

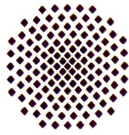
**Entwicklung einer Steuereinheit für ein Antriebs-
system basierend auf Wasserelektrolyse**

**Development of a Control Unit for a Propulsion
System based on Water Electrolysis**

Bachelorarbeit von
cand. aer. Lucas Grodd
IRS-21-S-032

Betreuer:
Prof. Dr. Stefan Schlechtriem
Dr. Nicholas Harmansa

Institut für Raumfahrtssysteme
Universität Stuttgart
Mai 2021



Aufgabenstellung Bachelorarbeit

für Herrn Lucas Grodd

Entwicklung einer Steuereinheit für ein Antriebssystem basierend auf Wasserelektrolyse

Development of a Control Unit for a Propulsion System based on Water Electrolysis

Motivation:

Am ArianeGroup-Standort in Lampoldshausen werden unter anderem Komponenten von Antriebssystemen für Raumfahrzeuge entwickelt, produziert und getestet. Hierzu gehören z.B. chemische und elektrische Triebwerke, Druckregler und Ventile. Das Water Propulsion Projekt umfasst die Entwicklung eines Elektrolysesystems, das hochbedruckte Gase für ein Bipropellant Triebwerk bereitstellen kann.

Im Rahmen der Abschlussarbeit soll eine Steuereinheit für das Antriebssystem, basierend auf Microcontroller Technologie, entwickelt werden. Dabei soll das Elektrolysesystem von dieser Einheit mit elektrischer Energie versorgt, wie auch geregelt werden. Zusätzlich soll jegliche Messtechnik für das Elektrolyseursystem hier untergebracht werden. Um ein kontinuierliches Health Monitoring zu gewährleisten, soll die Möglichkeit zur Impedanzmessung implementiert werden.

Die Steuereinheit soll so konzipiert werden, dass automatisierte Experimente ermöglicht werden können.

Aufgabenstellung:

- Literaturrecherche
- Definition der ECU
- Aufbau der benötigten Hardware und Programmierung sowie Komponententests
- Konzeptionierung eines HiL Teststandes
- Dokumentation

Die Arbeit wird bei ArianeGroup durchgeführt.

Betreuer/-in intern: Marius Wilhelm, M. Sc., DLR

Betreuer/-in extern: Dr. Nicholas Harmansa, ArianeGroup

Bearbeitungsbeginn: 15.01.2021

Einzureichen spätestens: 15.05.2021

Empfangsbestätigung:

Ich bestätige hiermit, dass ich die Aufgabenstellung sowie die rechtlichen Bestimmungen und die Studien- und Prüfungsordnung gelesen und verstanden habe.

Prof. Dr. S. Schlechtriem
(Verantwortlicher Hochschullehrer)

Externer Betreuer

Unterschrift des/der Studierenden

Rechtliche Bestimmungen: Der/die Bearbeiter/in ist grundsätzlich nicht berechtigt, irgendwelche Arbeits- und Forschungsergebnisse, von denen er/sie bei der Bearbeitung Kenntnis erhält, ohne Genehmigung des/der Betreuers/in dritten Personen zugänglich zu machen. Bezüglich erreichter Forschungsleistungen gilt das Gesetz über Urheberrecht und verwandte Schutzrechte (Bundesgesetzblatt I/ S. 1273, Urheberschutzgesetz vom 09.09.1965). Der/die Bearbeiter/in hat das Recht, seine/Ihre Erkenntnisse zu veröffentlichen, soweit keine Erkenntnisse und Leistungen der betreuenden Institute und Unternehmen eingeflossen sind. Die von der Studienrichtung erlassenen Richtlinien zur Anfertigung der Bachelorarbeit sowie die Prüfungsordnung sind zu beachten.

Professoren und Privatdozenten des IRS:

Prof. Dr.-Ing. Stefanos Fasoulas (Geschäftsführender Direktor) · Prof. Dr.-Ing. Sabine Klinkner (Stellvertretende Direktorin) · Prof. Dr. rer. nat. Alfred Krabbe · (Stellvertretender Direktor) · Hon.-Prof. Dr.-Ing. Jens Eickhoff · Prof. Dr. rer. nat. Reinhold Ewald · PD Dr.-Ing. Georg Herdrich · Hon.-Prof. Dr. Volker Liebig · Hon. Prof. Dr. rer. nat. Christoph Nöldeke · Prof. Dr.-Ing. Stefan Schlechtriem · PD Dr.-Ing. Ralf Srama

Erklärungen

Hiermit versichere ich, **Grodd, Lucas**, dass ich diese **Bachelorarbeit** selbstständig mit Unterstützung des Betreuers / der Betreuer angefertigt und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel verwendet habe. Die Arbeit oder wesentliche Bestandteile davon sind weder an dieser noch an einer anderen Bildungseinrichtung bereits zur Erlangung eines Abschlusses eingereicht worden.

Ich erkläre weiterhin, bei der Erstellung der Arbeit die einschlägigen Bestimmungen zum Urheberrecht fremder Beiträge entsprechend den Regeln guter wissenschaftlicher Praxis¹ eingehalten zu haben. Soweit meine Arbeit fremde Beiträge (z.B. Bilder, Zeichnungen, Textpassagen etc.) enthält, habe ich diese Beiträge als solche gekennzeichnet (Zitat, Quellenangabe) und eventuell erforderlich gewordene Zustimmungen der Urheber zur Nutzung dieser Beiträge in meiner Arbeit eingeholt. Mir ist bekannt, dass ich im Falle einer schuldhaften Verletzung dieser Pflichten die daraus entstehenden Konsequenzen zu tragen habe.

Stuttgart, 08.02.2021 Lucas Grodd

Ort, Datum, Unterschrift

Hiermit erkläre ich mich damit einverstanden, dass meine **Bachelorarbeit** zum Thema:

Entwicklung einer Steuereinheit für ein Antriebssystem basierend auf Wasserelektrolyse

in der Institutsbibliothek des Instituts für Raumfahrtssysteme ohne Sperrfrist öffentlich zugänglich aufbewahrt und die Arbeit auf der Institutswebseite sowie im Online-Katalog der Universitätsbibliothek erfasst wird. Letzteres bedeutet eine dauerhafte, weltweite Sichtbarkeit der bibliographischen Daten der Arbeit (Titel, Autor, Erscheinungsjahr, etc.).

Nach Abschluss der Arbeit werde ich zu diesem Zweck meinem Betreuer neben dem Prüfaxemplar eine weitere gedruckte sowie eine digitale Fassung übergeben.

Der Universität Stuttgart übertrage ich das Eigentum an diesen zusätzlichen Fassungen und räume dem Institut für Raumfahrtssysteme an dieser Arbeit und an den im Rahmen dieser Arbeit von mir erzeugten Arbeitsergebnissen ein kostenloses, zeitlich und örtlich unbeschränktes, einfaches Nutzungsrecht für Zwecke der Forschung und der Lehre ein. Falls in Zusammenhang mit der Arbeit Nutzungsrechtsvereinbarungen des Instituts mit Dritten bestehen, gelten diese Vereinbarungen auch für die im Rahmen dieser Arbeit entstandenen Arbeitsergebnisse.

Stuttgart, 08.02.2021 Lucas Grodd

Ort, Datum, Unterschrift

¹ Nachzulesen in den DFG-Empfehlungen zur „Sicherung guter wissenschaftlicher Praxis“ bzw. in der Satzung der Universität Stuttgart zur „Sicherung der Integrität wissenschaftlicher Praxis und zum Umgang mit Fehlverhalten in der Wissenschaft“

Abstract

Due to the difficulties that are related to the usage of hydrazine as fuel for orbital propulsion systems, there is a desire for a cleaner fuel solution. ArianeGroup is working on a propulsion system based on water electrolysis. Compared to hydrazine, water has several advantages but it needs to be conditioned before it can be used as fuel. A device, namely an electrolyzer, is needed to convert the liquid water to a more reactive form. The electrolyzer is able to dissociate liquid water into its gaseous components, hydrogen and oxygen. The gases are stored in separate tanks, until a sufficient pressure is reached, in which case the gases can be released through a bi-propellant thruster by activating valves. They mix and combust in the thruster to generate thrust. To control this process, a central control unit (ECU) is needed, which is able to supply the electrolyzer with power, control valves and heaters and to monitor the system including temperature and pressure. This thesis focuses on the theoretical and practical foundation for the development of this control unit. A printed circuit board was developed and built and the capability of this circuit board was evaluated with respect to the requirements that were defined for the ECU. Improvements on the designed circuit board are discussed as a guidance for future development. Furthermore, the theoretical design aspects of a control unit that can be used in space are mentioned.

Übersicht

Aufgrund der Schwierigkeiten, die sich aus der Verwendung von Hydrazin als Treibstoff für orbitale Antriebssysteme ergeben, arbeitet ArianeGroup an einem Antriebssystem auf Basis von Wasserelektrolyse. Wasser bietet gegenüber Hydrazin einige Vorteile, kann jedoch nicht direkt als Treibstoff eingesetzt werden, da es in dieser Form nicht reaktiv genug ist. Deswegen ist eine Lösung notwendig, mit der das flüssige Wasser in eine geeignete Form umgewandelt werden kann. Das Wasser wird direkt im Orbit mithilfe eines Elektrolyseurs in Wasserstoff und Sauerstoff dissoziiert. Die Gase werden in separaten Tanks zwischengelagert, bis sich ein ausreichender Druck aufgebaut hat. Anschließend können Wasserstoff und Sauerstoff durch Ventile ins Triebwerk geleitet werden, wo sie sich vermischen und verbrannt werden, um Schub zu generieren. Um diesen Prozess zu steuern wird eine zentrale Steuereinheit (ECU) benötigt. Die ECU muss in der Lage sein, den Elektrolyseur mit Strom zu versorgen, Ventile und Heizelemente zu steuern und Drücke sowie Temperaturen am System zu überwachen. Im Rahmen dieser Arbeit wird die theoretische und praktische Grundlage für die Entwicklung einer solchen Steuereinheit gelegt. Es wurde eine Leiterplatte entwickelt und gebaut und die Fähigkeiten dieser wurden mit Blick auf die definierten Anforderungen an eine ECU ausgewertet. Modifikationen an der Leiterplatte zur Verbesserung ihrer Funktionalität werden als Basis für zukünftige Entwicklungen erarbeitet. Zudem werden Designaspekte einer elektronischen Hardware, die für den Einsatz unter realen Weltraumumgebungen geeignet ist, aufgegriffen.

Inhaltsverzeichnis

Aufgabenstellung	I
Selbstständigkeitserklärung	II
Abstract	III
Übersicht	IV
Inhaltsverzeichnis	V
Symbolliste	VII
Abkürzungen	IX
1 Einleitung	1
2 Anforderungen	3
2.1 Elektrolyseur	3
2.2 Elektrochemischer Wasserstoffkompressor	3
2.3 Stromversorgung der Ventile, Heizungen und Sensoren	3
2.4 Druckmessung	3
2.5 Temperaturmessung	3
2.6 Kommunikation	3
2.7 Modularität	4
2.8 Sicherheitsroutinen	4
2.8.1 Druck	4
2.8.2 Impedanzmessung	4
2.8.3 Temperatur	4
2.9 Betriebsmodi	4
2.9.1 Manueller Modus	4
2.9.2 Leerlauf	4
2.9.3 Zyklusmodus	5
2.9.4 Kennlinie	5
2.10 Außenmaße	5
3 Prinzip	7
3.1 Kommunikationsschnittstellen	7
3.1.1 Serial Peripheral Interface	8
3.1.2 Inter-Integrated Circuit	10
3.2 Temperaturmessung	10
3.3 Druckmessung	11
3.4 Heizelemente	12
3.5 Ventile	14
3.6 Elektrische Verbindungen	15
3.7 Kommunikation mit Teststandsrechner	16
3.8 Mikrocontroller	17

3.9	Elektrolyseur	19
3.9.1	Regelung am Elektrolyseur	19
3.9.2	Impedanzmessung	23
3.9.3	Strom- und Spannungsmessung	24
3.10	Elektrochemischer Wasserstoffkompressor	25
4	Testleiterplatte	27
4.1	Schaltplan	27
4.2	Leiterplatte	27
5	Auswertung	31
5.1	Temperaturmessung	31
5.2	Druckmessung	32
5.3	Ventil- und Heizernsteuerung	32
5.4	Strommessung an Widerstand	33
5.5	Spannungsmessung am Elektrolyseur	33
5.6	Strom- und Spannungsregelung am Elektrolyseur	34
5.7	Impedanzmessung	36
6	Fazit	37
6.1	Analyse	37
6.1.1	Temperaturmessung	37
6.1.2	Druckmessung	37
6.1.3	Ventil- und Heizernsteuerung	38
6.1.4	Strommessung	38
6.1.5	Spannungsmessung und -einstellung am ELY	38
6.1.6	Impedanzmessung	40
6.1.7	Regelung am ELY	40
6.1.8	Spannung am EHC	40
6.1.9	Kommunikation über die RS232 Schnittstelle	41
6.1.10	Langzeitspeicherung von Daten	41
6.2	Weitere Überlegungen	41
6.2.1	Wärme	41
6.2.2	Spannungen auf CubeSat-Plattformen	43
6.2.3	Strahlung	45
6.3	Hardware in the Loop	45
	Literatur	49
	Anhang	53

Symbolliste

Einheitenverzeichnis

A	Fläche [m ²]
C	Kapazität [F]
I	Strom [A]
P	Leistung [W]
\dot{Q}	Wärmestrom [W]
R	Widerstand [Ω]
t	Zeit [s]
T	Temperatur [°C]
U	Spannung [V]
Z	Impedanz [Ω]
ϵ	Emissionsgrad [-]
η	Wirkungsgrad [-]
σ	Stefan-Boltzmann-Konstante [$\frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{K}^4}$]

Indizes

AB	Abgegeben
CC	Constant Current (dt.: konstanter Strom)
CP	Constant Power (dt.: konstante Leistung)
CV	Constant Voltage (dt.: konstante Spannung)
DS	Drain-Source Strecke bei Mosfets
GS	Gate-Source Strecke bei Mosfets
IST	Ist-wert
MAX	Maximal
MIN	Minimal
ON	(bei Mosfets) niederohmiger Zustand
ZIEL	Zielwert

Abkürzungen

ADC	Analog-Digital-Converter (dt.: Analog-zu-Digital-Wandler)
ECU	Electrolyzer Control Unit (dt.: Steuereinheit des Elektrolyseurs)
EHC	Electrochemical Hydrogen Compressor (dt.: Elektrochemischer Wasserstoffkompressor)
ELY	Electrolyzer (Elektrolyseur)
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
EN	Enable
ESR	Equivalent Series Resistance (dt.: äquivalenter Reihenwiderstand)
FPU	Floating-Point-Unit (dt.: Gleitkommazahl-Recheneinheit)
GND	Ground (0 V Bezugspotenzial in elektrischen Schaltungen)
GPIO	General Purpose Input-/Outputpin (dt.: Multifunktionale Ein- und Ausgangspins)
I ² C	Inter-Integrated-Circuit
IO	Input/Output (dt.: Eingang/Ausgang)
MCU	Microcontroller Unit (dt.: Mikrocontroller)
MM	Multimeter
Mosfet	Metall-Oxidschicht-Feldeffekt-Transistor
OBC	On-Board Computer
PWM	Pulsweitenmodulation
RX	Receive (dt.: Empfangen)
SMD	Surface-Mounted-Devices (dt.: oberflächenmontierte Komponenten)
SPI	Serial Peripheral Interface
TE	Thermoelement
THT	Through-Hole-Technology (dt.: Durchstecktechnik)
TI	Texas Instruments
TNS	Thermoneutralspannung
TX	Transmit (dt.: Senden)
VCC	Versorgungsspannung
VIA	Vertical Interconnect Access (dt.: vertikaler Verbindungszugang)
VSK	Vergleichsstellenkompensation
WPS	Water Propulsion System

1 Einleitung

Am ArianeGroup-Standort in Lampoldshausen werden elektrische und chemische Antriebssysteme für Satelliten und Orbitalplattformen entwickelt [1]. Im Portfolio der chemischen Antriebssysteme sind sowohl Monergolsysteme (ein Treibstoff) als auch Diergolsysteme (Treibstoff und Oxidator) mit Schub im Bereich von 1 N bis 400 N vorhanden. Diese Triebwerke werden mit dem Treibstoff Hydrazin oder dessen Derivate Monomethylhydrazin und 1,1-Dimethylhydrazin betrieben, da sie einige Vorteile, wie zum Beispiel gute Lagerfähigkeit und zuverlässiges Zündverhalten mit sich bringt. Aus verschiedenen Gründen ist die Verwendung von Hydrazin allerdings problematisch. Seit 2011 ist Hydrazin von der ECHA, der Europäischen Chemikalienagentur, gemäß REACH-Verordnung (Registration, Evaluation, Authorisation and Restriction of Chemicals) als sehr besorgniserregender Stoff klassifiziert, da Hydrazin krebserregend ist [2]. Diese Klassifizierung ist ungünstig für die Verwendung von Hydrazin, da das Recht zur Nutzung als Treibstoff auf Dauer nicht gesichert ist [3]. Außerdem ist der Stoff brennbar, ätzend, hautgänglich und umweltschädlich, was die Handhabung stark erschwert, da immer mit erhöhten Sicherheitsmaßnahmen gearbeitet werden muss. Aus diesen Gründen arbeitet ArianeGroup an einer Alternative zu hydrazinbasierten Antriebssystemen: Dem Water Propulsion System (WPS). Hierbei wird nicht mehr das bedenkliche Hydrazin, sondern Wasser als Treibstoff verwendet. Die Vorteile: Wasser ist gesundheitlich absolut unbedenklich, überall günstig erhältlich und leicht zu lagern. Allerdings noch nicht reaktiv genug, um als Treibstoff nützlich zu sein. Deswegen wird das Wasser bei Antriebsbedarf mithilfe eines Elektrolyseurs in seine gasförmigen Bestandteile H_2 und O_2 zerlegt. Wasserstoff und Sauerstoff können in einem Triebwerk verbrannt werden, um Schub zu generieren. Gegenüber Hydrazin bietet diese Treibstoffkombination weitere Vorteile, wie einen höheren spezifischen Impuls, was eine höhere Nutzlast oder längere Missionsdauer erlaubt.

Die Kernkomponenten des WPS sind auf Bild 1 dargestellt. Das flüssige Wasser aus dem Wassertank gelangt durch Leitungen in den Elektrolyseur, wo es durch elektrische Energie an einem Katalysator in seine Komponenten H_2 und O_2 aufgespalten wird. Die Gase werden in verschiedenen Tanks getrennt gelagert. Durch Ventile werden die Leitungen zwischen den Gastanks und dem Triebwerk geöffnet oder geschlossen. Im Triebwerk werden die Gase gemischt und über ein Katalysatorbett geleitet, wo die Zündung des Gasgemisches stattfindet.

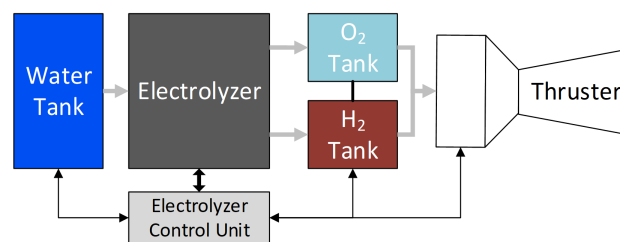


Bild 1: Water Propulsion System Blockschaltbild. [3]

Die Hauptaufgabe der Electrolyzer Control Unit (ECU) ist die Steuerung des Elektrolyseurs. Allerdings ist die ECU auch für die Steuerung und Überwachung des gesamten WPS verantwortlich. Die Temperaturen und Drücke am gesamten System werden von der ECU gemessen. Ventile, Heizungen, Elektrolyseur (ELY¹) und der Elektrochemische Wasserstoffkompressor (EHC²) werden mit Strom versorgt und geschaltet.

Auf Bild 2 ist das Blockschaltbild der ECU dargestellt. Die ECU lässt sich in vier Bereiche

¹ELY - „Electrolyzer“

²EHC - „Electrochemical Hydrogen Compressor“

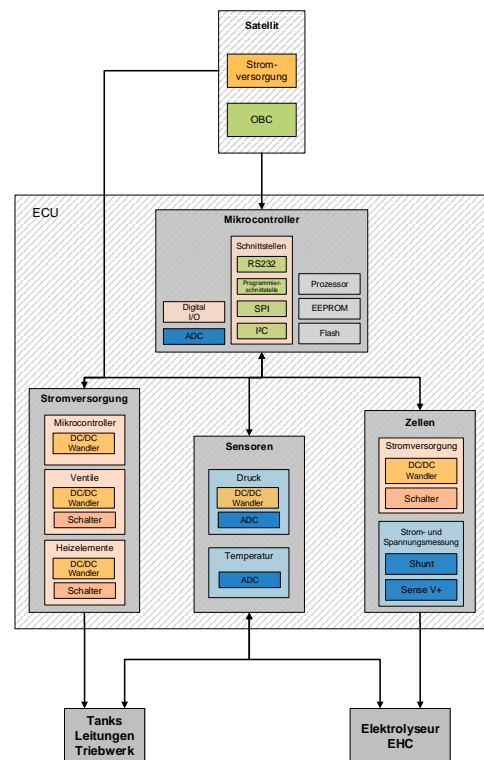


Bild 2: Blockschaltbild der ECU.

einteilen: Stromversorgung, Temperatur- und Drucksensoren, Versorgung und Überwachung der Zellen und den Mikrocontroller. Letzterer stellt als Gehirn der ECU die Kernkomponente dar, interagiert mit jedem der anderen Bereiche und ist darüber hinaus für die Kommunikation mit dem On-Board Computer (OBC) des CubeSats, bzw. dem Prüfstandscomputer des Prüfstands verantwortlich.

Da es bereits umfassende theoretische Ausarbeitungen zum Water Propulsion System gibt, soll mit dieser Arbeit nun der praktische Grundstein für die Entwicklung einer ECU gelegt werden, indem eine Testleiterplatte entwickelt wird, die die im Kapitel 2 aufgeführten Anforderungen erfüllen kann. In Kapitel 3 wird der theoretische Hintergrund hinter der praktischen Realisierung erläutert. Dieses Kapitel enthält sowohl Grundlagen zur Natur der verwendeten Systeme als auch konkrete Erklärungen zur Entscheidung bezüglich der Komponenten. In Kapitel 4 wird die entwickelte Leiterplatte vorgestellt und Designentscheidungen beim Erstellen von Schaltplan und Leiterplatte erläutert. Die Tests, welche mit der Leiterplatte durchgeführt wurden, sind in Kapitel 5 vorgestellt. Das Fazit wird in Kapitel 6 gezogen. Dabei wird vor allem erläutert, was gut funktioniert hat und welche alternativen Lösungsansätze für Verbesserungen bestehen. Außerdem werden Überlegungen zu Systemspannung, Strahlungseinfluss und Wärmeentwicklung in der Weltraumumgebung abgewägt. Auch die Konzeptionierung eines Hardware-in-the-Loop Teststands ist im Fazit untergebracht.

2 Anforderungen

An die Systeme der ECU werden folgende Anforderungen gestellt:

2.1 Elektrolyseur

Der Elektrolyseur (ELY) als zentrales Element der Gaserzeugung muss von der ECU mit Strom versorgt werden. Der geforderte Strom beträgt 20 A pro Zelle. Da sich die Gaserzeugungsrate proportional zum Strom verhält, soll der Strom einstellbar sein. Der Widerstand der Zelle wird sich unter verschiedenen Betriebszuständen ändern und es ist die Aufgabe der ECU, die Spannung der Zelle innerhalb der Grenzen von 1,4 V bis 2,5 V so einzustellen, dass der eingestellte Strom gehalten wird.

2.2 Elektrochemischer Wasserstoffkompressor

Der Elektrochemische Wasserstoffkompressor (EHC) soll mit einer festen Gleichspannung von 0,8 V versorgt werden. Anders als bei dem ELY ist ein Einstellen des Stroms oder der Spannung nicht notwendig. Leistung wird nur verbraucht, wenn Wasserstoff komprimiert wird. Die Spannungsversorgung muss in der Lage sein, bis zu 5 A pro Zelle zur Verfügung zu stellen. Da der EHC eine wichtige Funktion für den Betrieb und den Schutz der Membranen übernimmt, ist die Ausfallwahrscheinlichkeit so gering wie möglich zu halten. Aus diesem Grund muss die Spannungsversorgung des EHC redundant ausgeführt sein.

2.3 Stromversorgung der Ventile, Heizungen und Sensoren

Ventile, Heizungen und die Drucksensoren müssen ebenfalls von der ECU mit Strom versorgt werden. Im Prüfstand kommen 24 V Systeme zum Einsatz. In einem Demonstrator (beispielsweise einem CubeSat) kommen andere Spannungen zum Einsatz. Die Ventile und Heizungen müssen ein- und ausschaltbar sein. Die Ansteuerung der Ventile muss für einen gepulsten Betrieb des Ventils die Fähigkeit zur Pulsweitenmodulation (PWM) besitzen.

2.4 Druckmessung

An den Tanks, Leitungen und an den Zellen muss der Druck gemessen werden. Die verwendeten Sensoren generieren ein analoges Signal von 0 V bis 10 V. Die Messung soll mit einer Frequenz von mindestens 1 Hz stattfinden.

2.5 Temperaturmessung

An den Tanks, Leitungen, den Zellen und am Triebwerk soll die Temperatur gemessen werden. Für den Prüfstand werden Typ K und Typ S Thermoelemente eingesetzt. Die Messung soll mit einer Frequenz von mindestens 1 Hz stattfinden.

2.6 Kommunikation

Die ECU muss in der Lage sein, mit dem Prüfstandsrechner zu kommunizieren. Auf diesem wird die Software LabVIEW verwendet, um den Prüfstand zu überwachen und zu steuern. Die ECU erhält Kommandos vom Prüfstandsrechner. Diese Kommandos dienen zum Einstellen von Funktionsparametern, wie zum Beispiel des Zielstroms des Elektrolyseurs und zum Abfragen von

Systemparametern, wie Druck, Temperatur, Spannungen, usw. Die ECU soll mit einer entsprechenden Antwort (einer Bestätigung, Fehlermeldung oder dem abgefragten Wert) reagieren.

2.7 Modularität

Das System soll modular gestaltet werden, sodass bei Bedarf die Anzahl von Sensoren, Zellen, Ventilen und Heizungen angepasst werden kann.

2.8 Sicherheitsroutinen

Alle Systemparameter (Drücke, Temperaturen, Spannungen, Ströme) sollen permanent überwacht werden. In bestimmten Fällen, zum Beispiel bei Überschreitung von Grenzwerten, müssen Maßnahmen eingeleitet werden, um die Parameter wieder auf unkritische Werte zu bringen. Diese Maßnahmen werden je nach Ausmaß des Sicherheitsrisikos von der ECU selbst eingeleitet oder per Fehlermeldung an den Prüfstandsrechner gemeldet.

2.8.1 Druck

Wenn der Druck im O_2 - oder im H_2 -Tank einen definierten Maximaldruck übersteigt, soll die Gasproduktion sofort gestoppt werden. Wenn der Druckunterschied zwischen den beiden Tanks einen gewissen Wert überschreitet (5 bar), soll Druck bei dem entsprechenden Tank abgelassen werden, bis der Druck innerhalb einer gewissen Toleranz (± 1 bar) wieder angeglichen ist. Wenn der Druck im Wassertank schlagartig ansteigt, ist mit einem Defekt der Membran zu rechnen. In diesem Fall soll die Zelle sofort abgeschaltet werden.

2.8.2 Impedanzmessung

Die Impedanz der Membran des ELY und des EHC soll zur Überwachung des Membranzustandes in regelmäßigen Abständen ermittelt werden, um eine defekte oder degradierte Membran erkennen zu können.

2.8.3 Temperatur

Die Temperatur am gesamten System darf bestimmte Grenzwerte nicht überschreiten. Sollte ein Grenzwert überschritten werden, müssen Gegenmaßnahmen eingeleitet werden, wie das Abschalten von Heizern oder Leistungsreduktion an den Zellen.

2.9 Betriebsmodi

Die ECU soll in verschiedenen Modi arbeiten.

2.9.1 Manueller Modus

Im manuellen Modus werden außer den Sicherheitsroutinen keine automatisierten Abläufe ausgeführt. Der Benutzer kann Funktionsparameter anpassen und Einstellungen vornehmen.

2.9.2 Leerlauf

Im Leerlaufmodus soll der Druck der Gastanks auf ein eingestelltes Niveau gebracht und dann gehalten werden. Die ECU soll den Strom und damit die Gaserzeugungsrate so einstellen, dass der Zieldruck beliebig lange gehalten wird.

2.9.3 Zyklusmodus

Im Zyklusmodus soll die Produktion von Gas und das Zünden des Triebwerkes automatisch übernommen werden. Die Anzahl der Zyklen soll einstellbar sein, eben so wie der Maximal- und Minimaldruck, bei denen zwischen Gasproduktion und Triebwerkszündung gewechselt wird. Für den Fall, dass im Teststand kein Triebwerk angeschlossen ist, sollen die Ventile zur Simulation unterschiedlicher Triebwerke gepulst betrieben werden, um den effektiven Massenstrom einzustellen.

2.9.4 Kennlinie

Im Kennlinienmodus soll eine vorprogrammierte Kennlinie abgefahren werden. Durch wiederholtes Abfahren der gleichen Kennlinie zu unterschiedlichen Zeitpunkten kann ein Leistungsverlust im Laufe der Zeit erkannt werden.

2.10 Außenmaße

Da ein Demonstrator auf einer CubeSat-Plattform starke Einschränkungen bezüglich verfügbarem Platz mit sich bringt soll die ECU inklusive Gehäuse in einem Raum von $96 \times 90 \times 50 \text{ mm}^3$ Platz finden. Dadurch wird die ECU in eine CubeSat-Unit passen.

3 Prinzip

Die Realisierung der Anforderungen³ erfordert ein Zusammenspiel vieler verschiedener integrierter Schaltkreise (IC⁴). Gegenüber diskret (aus einzelnen Grundbauteilen) aufgebauten Schaltungen bieten diese viele Vorteile: Sie sind i. d. R. kleiner, günstiger und arbeiten zuverlässiger [4]. Für den Anwender entfällt außerdem der Mehraufwand, der durch den Aufbau und die Auslegung diskreter Schaltungen auftreten würde. IC's sind fertige Bausteine. Der Anwender muss über Ein- und Ausgänge des Bausteins und der Funktionsweise Bescheid wissen, aber ihm bleibt die Auslegung der Schaltung im Inneren erspart. Die Komplexität der Anwendung liegt jedoch in der Auswahl passender und kompatibler Bauteile, da das Angebot sehr groß ist (Bei einschlägigen Handelsunternehmen für elektronische Bauteile sind über 370000 Einträge zu „IC“ gelistet [5].).

Bekannte Vertreter von integrierten Schaltkreisen stellen die Mikrocontroller dar. Diese zeichnen sich durch einen besonders hohen Integrationsgrad (sehr viele Funktionselemente auf einem Chip⁵ zusammengefasst.) aus [4]. Die physischen Schnittstellen eines jeden Mikrocontrollers (und ferner, aller IC's) sind die Pins. Im Falle von Mikrocontroller wird häufig von GPIO⁶ gesprochen, da die Pins durch entsprechende Programmierung verschiedene Funktionen übernehmen können. Wenn sie als Ausgang konfiguriert sind, kann an ihnen eine Spannung angelegt oder Strom abgeführt werden. Ein Eingang kann Spannung messen, bzw. detektieren. Aus diesen grundlegenden Eigenschaften ergeben sich durch intelligente Softwarelösungen unzählige Anwendungsmöglichkeiten.

Aufgrund der großen Auswahl an verschiedenen Komponenten gibt es für ein gegebenes Problem nie nur einen richtigen Weg, bzw. einen richtigen Baustein, sondern immer verschiedene Lösungen, deren Vor- und Nachteile abgewogen werden müssen. Im Folgenden wird der in dieser Arbeit verfolgte Ansatz vorgestellt.

3.1 Kommunikationsschnittstellen

Da die Anzahl an physischen GPIO jedes Mikrocontrollers begrenzt ist, kann es nötig sein, zusätzliche Geräte wie Analog-zu-Digital-Wandler (ADC⁷) o. Ä. einzusetzen, um die gewünschte Funktionalität zu erreichen. Damit trotzdem alle gemessenen Werte auf einem zentralen Mikrocontroller verarbeitet werden können, müssen die Bauteile miteinander kommunizieren. Dafür eignen sich sogenannte serielle Kommunikationsschnittstellen sehr gut. Diese Schnittstellen benötigen sehr wenige GPIO und lassen sich zudem mühelos um zusätzliche Geräte erweitern, weshalb ihr Einsatz optimal für die Erfüllung der Anforderung an Modularität ist. „Seriell“ bedeutet dabei, dass die Daten nacheinander über den selben Pin übertragen werden, im Gegensatz zu paralleler Datenübertragung, bei der die Daten gleichzeitig auf unterschiedlichen Pins übertragen werden [6]. In der Praxis gibt es einige begrenzende Faktoren für die Erweiterbarkeit dieser Schnittstellen. Einer ist die Übertragungsgeschwindigkeit des Busses, die sich alle Busteilnehmer teilen. Je mehr Busteilnehmer angeschlossen sind, umso weniger Bytes können in einer Zeiteinheit mit jedem einzelnen Teilnehmer kommuniziert werden. Einen weiteren begrenzenden Faktor stellt die maximale Buskapazität dar, die das Umschalten von einer logischen „0“ (keine Spannung liegt an) in eine logische „1“ (Spannung liegt an) und umgekehrt verzögert. Um eine

³Aus Kapitel „Anforderungen“ auf S.3

⁴IC - „integrated circuit“, dt.: „Integrierte Schaltkreise“

⁵Im Folgenden wird „Chip“ als Synonym zu „IC“ verwendet.

⁶GPIO - „General Purpose Input/Output Pins“, dt.: „Multifunktionale Ein- und Ausgangspins“

⁷ADC - „Analog-Digital-Converter“

Spannung an den Bus anzulegen, muss die gesamte Buskapazität aufgeladen werden. Gemäß

$$C = \frac{I \cdot t}{U} \quad \Leftrightarrow \quad t = \frac{C \cdot U}{I} \quad (1)$$

ist die Zeit t , die dieser Ladevorgang dauert bei gegebener Spannung U und gegebener Stromfähigkeit I der Pins direkt abhängig von der Kapazität C . Wenn die Zeit t größer wird als die Zeit, die die Übertragung eines einzelnen Bits (einer „0“ oder „1“) dauert, kann die Spannung nicht mehr vollständig umgeschaltet werden und die Übertragung wird fehleranfällig oder kommt ganz zum Erliegen, wodurch sich eine maximale Buskapazität ableiten lässt. Die verwendeten Bauteile verlangen den Einsatz von zwei verschiedenen Schnittstellen.

3.1.1 Serial Peripheral Interface

Das Serial Peripheral Interface (SPI) ist ein von der Firma Motorola (heute NXP Semiconductors) entwickeltes Bus-System nach dem Master-Slave-Prinzip und besteht aus drei gemeinsamen und einer exklusiven Datenleitung [7].

Die gemeinsamen Datenleitungen sind SCLK (Serial Clock), MISO (Master In Slave Out) und MOSI (Master Out Slave In). MISO ist wie MOSI ein Datensignal. Bei MOSI legt der Master eine Spannung an, die von den Slaves als logische „0“ oder logische „1“ interpretiert wird. MISO funktioniert analog dazu, allerdings tauschen Master und Slaves ihre Rollen. Der Master interpretiert also die Spannung, die der gewählte Slave anlegt. SCLK ist ein Taktsignal und dient der Synchronisation der Datenübertragung. Dieses Signal wird vom Master erzeugt und alle angeschlossenen Geräte richten sich danach. Je nach Einstellung wird bei steigender Flanke (Übergang von logischer „0“ zu logischer „1“) oder fallender Flanke (Übergang von logischer „1“ zu logischer „0“) die Spannung an MISO und MOSI gesetzt, bzw. ausgewertet.

SPI zeichnet sich durch hohe Übertragungsgeschwindigkeit bis in den MHz-Bereich aus [8] und ist durch die separate MISO- und MOSI-Leitung vollen-duplexfähig, d. h. dass Datenaustausch gleichzeitig in beide Richtungen stattfinden kann. Allerdings kann der Master immer nur mit einem Slave gleichzeitig kommunizieren. Um kenntlich zu machen, mit welchem Slave der Master kommunizieren möchte, sieht die Schnittstelle pro Slave eine exklusive Datenleitung vor, die CS-Leitung (Chip Select). Diese Leitung wird bei dem Zielgerät vom Master auf ein definiertes Potenzial gebracht, wodurch der Slave aktiviert wird und mit der Kommunikation beginnt. Durch diese exklusive Datenleitung übersteigt jedoch die Anzahl der benötigten GPIO für ein System mit vielen Busteilnehmern schnell die Anzahl der verfügbaren GPIO des Masters. Deswegen wird für die Selektierung der Busteilnehmer das auf Bild 3 gezeigte System aus sogenannten „Dekodern“ implementiert, mit dessen Hilfe in dieser Ausführung mit nur 6 GPIO bis zu 64 Busteilnehmer selektiert werden können.

Dabei verschlüsseln die 6 GPIO mit ihren Pegeln (logische „0“ oder logische „1“) eine sechsstellige Binärzahl, in der $2^6 = 64$ Zustände enthalten sind. Diese Zustände werden von den Dekodern wieder entschlüsselt und auf 64 physischen Pins ausgegeben. Das System muss zweistufig angeordnet werden, da jeder Dekoder der verwendeten Art nur vier Eingänge hat: drei Inputs für das verschlüsselte Signal und einen Enable-Eingang, mit dem das Gerät komplett deaktiviert werden kann. Die Wahrheitstabelle der Dekoder ist auf Bild 4 dargestellt. Daraus geht hervor, dass das Gerät keinen Output erzeugt, wenn am Enable-Eingang (EN) eine logische „0“ anliegt. Ist EN aktiv (logische „1“), so wird für jeden der möglichen $2^3 = 8$ Zustände jeweils ein separater Ausgang aktiviert.

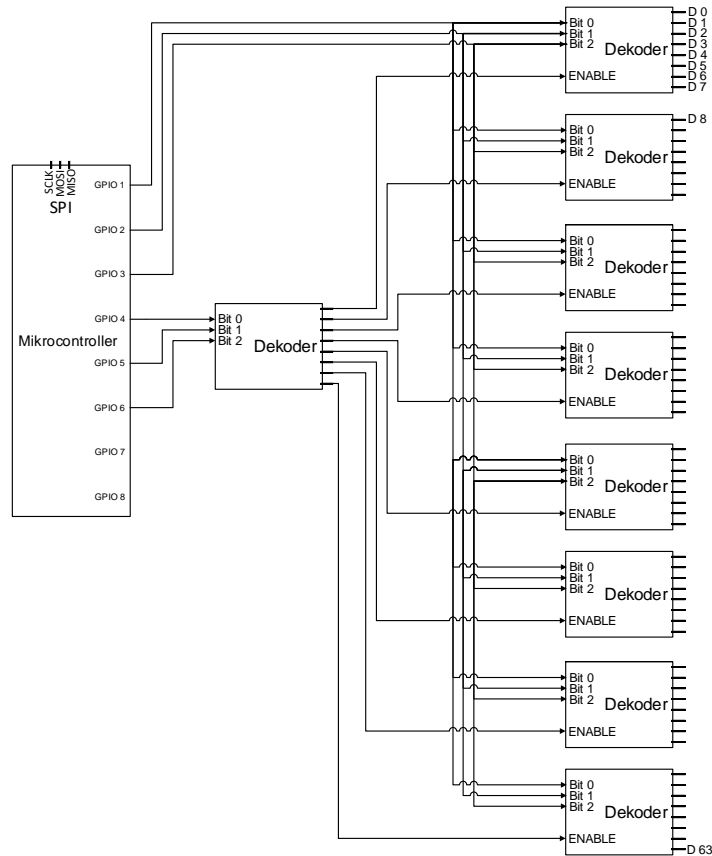


Bild 3: System zur Dekodierung der CS-Signale.

Diese Funktionsweise kann man sich wie auf Bild 3 gezeigt zu Nutze machen, um das System beliebig zu skalieren. In einer zweistufigen Anordnung sind die Outputs der ersten Stufe mit den EN der zweiten Stufe verbunden. So lassen sich in der zweiten Stufe bis zu acht weitere Dekoder einsetzen. Mit jeweils acht Ausgängen können somit bis zu 64 Ausgänge kontrolliert werden.

Inputs				Outputs							
EN	BIT 0	BIT 1	BIT 2	D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7
0	X	X	X	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0
1	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0
1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1

Bild 4: Eigendarstellung der Wahrheitstabelle der Dekoder nach [9].

Die erste Stufe steuert dabei nur, welcher der Dekoder aus der zweiten Stufe aktiv ist während

die zweite Stufe die tatsächlichen CS-Lines für die auszulesenden SPI Geräte zur Verfügung stellt. Alle Dekoder der zweiten Stufe teilen sich die gleichen drei GPIO. Somit dekodiert auch jeder Dekoder den gleichen Zustand, aber durch die erste Stufe ist zu jedem Zeitpunkt maximal einer aktiv. Damit ist sichergestellt, dass zu keinem Zeitpunkt mehr als ein Ausgang gleichzeitig aktiv ist.

3.1.2 Inter-Integrated Circuit

Inter-Integrated Circuit (I²C) ist ein von Phillips Semiconductor (heute NXP Semiconductors) entwickelter Datenbus mit zwei Datenleitungen, SCL (Serial Clock) als Taktleitung und SDA (Serial Data) als Datenleitung. Auch I²C arbeitet nach dem Master-Slave-Prinzip. Dadurch, dass nur eine Datenleitung vorhanden ist, ist I²C nicht vollduplexfähig sondern nur halbduplexfähig (beide Richtungen sind möglich, aber nur abwechselnd). Zudem ist die Übertragungsgeschwindigkeit mit 100 kHz bis 400 kHz generell langsamer als bei SPI. Der Vorteil zu SPI liegt jedoch in der Auswahl des kommunizierenden Busteilnehmers. Diese findet nicht mit einer separaten Leitung, sondern mithilfe von Adressierung direkt durch den Bus statt. Somit muss kein zusätzlicher GPIO für jeden Teilnehmer eingesetzt oder kompliziertes Zusatzsystem implementiert werden. Um eine Übertragung zu starten, sendet der Master ein Startbit, gefolgt von der Adresse. Alle Geräte hören zu aber nur der Slave, dessen eigene Adresse mit der gesendeten Adresse übereinstimmt, bestätigt die Kommunikation mit einem Bit, im Anschluss werden, abhängig von einem weiteren Bit (Read/Write), Daten von Master gesendet oder empfangen. Die Übertragung wird durch ein Stoppsbit abgebrochen. [10]

Die Adresse ist eine sieben Bit lange Binärzahl. Dadurch können pro Bus maximal $2^7 = 128$ Teilnehmer adressiert werden. In der Praxis sind es jedoch weniger, da einige Adressen davon reserviert sind und viele Geräte einige dieser sieben Bit fest eingestellt haben. Ein Gerät mit vier fest eingestellten Adressbits lässt also nur noch $2^{(7-4)} = 8$ Teilnehmer des gleichen Chips zu. Es gibt zwar sogenannte Weichen, mit denen sich diese Begrenzung auf Kosten der Übertragungsgeschwindigkeit komplett umgehen lässt, diese kommen in der ECU jedoch nicht zum Einsatz und werden deshalb hier nicht weiter erklärt.

3.2 Temperaturmessung

Die Temperatur an allen Komponenten des WPS wird mithilfe von Thermoelementen gemessen. Bei der Verwendung von Thermoelementen ergeben sich einige Herausforderungen:

- Die Spannung, die sich einstellt, ist sehr klein und muss verstärkt werden.
- Die Spannung verhält sich nicht-linear zur Temperatur, weshalb der Umrechnungsfaktor mithilfe von geeigneten Polynomfunktionen oder Tabellen approximiert werden muss.
- Die Temperatur an der Vergleichsstelle hat ebenfalls einen Einfluss auf die Spannung, weshalb diese Temperatur bekannt sein muss. Aus der Vergleichsstellentemperatur kann eine entsprechende Spannung errechnet werden. Diese errechnete Spannung wird von der gemessenen Spannung abgezogen. Die Differenz entspricht der Spannung, die an der Messstelle generiert wird. Diese Spannung kann dann gemäß der gewählten Approximation in die Temperatur an der Messstelle umgewandelt werden. Dieses Verfahren wird „Vergleichsstellenkompensation“ (VSK) genannt [11].

In dieser Arbeit werden zwei unterschiedliche IC's zur Messung der Thermoelementspannung untersucht. Einer der IC's verspricht integrierte Vergleichsstellenkompensation direkt im Chip.

Er wandelt die gemessene, korrigierte Spannung direkt in eine Temperatur um, welche mithilfe des SPI-Busses ausgelesen werden kann. Somit sind diese Geräte sehr benutzerfreundlich in ihrer Anwendung, allerdings ist man auf einen bestimmten Thermoelement-Typen festgelegt. Es gibt diese IC's in unterschiedlichen Ausführungen für verschiedene Typen, aber einmal für einen Chip entschieden, ist man an den entsprechenden Typen gebunden. Der andere IC lässt sich ebenfalls per SPI auslesen, hat jedoch keine integrierte Vergleichsstellenkompensation, sondern gibt lediglich die gemessene Spannung und die Temperatur am Gerät aus. Die VSK muss im Mikrocontroller stattfinden und manuell implementiert werden. Dadurch ist der Aufwand höher, jedoch erzwingt die Hardware nicht die Verwendung eines bestimmten Thermoelement-Typen. Zudem ist der Platzverbrauch dieses IC's auf der Leiterplatte kleiner, was aufgrund des geringen Platzkontingents der ECU ein weiterer Vorteil ist. Im Rahmen der Testleiterplatte werden aufgrund der jeweiligen Vor- und Nachteile beide Möglichkeiten implementiert und evaluiert.

Auf Bild 5 sind zwei ADC's dargestellt. Beispielhaft ist ein Dekoder gezeigt, der Teil der zweiten Stufe des Dekoder-Systems⁸ ist und der Bereitstellung der CS-Leitung dient. Die anderen Anschlüsse (SCLK, MOSI, MISO) sind nicht exklusiv, sondern untereinander mit allen Busteilnehmern und dem Mikrocontroller (nicht dargestellt) verbunden.

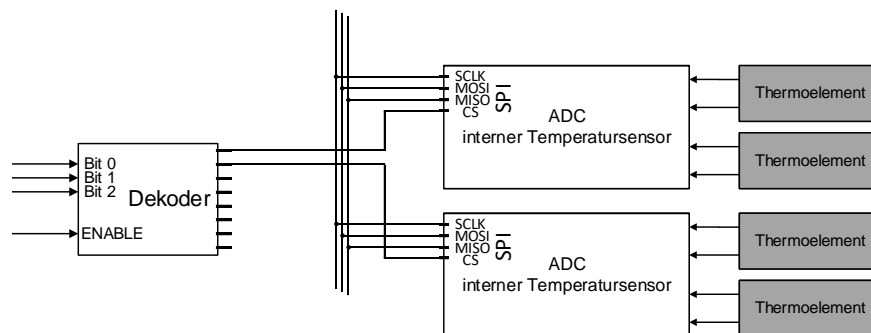


Bild 5: Anschluss der ADC's. Beispielhaft mit einem Dekoder dargestellt.

3.3 Druckmessung

Der Druck an den Tanks des WPS wird mithilfe von Absolutdrucksensoren gemessen. Diese Sensoren erzeugen eine analoge Spannung von 0 V bis 10 V in Abhängigkeit des Drucks. Mithilfe eines externen Analog-zu-Digital Wandlers (ADC) wird diese Spannung gemessen und im Mikrocontroller in einen entsprechenden Druck umgerechnet. Der ADC wird mit I²C ausgelesen. Dadurch lassen sich GPIO des Mikrocontrollers einsparen und die Anzahl der Drucksensoren, die mit diesem System verwendet werden können, leicht anpassen. Ohne Verwendung von I²C-Weichen lassen sich 32 Drucksensoren pro I²C-Bus verwenden. Die Sensoren selbst müssen mit 24 V versorgt werden. Die Testleiterplatte bezieht diese Spannung über einen Anschluss aus einem Labornetzteil. Auf Bild 6 ist schematisch dargestellt, wie die Drucksensoren ausgelesen werden. Der Ausgang der Drucksensoren wird an die Eingänge des ADC's angeschlossen. Dieser hat vier Kanäle und kommuniziert via I²C mit dem Master. Nicht dargestellt ist die Stromversorgung, die die Drucksensoren zusätzlich benötigen.

⁸Aus Kapitel „Serial Peripheral Interface“ auf S.8

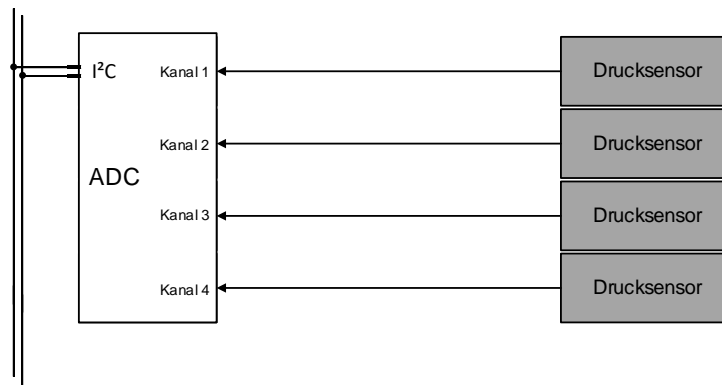


Bild 6: Messen des Drucks mithilfe externer ADC's.

3.4 Heizelemente

Die Heizelemente werden ebenfalls mit 24 V betrieben. Da die Heizelemente ein- und ausschaltbar sein sollen, kommt zusätzlich ein Schalter zum Einsatz, der vom Mikrocontroller gesteuert werden kann. Für den Schalter wird ein N-Kanal Metall-Oxidschicht-Feldeffekt-Transistor (Mosfet) als Low-Side-Switch eingesetzt.

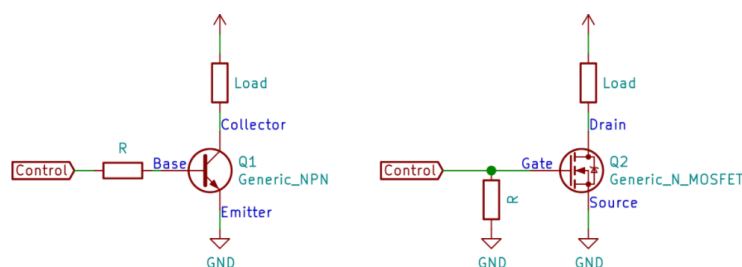


Bild 7: Mosfet als Low-Side-Switch.[12]

Gegenüber Bipolartransistoren haben Mosfets den Vorteil, dass sie (abgesehen von Schaltverlusten und Spannungsabfall durch ihren Widerstand) leistungslos leiten können. Während ein Bipolartransistor immer einen sogenannten „Basisstrom“ benötigt, um zu leiten, muss beim Mosfet nur die Kapazität des Gates umgeladen werden. Solange die angelegte Spannung gehalten wird, bleibt der Mosfet in seinem Zustand. Ein N-Kanal Mosfet wurde ausgewählt, da diese gegenüber P-Kanal Mosfets in der Regel einen geringeren Widerstand im niedrigohmigen Zustand aufweisen, günstiger sind und die Auswahl an verschiedenen Typen größer ist. Außerdem eignen sich N-Kanal Mosfets besser für einen Einsatz als Low-Side-Switch. Auf Bild 7 ist die Low-Side-Konfiguration für einen NPN-Transistor und einen N-Kanal Mosfet dargestellt. In dieser Konfiguration sitzt der Mosfet, welcher als der Schalter fungiert, zwischen der Last (dem Heizelement) und Ground (GND)⁹. Am Gate (beim Mosfet) bzw. an der Basis (beim Bipolartransistor) wird das Signal für die Ansteuerung (Control) des Transistors angeschlossen. Beim Mosfet ist ein Widerstand gegen GND parallel zur Ansteuerung vorhanden. Dies ist ein sogenannter Pulldown-Widerstand¹⁰. Falls von der Ansteuerung keine Spannung angelegt wird, zieht dieser Widerstand das Gate des Mosfets auf ein definiertes Potenzial (GND) „runter“ und sorgt dafür, dass die Gate-Kapazität entladen werden kann und der Mosfet in den

⁹GND - „Ground“ (0 V Bezugspotenzial)

¹⁰Pulldown-Widerstand vom engl. „to pull down“, dt.: „runter ziehen“

hochohmigen Zustand übergeht. Beim Transistor ist ein Reihenwiderstand eingesetzt. Dieser dient zur Begrenzung des Basisstroms.

Die Last ist permanent mit der Versorgungsspannung verbunden und nur GND wird durch den Schalter von der Last getrennt. Das verhindert den Stromfluss und schaltet die Last zwar ab, zieht jedoch zwei Konsequenzen nach sich: sollte die Isolierung versagen und die Last unerwartet Kontakt mit GND herstellen (zum Beispiel an einer Metalloberfläche des Gehäuses, da dieses meist GND-Potenzial aufweist), so kommt es zum Kurzschluss. Die zweite Konsequenz ist die resultierende Potenzialverschiebung durch den Widerstand des Mosfets. Das GND-Potenzial, welches die Last sieht, ist um den Spannungsabfall am Mosfet in Richtung der Versorgungsspannung verschoben. Nach

$$U_{DS} = R_{DS(O_N)} \cdot I_{DS} \quad (2)$$

berechnet sich die Potenzialverschiebung für den verwendeten Mosfet mit

$$\begin{aligned} R_{DS(O_N)} &= 8.4 \text{ m}\Omega \\ I_{DS} &= 1 \text{ A} \end{aligned}$$

zu

$$U_{DS} = 8.4 \text{ m}\Omega \cdot 1 \text{ A} = 8.4 \text{ mV}$$

U_{DS} ist dabei die Spannung, die zwischen Drain und Source des Mosfets abfällt. Diese Potenzialverschiebung ist in diesem Fall verschwindend gering und kann für simple Lasten wie Heizelemente vernachlässigt werden, weshalb der Einsatz einer Low-Side Konfiguration hier aufgrund der Einfachheit der Ansteuerung nicht nur zulässig, sondern auch sinnvoll ist. Für höhere Ströme und Elektronik, die auf korrekte Potenziale angewiesen ist (zum Beispiel für Kommunikationsschnittstellen wie I²C und SPI, deren logischen Nullen und Einsen über die Spannung definiert sind), muss dieser Effekt jedoch sorgfältig berücksichtigt werden und ggf. auf eine andere Art der Ansteuerung gesetzt werden.

Auf Bild 8 ist der schematische Aufbau der Heizersteuerung dargestellt. Zur Ansteuerung der Mosfets kommt ein IO-Extender zum Einsatz. Diese Geräte sind über I²C ansteuerbar und stellen weitere, wenn auch langsame, Input/Output (IO)-Pins zur Verfügung, sodass die Anzahl der Heizelemente beliebig erweiterbar ist. Pro I²C-Bus lassen sich damit bis zu 128 Heizelemente ansteuern. Dabei haben diese Geräte andere vorprogrammierte Adressbits als die ADC's, die u. A. zur Auswertung der Drucksensoren verwendet werden. Die Extender ließen sich folglich auf dem gleichen I²C-Bus wie die ADC's verwenden.

Die Ausgänge der Extender-Module sind jedoch mit einer Spannung von 3,3 V und einem Ausgangsstrom von ca. 10 mA zu schwach, um die Mosfets sicher und schnell umzuschalten. Deswegen kommen für diesen Zwecke sogenannte Gate-Treiber zum Einsatz. Der Ausgang der Extender-Module dient nur als Signal für die Gate-Treiber. Diese können den Mosfet mit bis zu 2 A bei 12 V ansteuern. Die höhere Spannung bringt den Mosfet sicher in den leitenden Zustand und hat außerdem zur Folge, dass der Widerstand im leitenden Zustand ($R_{DS(O_N)}$) geringer ist, was die Verlustleistung und damit die Wärmeentwicklung sowie die Potenzialverschiebung verringert. Der höhere Strom sorgt dafür, dass die Gate-Kapazität schneller aufgeladen werden kann. Das verkürzt die Schaltzeit, währenddessen der Mosfet zwischen hochohmigen und niederohmigen Zustand wechselt. Während der Schaltzeit entstehen die Schaltverluste, da Strom zu fließen beginnt, obwohl der Widerstand noch relativ hoch ist. Eine Verringerung der Schaltzeit trägt somit ebenfalls zur Verringerung der Verlustleistung bei und ist deshalb anzustreben.

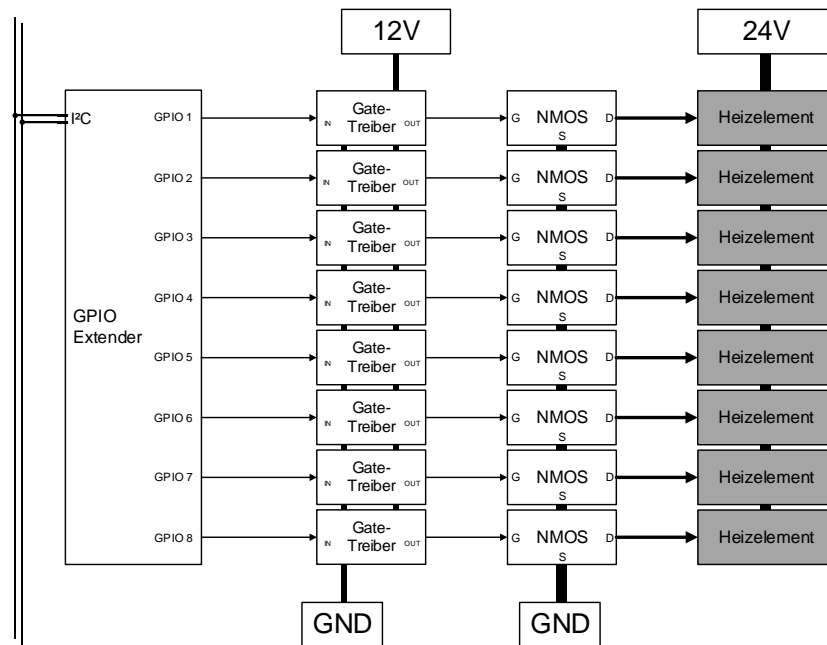


Bild 8: Ansteuerung der Heizer mit N-Kanal Mosfets.

3.5 Ventile

Auch die Ventile werden mit 24 V betrieben. Wie auf Bild 10 dargestellt, werden hier ebenfalls N-Kanal Mosfets mit Gate-Treiber in Low-Side Konfiguration eingesetzt. Zusätzlich werden sogenannte Rücklaufdioden vorgesehen, um die Mosfets beim Abschalten der Ventile zu schützen. Da in den Ventilen Spulen verbaut sind (induktive Lasten), wird beim Trennen der Last eine der ursprünglichen Spannung entgegengesetzte Spannung durch Abbau des Magnetfeldes in den Spulen erzeugt, welche den Mosfet zerstören könnte. Durch den Einsatz einer Diode in, für Normalbetrieb, Sperrrichtung kann diese Spannung auf die Durchlassspannung der Diode ($< 1\text{ V}$) begrenzt werden.

Da die Ventile mit Pulsweitenmodulation (PWM) angesteuert werden müssen, werden die Gate-Treiber der Mosfets direkt von PWM-fähigen GPIO des Mikrocontroller angesteuert, da die IO-Extender diese Funktionalität nicht bieten. Die maximal Anzahl der Ventile ist durch die Anzahl der GPIO des Mikrocontroller begrenzt und nicht so weit skalierbar wie die Anzahl der Heizer. Die benötigte Anzahl an Ventilen ist jedoch überschaubar, sodass genug GPIO vorhanden sind. Die Ansteuerung mit PWM hat den Hintergrund, dass die Ventile nur kurz die volle Betriebsspannung benötigen und danach mit einer geringeren Spannung offen gehalten werden können. Bei der Pulsweitenmodulation wird eine Spannung periodisch in einem festen Intervall angelegt und wieder abgeschaltet. Aus dem Verhältnis zwischen der Zeit, in der Spannung anliegt und der Zeit, in der keine Spannung anliegt, ergibt sich die Durchschnittsspannung. Das Verhältnis wird auch Auslastungsverhältnis oder Auslastungsgrad genannt. Auf Bild 9 ist dargestellt, wie ein PWM-Signal für drei verschiedene Auslastungsverhältnisse aussieht. Die Durchschnittsspannung, welche hier rot aufgetragen ist, ergibt sich aus dem Verhältnis der Zeit, in der 24 V anliegen zu der Zeit, in der 0 V anliegen. Das Intervall ist einheitslos angegeben, da der Spannungsverlauf unabhängig von der Dauer eines Intervalls (und auch vom Wert der Spannung) für ein gegebenes Auslastungsverhältnis gleich aussieht. Da die meisten mechanischen Systeme (so auch der Ventilmechanismus) im Vergleich zur Frequenz des PWM-Signals sehr träge sind, wirkt dieser Spannungswechsel für das System wie eine Durchschnittsspannung.

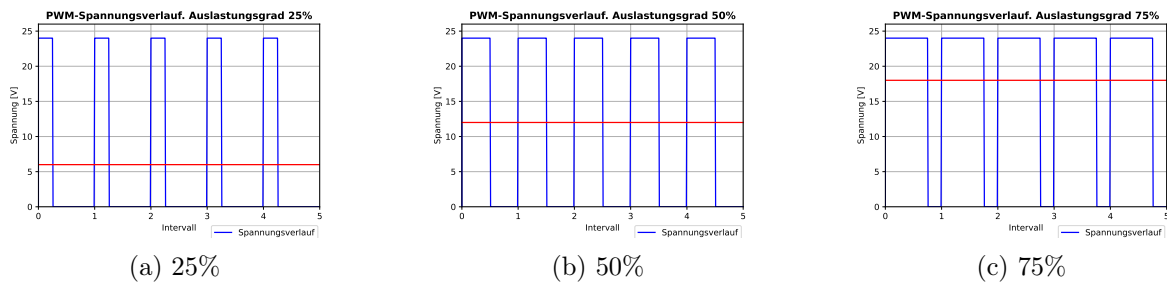


Bild 9: Pulsweitenmodulation mit unterschiedlichem Auslastungsgrad.

Durch die geringere Haltespannung, die nach dem Öffnen auf das Ventil aufgebracht wird, verringert sich auch die aufgenommene Leistung. Diese Art der Ansteuerung kann somit helfen, Energie zu sparen. Zudem ermöglicht sie es, die Ventile als Heizung zu verwenden. Indem nur die Haltespannung aufgebracht wird, ohne das Ventil vorher mit der vollen Betriebsspannung zu öffnen, erwärmt sich die Spule, während das Ventil geschlossen bleibt.

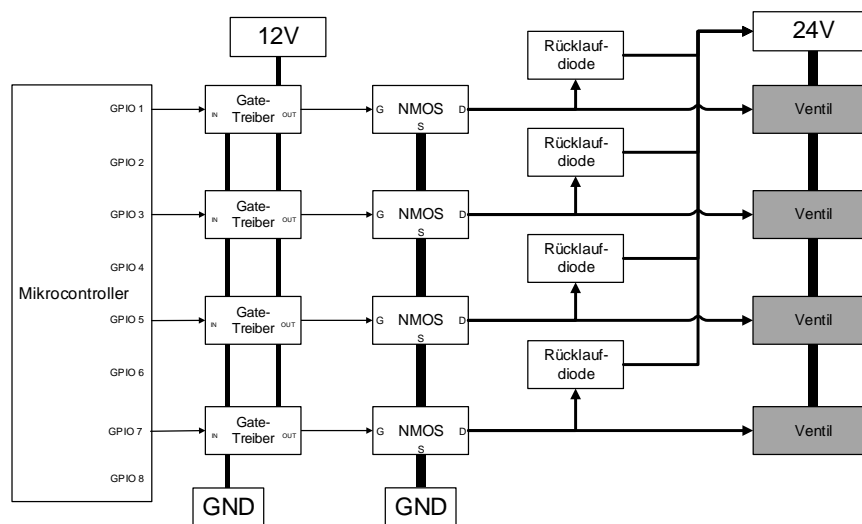


Bild 10: Ansteuerung der Ventile.

3.6 Elektrische Verbindungen

Für die Interaktion mit Teststandsrechner und Sensoren, Messung von Spannungen, Kontrolle von Heizern und Ventilen, Stromversorgung von ELY, EHC und auch der Leiterplatte selbst, wurden verschiedene Steckverbinder gewählt. Alle Verbinder werden von der Firma Molex gefertigt. Bei der Auswahl wurde darauf geachtet, dass die verwendeten Kontakte sicherbar sind, um eine saubere Verbindung auch unter Einfluss von Vibration zu gewährleisten.

- Für ELY, EHC, Leiterplatte kommen Steckverbinder der „MegaFit“-Reihe zum Einsatz. Diese zeichnen sich durch eine besonders hohe Stromtragfähigkeit von bis zu 23,5 A pro Kontakt aus. Diese Buchsen werden zusammen mit vorkonfektionierten Kabeln

(Kabel mit Stecker) verwendet. Die Kabel haben einen Durchmesser von 12 AWG¹¹, was einem Querschnitt von ungefähr $3,31 \text{ mm}^2$ entspricht [13].

ELY und EHC teilen sich einen 6-poligen Steckverbinder, wobei für den ELY vier Kontakte (je zwei für Ground und der Versorgungsspannung) und für EHC zwei Kontakte vorgesehen sind.

Für die Versorgung der Leiterplatte wird ein 4-poliger Verbinder eingesetzt, welcher jeweils einen Kontakt für 12 V und 24 V und zwei Kontakte für GND aufweist. Hier werden ebenfalls vorkonfektionierte Kabel der gleichen Stärke verwendet. Über diesen Anschluss kann die ECU aus Labornetzteilen ihre Spannung beziehen.

- Für Sensoren, Spannungsmessung, Heizer und Ventile kommen Steckverbinder der „PicoLock“-Reihe zum Einsatz. Der Maximalstrom ist mit 1,5 A pro Kontakt ausreichend, um Heizer und Ventile zu versorgen, während die extrem platzsparende Bauform gleichzeitig optimal ist für den Einsatz vieler Sensoren. Wie bei den Verbindern der „MegaFit“-Reihe gibt es auch diese Steckverbinder mit unterschiedlich vielen Kontakten. Die verwendeten Steckverbinder dieser Reihe besitzen ausnahmslos vier Kontakte und werden ebenfalls mit vorkonfektionierten Kabeln verwendet. Die Kabel haben einen Durchmesser von 28 AWG, was einem Querschnitt von $0,0804 \text{ mm}^2$ entspricht [13].
- Die RS232 Schnittstelle wird mithilfe eines Sub-D-Steckverbinder der Reihe 83611 verbunden. Dabei handelt es sich um einen Anschluss mit besonders kompakter Bauform. Mit einem passenden Adapterkabel wird dieser auf das für RS232 Schnittstellen gängige 9-polige Format DE-9 gebracht [14].

3.7 Kommunikation mit Teststandsrechner

Die Kommunikation zwischen der ECU und dem Teststandsrechner wird über eine RS232 Schnittstelle realisiert. Diese Schnittstelle nutzt einen UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter). Der UART ist die elektronische Schaltung, die die Datenübertragung über die Schnittstelle ermöglicht. Die Datenübertragung ist voll duplexfähig und erfolgt in einem festen Rahmen aus einem Start-Bit, fünf bis neun Datenbits, einem optionalen Paritätsbit und einem Stopp-Bit, welches 1,5 bis 2-fach so lang wie die anderen Bits sein kann. Das Paritätsbit dient der Erkennung von Fehlern in der Übertragung. Mit dem Paritätsbit wird die Anzahl der logischen Einsen in einem solchen Datenrahmen so ergänzt, dass mit dem Paritätsbit zusammen entweder eine gerade oder ungerade Anzahl (gerade oder ungerade Parität) an Einsen vorhanden ist. Sind in einem Datenrahmen zum Beispiel drei Einsen vorhanden, wird das Paritätsbit bei eingestellter gerader Parität auch eine Eins sein, um die Anzahl der Einsen auf vier, also einer geraden Zahl, zu erhöhen. Sind z. B. sechs Einsen vorhanden, wird das Paritätsbit Null sein, um die Anzahl der Einsen bei sechs, also einer geraden Zahl, zu belassen. Dieses System kann vom Empfänger überprüft werden, um Übertragungsfehler zu erkennen. Passt das Paritätsbit mit den Datenbits zur erwarteten Parität, so ist davon auszugehen, dass die Übertragung erfolgreich war. Stimmt die Parität nicht, so muss es einen Fehler bei der Übertragung der Datenbits oder des Paritätsbits gegeben haben. UART kommt, anders als I²C oder SPI, ohne Taktleitung aus. In allen verbundenen Geräten muss dafür Konsens über die Bitrate (Baudrate genannt) herrschen. Eine zusätzliche Synchronisation kann durch Start- und Stoppbit und der Länge des Datenrahmens erfolgen. Durch die Dauer zwischen Schaltflanke des Start- und Stopp-Bits und die Anzahl der Bits kann die tatsächliche Baudrate ermittelt werden. [15]

¹¹AWG - „American Wire Gauge“ (Angabe für Drahtdurchmesser)

Der UART ist, wie auch ADC, PWM und weitere Peripherien, bereits im Mikrocontroller integriert. Die RS232 Schnittstelle muss jedoch zusätzlich implementiert werden. Hierfür wird auf einer Anwendungsnotiz der Firma Texas Instruments (TI) aufgebaut, in der eine mögliche Realisierung mit TI-Komponenten vorgeschlagen ist [16].

Auf Bild 11 ist schematisch der Aufbau dieser Schnittstelle dargestellt. Die Schnittstelle des Teststandsrechners wird über ein Kabel mit dem DE-9 Steckverbinder auf der Testleiterplatte (im Bild „ECU“ genannt) verbunden. Für die Schnittstelle sind die Signale RX, TX, DTR und RTS von besonderer Bedeutung. RX¹² und TX¹³ sind die Signale, die für den Datentransfer in beide Richtungen verantwortlich sind. Diese werden mithilfe des Pegelwandlers in eine für den UART des Mikrocontrollers verständlichen Pegel umgewandelt¹⁴. Über den Isolator-Baustein wird die Schnittstelle galvanisch von der Elektronik der ECU getrennt. Störungen und Überspannungen an der Schnittstelle können die ECU dadurch nicht beschädigen. Allerdings entsteht dadurch die Notwendigkeit einer eigenen Spannungsversorgung. Dafür wird Strom von den Signalen DTR und RTS, welche für die Kommunikation nicht benötigt werden, abgenommen und mithilfe eines Spannungswandlers in eine passende Spannung umgewandelt, welche Isolator und Pegelwandler betreibt.

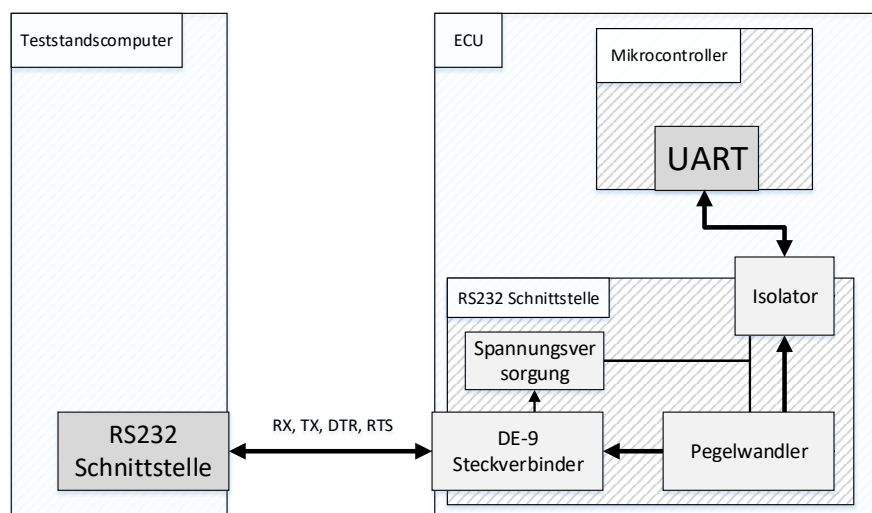


Bild 11: Blockschaltbild der Kommunikationshardware.

3.8 Mikrocontroller

Da der Mikrocontroller (MCU¹⁵) das Kernbauteil der ECU darstellt, wurde sorgfältig ausgewählt, welche MCU am besten für die Erfüllung der Anforderungen geeignet ist. In Tabelle 2 ist ein Tabellenvergleich dargestellt. Dabei wurden Mikrocontroller verschiedener namenhafter Hersteller über die parametrische Suchfunktion der Herstellerwebseiten ausgewählt und nach verschiedenen Kriterien bewertet. Für möglichst hohe Chancengleichheit unter den Mikrocontrollern wurde, soweit vorhanden, die Version des jeweiligen Chips mit 100 Pins gewählt.

¹²RX - „Receive“, dt.: „Empfangen“

¹³TX - „Transmit“, dt.: „Senden“

¹⁴Die Pegel sind auf Seite 58 genauer erläutert.

¹⁵MCU - „Microcontroller Unit“

Einige der aufgeführten Parameter spielen für die Erfüllung der Anforderungen eine untergeordnete Rolle und wurden deshalb nicht bewertet. Der schriftliche Bewertungsmaßstab ist in Tabelle 1 dargestellt.

Bewertungsmaßstab	
++	besonders vorteilhaft für Erfüllung der Anforderungen an die ECU
+	vorteilhaft
/	neutral und die Anforderungen an Erweiterbarkeit
-	nachteilig
--	besonders nachteilig

Tabelle 1: Bewertungsmaßstab für MCU Tabellenvergleich.

Der Bewertungsmaßstab auf der rechten Seite in Tabelle 2 verkörpert den schriftlichen Maßstab in Form konkreter Zahlen. Die Anzahlen wurden aus den in den anderen Unterkapiteln beschriebenen Ansätzen abgeleitet. Daraus ergibt sich zum Beispiel, dass eine SPI-Schnittstelle aufgrund der hohen Datenübertragungsrate ausreichend ist, weshalb die Unterteilung des Bewertungsmaßstabes dort sehr grob gehalten wurde. Die I²C-Schnittstellen hingegen sind eher verantwortlich für eventuell auftretende Engpässe bei der maximalen Datenübertragungsrate, weshalb die Unterteilung dort feiner ist. Außerdem arbeiten die verwendeten I²C-Geräte zum Teil mit unterschiedlichen Frequenzen. Zwar sind alle Geräte zu geringeren Frequenzen abwärtskompatibel, dennoch ist eine Trennung der Busse zur Nutzung der jeweiligen maximalen Datenübertragungsrate sinnvoll.

Mikrocontroller	LPC845 M301IBD64E	LPC55S28 JBD100	TM4C123GH6PZ	STM32F103RB	STM32F303VE	PIC32MK1024GPK100	PIC24F1024	EFM8L81	Bewertungsmaßstab				
	+/	+/	+/	+/	+/	+/	+/	+/	++	+	/	-	--
Hersteller	NXP	NXP	Texas Instruments	ST Semiconductor	ST Semiconductor	Microchip	Microchip	Silicon Labs					
Pins	64	100	100	100	100	100	100	32					
Taktfrequenz [MHz]	30	150	80	72	72	120	120	72					
Architektur	ARM Cortex-M0+ (32 Bit)	ARM Cortex-M33 (32 Bit)	ARM Cortex M4F (32 Bit)	ARM Cortex M3 (32 Bit)	ARM Cortex M4 (32 Bit)	Harvard (32 Bit)	Harvard (16 Bit)	(8 Bit)		ARM	Andere		
I ² C - Schnittstellen	4	7	6	2	3	4	3	1	>5	>3	3	2	<=1
SPI - Schnittstellen	2	7	4	2	4	6	3	1	> 0				< 0
GPIO's	54	64	69	80	ca. 80	78	85	29	> 64	> 52	> 40	> 28	<= 28
ADC Kanäle	12	10	22	16	40	42	24	12	> 39	> 19	> 15	> 11	<= 11
ADC Auflösung	12 Bit	16 Bit	12 Bit	12 Bit	12 Bit	12 Bit	12 Bit	12 Bit	16	14	12	10	8
ADC Samples pro Sekunde	1,2 Million SPS (MSPS)	1 MSPS	1 MSPS	1 MSPS	5 MSPS	3,75 MSPS	0,2 MSPS	1 MSPS	>= 1	< 1	< 0,5	< 0,1	< 0,01
Flash	64 kB	512 kB	256 kB	128 kB	512 kB	1024 kB	1024 kB	64 kB					
Ram	16 kB	256 kB	32 kB	20 kB	64 kB	256 kB	32 kB	4352 Byte					
EEPROM	Nein	Nein	2 kB	Nein	Nein	4 kB	Nein	Nein	Ja	Nein			
Debug - Schnittstelle	SWD	SWD	SWD	SWD & JTAG	JTAG	ICSP & JTAG	ICSP	IC	Ja	Nein			
FPU	Nein	Ja	Ja	Nein	Ja	Ja	Nein	Nein	Ja	Nein			
Gesamt	+5	+9	+11	+5	+9	+10	+4	-1					

Tabelle 2: Tabellenvergleich verschiedener Mikrocontroller.

Mehr als fünf separate I²C-Busse sind jedoch völlig ausreichend. Dementsprechend erhalten sowohl der LPC55S28 JBD100 (LPC5) als auch der TM4C123GH6PZ (TM4C) mit sieben und sechs Schnittstellen die volle Punktzahl (++). Der EFM8L81 (EFM) bekommt mit einer Schnittstelle die niedrigste Punktzahl (-). Auch der Maßstab von GPIO und ADC-Kanälen honoriert MCUs, welche eine hohe Flexibilität versprechen. Für eine neutrale Bewertung wurde zugrunde gelegt, dass acht Zellen eingesetzt werden können. Gemäß Bild 14 sind dafür 16 ADC-Kanäle und mindestens 32 GPIO notwendig (Die Schnittstellen benötigen separate GPIO, weswegen die tatsächlich benötigte Anzahl höher liegt). Alles über 64 GPIO ist ausreichend, um alle Zellen und sonstige Geräte anzusteuern, weshalb hier alle MCUs, bis auf LPC845 M301IBD64E (LPC8) und EFM, die volle Punktzahl erhalten. Bei den ADC-Kanälen erhalten der STM32F303VE (STM32F303) und der PIC32MK1024GPK100 (PIC32), mit über 40 Kanälen, die beste Bewertung. Mit nur 10 Kanälen bietet der LPC5 die geringste Anzahl. Die gewünschte Auflösung des ADC ist 12 Bit. Damit lassen sich Spannungen auf unter einen Millivolt (0,8 mV) auflösen. Nur der LPC5 hebt sich hier ab mit einer höheren Auflösung von 16 Bit. Die Aufnahmegeschwindigkeit des ADC entscheidet über die minimale Dauer des Abschaltvorgangs und die Genauigkeit bei der Impedanzmessung. Werte ab einer Million Messungen pro Sekunde sind absolut zufriedenstellend, was

auch alle MCUs, bis auf den PIC24FJ1024 (PIC24), erfüllen können. Das Vorhandensein eines EEPROM-Speichers ermöglicht die langfristige Speicherung von Benutzereinstellungen und stellt somit einen Bedienvorteil für die ECU dar, da es nicht nötig ist, bei Neustart alle Einstellungen erneut zu tätigen. Die FPU¹⁶ beschleunigt die Berechnung von Gleitkommazahlen und erhöht somit die mögliche Performance der ECU. ARM Architektur wurde aufgrund ihrer weiten Verbreitung in vielen Bereichen und der großen Anzahl an verschiedenen Herstellern, welche Chips mit dieser Architektur fertigen, bevorzugt.

Wenn man die Bewertung der einzelnen Kriterien für jeden Mikrocontroller summiert (jedes „+“ entspricht dabei einer +1, jedes „-“ entspricht einer -1 und „/“ ist neutral), so weist der TM4C die höchste Gesamtpunktzahl auf, weshalb er als Mikrocontroller für die Testleiterplatte ausgewählt wurde.

3.9 Elektrolyseur

Der Elektrolyseur ist die Komponente mit den anspruchsvollsten Anforderungen und der wichtigsten Funktion, weshalb die Erklärung der Funktionsweise hier nochmals in weitere Unterkapitel eingeteilt ist.

3.9.1 Regelung am Elektrolyseur

Der Elektrolyseur soll mit einem einstellbaren Strom versorgt werden. Dafür wird ein mit I²C ansteuerbarer, einstellbarer DC/DC Wandler¹⁷ verwendet. Damit lässt sich während der Laufzeit die Spannung einstellen. Allerdings kann ausschließlich die Spannung auf direktem Wege eingestellt werden. Um den Strom einzustellen, muss ein Software-Algorithmus implementiert werden. Dabei wird am Elektrolyseur die momentane Spannung U_{IST} und der momentane Strom I_{IST} gemessen. Über das Ohmsche Gesetz

$$R_{IST} = \frac{U_{IST}}{I_{IST}} \quad (3)$$

wird der Widerstand R_{IST} der Zellmembran bei aktuellem Betriebspunkt berechnet. Über

$$U_{ZIELCC} = I_{ZIEL} \cdot R_{IST} \quad (4)$$

mit dem Zielstrom I_{ZIEL} wird die einzustellende Zielspannung U_{ZIELCC} für Betrieb mit konstantem Strom berechnet. Die Zielspannung wird an den Spannungsregler übermittelt und der Vorgang iterativ wiederholt, bis der Strom I_{IST} innerhalb einer Toleranz dem Zielwert entspricht.

Analog kann man für die Leistung vorgehen. Wenn man in der Formel für die elektrische Leistung

$$P_{IST} = U_{IST} \cdot I_{IST} \quad (5)$$

mithilfe des Ohmschen Gesetzes den Strom ersetzt und das Ergebnis nach der Spannung auflöst, erhält man

$$U_{IST} = \sqrt{P_{IST} \cdot R_{IST}} \quad (6)$$

¹⁶FPU - „Floating-Point-Unit“, dt.: „Fließkommazahl-Recheneinheit“

¹⁷DC/DC Wandler: aus dem engl. „DC“ für „Direct Current“, dt.: „Gleichstrom“, wandeln eine Gleichspannung in eine andere Gleichspannung um.

Wenn man die Ist-Leistung durch die Zielleistung ersetzt, kann man die Zielspannung $U_{ZIEL_{CP}}$ für einen Betrieb mit konstanter Leistung berechnen.

$$U_{ZIEL_{CP}} = \sqrt{P_{ZIEL} \cdot R_{IST}} \quad (7)$$

Die Berechnung der Zielspannung $U_{ZIEL_{CV}}$ für einen Betrieb mit konstanter Spannung ist trivial. Für die Zielspannungen unter den verschiedenen Betriebsarten existieren die folgenden drei Formeln:

$$\begin{aligned} U_{ZIEL_{CV}} &= U_{ZIEL} \\ U_{ZIEL_{CC}} &= I_{ZIEL} \cdot R_{IST} \\ U_{ZIEL_{CP}} &= \sqrt{P_{ZIEL} \cdot R_{IST}} \end{aligned}$$

Der Algorithmus, welcher diese Theorie umsetzen soll, ist in dem Software-Flowchart aus Bild 12 dargestellt. Er wird für jede Zelle unabhängig angewandt. Die Anzahl der Zellen lässt sich so beliebig anpassen. Die Softwarefunktion „Cell Regulation“ ist so konzipiert, dass sie in regelmäßigen Intervallen aufgerufen wird. Die Frequenz ist dabei nicht entscheidend für die Fähigkeit der Regelung, sondern bestimmt nur die Reaktionsgeschwindigkeit. Im Versuch wurde eine Frequenz von 20 Hz gewählt. Der Algorithmus ist nicht nur in der Lage den Strom, sondern auch die Spannung und die Leistung, je nach Benutzereingabe, einzustellen.

Der Ablauf: Die Funktion „Cell Regulation“ wird aufgerufen. Zuerst wird die Spannung an der Zellmembran des Elektrolyseurs U_{ELY} gemessen. Anschließend wird die Differenz zwischen der Membranspannung und der, in der letzten Iteration der Funktion, am Spannungswandler eingestellten Spannung $U_{REGULATOR}$ berechnet. Die Differenz ΔU_{DROP} stellt somit den Spannungsabfall zwischen dem Spannungswandler und der Zellmembran dar und wird später verwendet, um die berechneten einzustellenden Werte zu korrigieren und dafür zu sorgen, dass die Zielspannung auch an der Membran erreicht wird. In dem für die Tests implementierten Algorithmus wurde für ΔU_{DROP} nicht der zuletzt berechnete Wert, sondern ein laufender Durchschnitt aus den letzten zehn Werten verwendet, um die Stabilität der Regelung zu erhöhen, indem ein schwingendes Verhalten unterdrückt wird.

In der ersten Abfrage wird überprüft, ob U_{ELY} größer als 0 V ist. Sollte das nicht der Fall sein, ist davon auszugehen, dass der Schalter geöffnet ist. In diesem Fall ist die Berechnung einer einzustellenden Spannung unnötig und die Funktion wird beendet. Selbst, wenn tatsächlich 0 V eingestellt wurden, liegt bei geschlossenem Schalter immer eine gewisse Mindestspannung von ca. 100 mV an. Das liegt am verwendeten Spannungswandler und stellt sicher, dass die erste Abfrage nicht verursacht, dass keine Spannung eingestellt wird, obwohl dies eigentlich gewollt ist. Sollte dies jedoch ungewollt sein, kann der Schalter durch andere Funktionen geöffnet werden. Die Funktion „Cell Regulation“ wird den Schalter nicht schließen, was die Möglichkeit offen lässt, eine Zelle durch andere Funktionen, wie der Sicherheitsroutine, zu deaktivieren.

Wenn die erste Abfrage wahr und der Schalter somit geschlossen ist, wird in den nächsten Schritten zunächst der Membranstrom I_{ELY} gemessen und anschließend die Leistung der Membran P_{ELY} und der Membranwiderstand R_{ELY} aus Strom und Spannung berechnet. Nun liegen alle Ist-Werte der Zellmembran vor. Jetzt können für die Spannung, den Strom und für die Leistung die Verhältnisse U_{RATIO} , I_{RATIO} , P_{RATIO} aus den Ist-Werten und den Zielwerten berechnet werden. Die zweite Abfrage prüft, welches dieser Verhältnisse am größten ist:

- U_{RATIO} : Die einzustellende Spannung $U_{REGULATOR}$ für den Spannungswandler wird auf den Zielwert U_{TARGET} plus dem Spannungsabfall ΔU_{DROP} gesetzt.
- I_{RATIO} : $U_{REGULATOR}$ wird berechnet mit dem Produkt aus dem Widerstand der Zellmembran R_{ELY} und dem Zielwert I_{TARGET} plus dem Spannungsabfall ΔU_{DROP} .

- P_{RATIO} : $U_{REGULATOR}$ wird berechnet mit der Quadratwurzel aus dem Produkt aus Widerstand der Zellmembran R_{ELY} und dem Zielwert P_{TARGET} plus dem Spannungsabfall ΔU_{DROP} .

Zuletzt wird $U_{REGULATOR}$ noch am Spannungswandler eingestellt und die Funktion beendet.

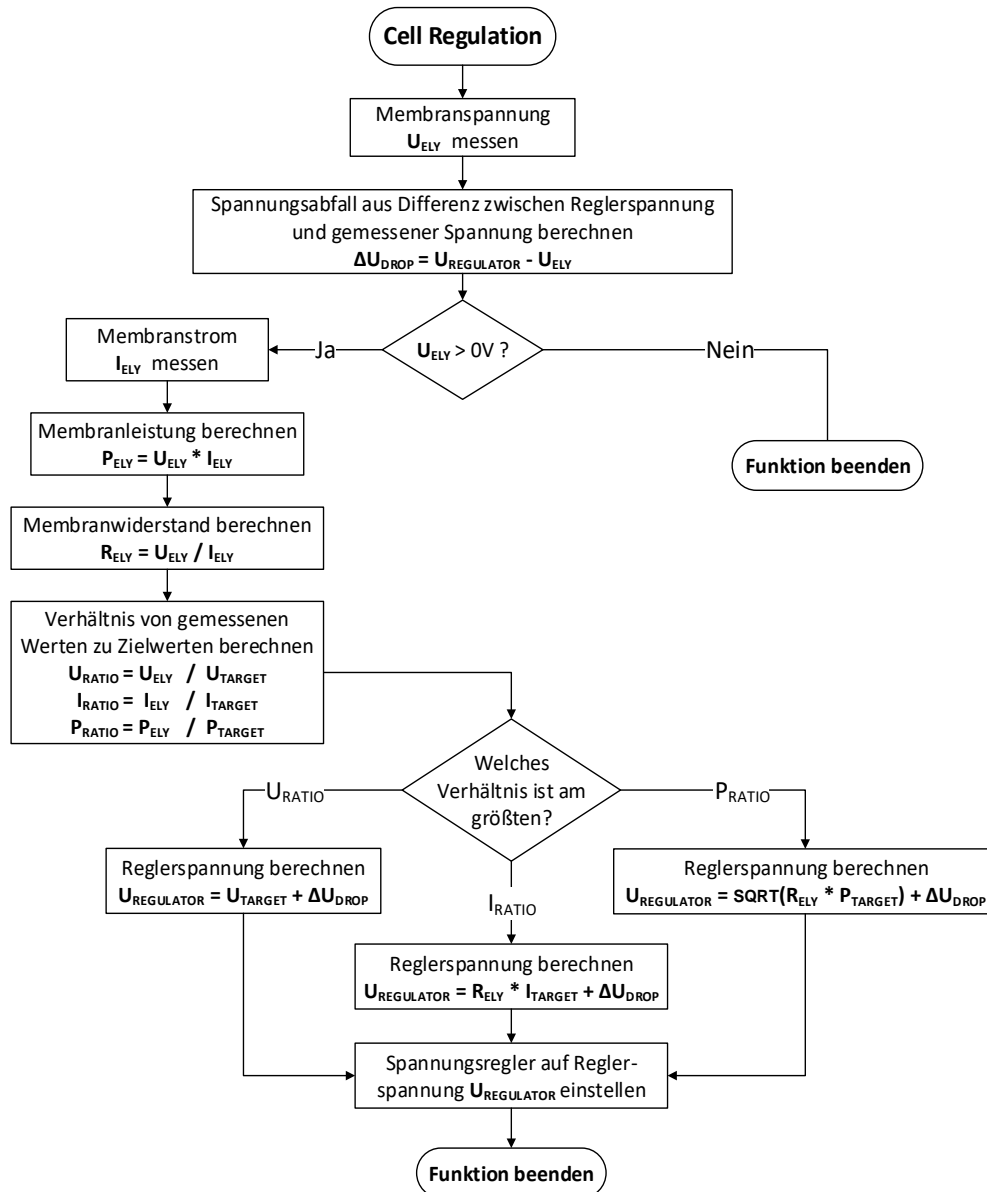


Bild 12: Software-Flowchart für die Spannungs- bzw. Strom- oder Leistungsregelung.

Die Zielwerte U_{TARGET} , I_{TARGET} und P_{TARGET} können vom Benutzer separat eingestellt werden. Die gebildeten Verhältnisse aus Ist- und Zielwerten geben an, in welchem Maße die jeweiligen Zielwerte erreicht sind. Das größte Verhältnis bedeutet, dass der Ist-Wert des entsprechenden Parameters (Spannung, Strom oder Leistung) eher seinem Zielwert entspricht oder übertrifft als die anderen Ist-Werte. Dadurch, dass der Parameter mit dem höchsten Verhältnis geregelt wird, funktionieren die Zielwerte gleichzeitig als Limitierungen, wobei immer der „geringste“ Zielwert als begrenzender Faktor agiert.

Beispiel: Der Zielstrom I_{TARGET} ist auf 5 A eingestellt, die Zielspannung U_{TARGET} auf ihren zulässigen Maximalwert 2,4 V. Die Zielleistung P_{TARGET} wird auf 10 W eingestellt. Der Zellwiderstand verhält sich in diesem Beispiel wie ein ohmscher Widerstand mit $R = 300 \text{ m}\Omega$. Die reale Membran weist ein anderes Verhalten auf aber die Regulierung funktioniert auf die gleiche Art. Das Verhältnis zwischen Ist- und Zielwert ist für den Strom am höchsten. Gemäß Bild 12 wird der Algorithmus den Strom regeln. Dieses Verhalten führt dazu, dass keiner der drei Zielwerte überschritten wird.

	Strom [A]	Spannung [V]	Leistung [W]
Ist-Wert	5	1,5	7,5
Ziel-Wert	5	2,4	10
Verhältnis	1,0	0,625	0,75

Tabelle 3: Ausgangsparameter der Zellmembran.

Wenn die Zielspannung durch eine Benutzereingabe auf 1,2 V verringert wird, verändern sich die Verhältnisse:

	Strom [A]	Spannung [V]	Leistung [W]
Ist-Wert	5	1,5	7,5
Ziel-Wert	5	1,2	10
Verhältnis	1,0	1,25	0,75

Tabelle 4: Verhältnisänderung bei der Spannung durch veränderten Zielwert.

Da das Verhältnis bei der Spannung nun am höchsten ist, wird in der nächsten Iteration der Funktion die Spannung am Regler nun nicht mehr so eingestellt, dass der Zielstrom erreicht wird, sondern so, dass die Zielspannung erreicht wird:

	Strom [A]	Spannung [V]	Leistung [W]
Ist-Wert	4	1,2	4,8
Ziel-Wert	5	1,2	10
Verhältnis	0,8	1,0	0,48

Tabelle 5: Zielwert der Spannung erreicht.

Die Spannung wurde auf ihren Zielwert eingestellt, welcher nun gleichzeitig die Limitierung darstellt. Als Resultat liegt der Strom mit 4 A nun unterhalb seines Zielwertes. Wird der Zielstrom nun auf 10 A und die Zielspannung auf 2,1 V erhöht, ergeben sich folgende Verhältnisse:

	Strom [A]	Spannung [V]	Leistung [W]
Ist-Wert	4	1,2	4,8
Ziel-Wert	10	2,1	10
Verhältnis	0,4	0,57	0,48

Tabelle 6: Neue Verhältnisse durch erneute Zielwertänderung.

Das Verhältnis der Spannung ist noch immer am höchsten, liegt allerdings unter 1. Es wird also weiterhin die Spannung geregelt, jedoch wird ihr Wert angepasst:

	Strom [A]	Spannung [V]	Leistung [W]
Ist-Wert	7	2,1	14,7
Ziel-Wert	10	2,1	10
Verhältnis	0,7	1,0	1,47

Tabelle 7: Zielwert der Spannung wieder erreicht.

Der Zielwert der Leistung ist damit jedoch überschritten. Der Algorithmus wird in der nächsten Iteration dafür sorgen, dass die Leistung auf ihr zulässiges Maximum abgesenkt wird:

	Strom [A]	Spannung [V]	Leistung [W]
Ist-Wert	5,77	1,73	10
Ziel-Wert	10	2,1	10
Verhältnis	0,577	0,824	1,0

Tabelle 8: Leistung wurde verringert, um den Zielwert einzuhalten.

3.9.2 Impedanzmessung

Zur Impedanzmessung wird die Membran periodisch von der Stromversorgung getrennt. Kurz vorher und während der Trennung wird die Spannung gemessen und mit dem zuvor fließenden Strom und der Spannungsdifferenz die Impedanz der Zelle berechnet, wie in Quelle [17] beschrieben.

$$Z = \frac{\Delta U}{I} \quad (8)$$

Um diesen Ausschaltvorgang zu realisieren, kommt ein N-Kanal Mosfet in High-Side Konfiguration zum Einsatz. Auf Bild 13 ist dargestellt, wie ein High-Side Switch mit einem PNP Bipolartransistor und einem P-Kanal Mosfet aussehen kann. Der Schalter sitzt zwischen der Last (Load) und der Versorgungsspannung. Die Erklärung ist ähnlich wie bei der Low-Side Konfiguration, allerdings wird hier beim Mosfet ein Pullup- statt eines Pulldown-Widerstandes¹⁸ eingesetzt. Wenn von der Ansteuerung keine Spannung angelegt wird, zieht der Widerstand das Gate des Mosfets auf ein definiertes Potenzial (hier auf die Versorgungsspannung) hoch und sorgt dafür, dass der Mosfet in den hochohmigen Zustand übergeht. Ein High-Side Schalter ist notwendig, da ELY und EHC sich einen gemeinsamen GND teilen. Eine Low-Side-Konfiguration wäre dementsprechend nicht in der Lage, die beiden Membranen separat von ihrer Stromversorgung zu trennen. Allerdings wird der Schalter für ELY und EHC nicht, wie auf dem Bild dargestellt, mit einem P-Kanal Mosfet sondern mit einem N-Kanal Mosfet realisiert. Das ist in der Regel mit höherem Aufwand verbunden, da die Gate-Source-Spannung U_{GS} bei einem N-Kanal Mosfet positiv sein muss, um ihn in den niederohmigen Zustand zu bringen. Wenn ein N-Kanal Mosfet zwischen der Last und der Versorgungsspannung sitzt, entspricht die Sourcespannung U_S bereits fast der Versorgungsspannung, abzüglich der Potenzialverschiebung U_{DS} ¹⁹, welche vernachlässigbar ist. Um den Mosfet umzuschalten wird eine Steuerspannung benötigt, welche höher ist als die Betriebsspannung der Last. Das ist häufig unpraktisch, weshalb auf P-Kanal Mosfets, welche mit negativer U_{GS} arbeiten, ausgewichen oder eine Ladungspumpe eingesetzt wird, um die benötigten Spannungen zu erzeugen. Im Falle des ELY und EHC ist die Versorgungsspannung mit unter 3 V

¹⁸Pullup-Widerstand vom engl. „to pull up“, dt.: „hoch ziehen“

¹⁹In Kapitel Heizelemente auf S.12 berechnet.

jedoch signifikant kleiner als die anderen, in der ECU vorhandenen Spannungen. Deswegen kann die Ansteuerung mit einem Gate-Treiber realisiert werden, welcher mit 12 V gespeist wird. Bei den Heizelementen und Ventilen wäre eine High-Side Konfiguration mit N-Kanal Mosfets nicht so einfach möglich, da diese mit 24 V betrieben werden. Die Gates müssten mit ca. 29 V angesteuert werden, um den Mosfet zuverlässig zu schalten. Diese Spannung muss erst erzeugt werden, was nicht nur zusätzliche Komponenten erfordert sondern außerdem die maximale Gate-Spannung des Mosfets überschreitet.

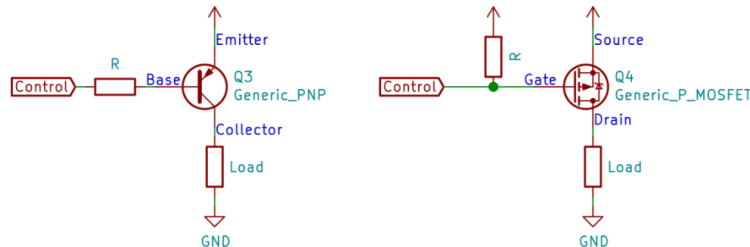


Bild 13: Mosfet als High-Side-Switch. [12]

3.9.3 Strom- und Spannungsmessung

Zur Messung des Stroms wird ein Shunt-Widerstand eingesetzt. Das ist ein Widerstand mit einem sehr geringen, aber genauen Widerstandswert, der in Reihe mit der Last eingesetzt wird. Der gesamte Strom, der durch die Last fließt, muss auch durch diesen Widerstand fließen. Gemäß dem Ohmschen Gesetz

$$U = R \cdot I \quad (9)$$

fällt über diesen Widerstand eine Spannung ab, die proportional zum Strom ist. Diese Spannung wird verstärkt (da sie aufgrund des geringen Widerstands sehr klein ist) und gemessen, um über den bekannten Widerstand den Strom zu errechnen. Die Messung dieser abfallenden Spannung geschieht nicht über die Pins des Mikrocontrollers, sondern mithilfe eines externen ADC (der gleiche Typ, der für die Drucksensoren verwendet wird), um GPIO zu sparen. Das Auslesen einer Spannung aus einem per I²C angeschlossenen ADC dauert länger als das Auslesen einer Spannung mithilfe des im Mikrocontroller integrierten ADC. Da pro Spannungswert drei Byte an Daten über die Schnittstelle übertragen werden müssen (ein Byte für die Auswahl des Registers im ADC und zwei Byte, die den Spannungswert darstellen) und zusätzlich pro Byte ein Bestätigungsbit anfällt, müssen mit Start- und Stoppbit pro Abfrage 29 Bit übertragen werden. Bei einer Geschwindigkeit des I²C-Busses von 100 kHz entspricht das einer theoretischen Minstdauer von

$$t_{min} = \frac{29 \text{ Bit}}{100000 \frac{\text{Bit}}{\text{s}}} = 290 \mu\text{s} \quad (10)$$

für die Übertragung der Daten über die Schnittstelle. Das entspricht einer Frequenz von 3448 Hz. Der ADC selbst kann jedoch maximal 240 Messungen pro Sekunde vornehmen. Der ADC des Mikrocontrollers mit bis zu einer Million Messungen pro Sekunde benötigt für eine Messung nur mindestens

$$t_{min} = \frac{1}{1000000 \frac{1}{\text{s}}} = 1 \mu\text{s} \quad (11)$$

Da der Strom für die Impedanzmessung zu jedem Zeitpunkt gemessen werden kann, ist die Geschwindigkeit der Strommessung von geringerer Priorität. Der externe ADC ist dafür ausreichend. Die Spannung muss jedoch vor und während der Trennung der Stromversorgung gemessen werden. Um möglichst genau zu messen (Spannung fällt nach der Trennung ab. Je länger der Vorgang dauert, umso mehr weicht die gemessene Spannung von der tatsächlich im Moment der Trennung anliegenden Spannung ab) und den Vorgang der Trennung so kurz wie möglich zu halten, wird die Spannung mithilfe des internen ADC, der im Mikrocontroller verbaut ist, direkt an den Terminals des Elektrolyseurs gemessen.

Auf Bild 14 ist die komplette Spannungs-, bzw. Stromversorgung und Messelektronik einer vollständigen Zelle mit ELY und EHC dargestellt. Die drei Spannungswandler tolerieren Eingangsspannungen bis zu 14,5 V und werden mit 12 V versorgt. Vom Mikrocontroller werden je zwei GPIO für die Ansteuerung der Gate-Treiber und zum Messen der Membranspannung an ELY und EHC verwendet. Über I²C wird der DC/DC Wandler vom ELY und der ADC, mit dem der Ausgang der Spannungsverstärker (Verstärker) gemessen wird, angesteuert.

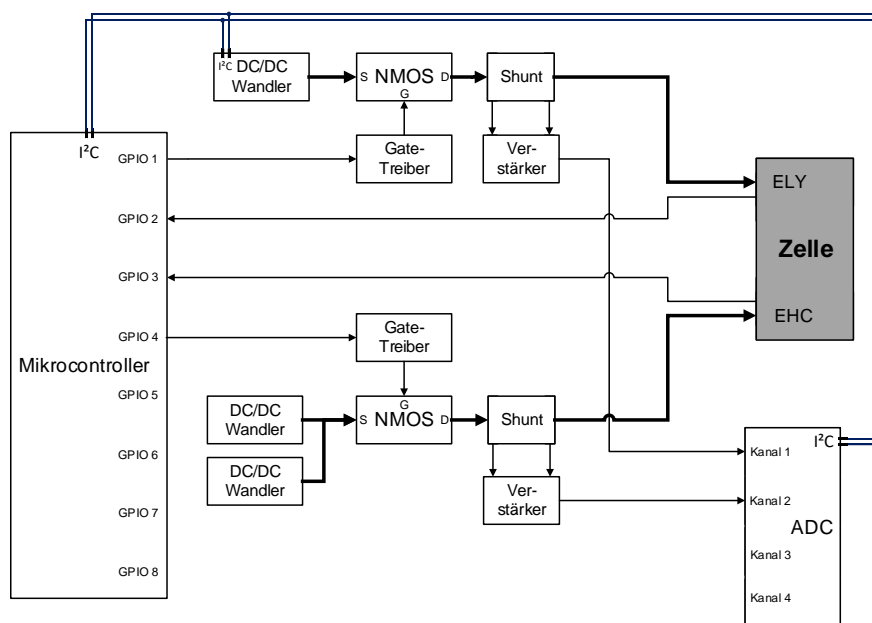


Bild 14: Stromversorgung und Leistungsmessung an ELY und EHC.

3.10 Elektrochemischer Wasserstoffkompressor

Der EHC soll mit einer festen Spannung von 0,8 V versorgt werden und benötigt bis zu 5 A Strom. Auch für den EHC kommen DC/DC Wandler zum Einsatz. Diese sind nicht über eine Schnittstelle einstellbar, sondern werden durch Widerstände fest auf die gewünschte Spannung eingestellt. Beide Wandler werden an den gleichen Widerstand angeschlossen, um sicherzustellen, dass die gleiche Spannung an den beiden Wandlern erzeugt wird. Um die Anforderung an die Redundanz zu erfüllen, kommen, wie auf Bild 14 zu erkennen, zwei Wandler pro Zelle zum Einsatz. Beide Wandler sind alleine in der Lage den verlangten Strom zu liefern. Sollte einer der Wandler ausfallen, übernimmt der andere.

Auch die Impedanz der EHC-Membran muss bestimmt werden. Dies geschieht auf die gleiche Art und Weise wie beim ELY. Auch die Spannungs- und Strommessung wird genau wie beim ELY ausgeführt.

4 Testleiterplatte

Um die Funktionalität der gewählten Komponenten zu prüfen, wird eine Testleiterplatte entwickelt, gebaut und getestet. Um eine Leiterplatte zu entwerfen, braucht es zunächst einen Schaltplan, aus dem die Komponenten und die Verbindungen unter ihnen abgeleitet werden. Der Schaltplan sowie das Leiterplattendesign wurden mithilfe der kostenfreien Software KiCad durchgeführt.

4.1 Schaltplan

Der Schaltplan der Testleiterplatte umfasst insgesamt acht Seiten. Auf der ersten Seite, der Hauptseite, sind die anderen sieben Schaltpläne als Blöcke dargestellt. Es handelt sich um einen hierarchischen Schaltplan, bei dem die Hauptseite als „Mutterseite“ die anderen Seiten beherbergt. Die eingebetteten Schaltpläne verhalten sich dabei ähnlich wie andere Komponenten und haben In- und Outputs. Die Anzahl der Chips für Thermoelemente, Drucksensoren, Zellversorgung und Schalter für Heizelemente und Ventile sind bewusst möglichst gering gehalten. Die Anzahl der meisten Komponenten reicht nicht aus, um vollständige Systemtests mit dem WPS durchzuführen. Ziel dieser Leiterplatte ist lediglich, kostengünstig die Funktion der einzelnen Komponenten zu testen um die Eignung für den Einsatz in einer vollständigen ECU abzuleiten. Die ausführliche Erklärung zu den acht Schaltplanseiten befindet sich, wie die Schaltpläne selbst, im Anhang ab Seite 53.

4.2 Leiterplatte

Um die verwendeten Komponenten tatsächlich auf ihre Funktion testen zu können, musste aus dem Schaltplan eine Leiterplatte entworfen werden. Ein Aufbau auf einem Steckbrett ist nicht möglich, da der Großteil der Komponenten sogenannte Surface-Mounted-Devices²⁰, oder kurz: SMD, sind. Das bedeutet, dass die Teile anders als z. B. klassische Widerstände nicht durch Löcher auf der Leiterplatte gesteckt und verlötet werden (was Through-Hole-Technology²¹, oder kurz: THT genannt wird), sondern nur auf einer Seite der Leiterplatte aufliegen. Dadurch lassen sich Komponenten auf beiden Seiten einsetzen, während bei THT-Bauteilen aufgrund der durch die Leiterplatte ragenden Beinchen nur jeweils eine Seite verwendet werden kann. Ein weiterer Vorteil ist die Platzersparnis, da SMD in der Regel kleiner sind. Die maximale Dichte an Komponenten ist folglich mit SMD wesentlich höher, was sie zur optimalen Wahl für sehr kompakte Leiterplatten macht. Die Testleiterplatte hat die Maße 96 x 90 mm². Damit erfüllt sie die Anforderungen an den maximal verfügbaren Platz²². Es handelt sich bei der Testleiterplatte noch nicht um die tatsächliche ECU, weshalb das Einhalten der Platzbeschränkung nicht zwangsläufig erforderlich wäre. Die Leiterplatte muss schließlich nicht in einen tatsächlichen CubeSat passen, dennoch wurde sie bewusst auf diese Größe begrenzt, um die Testbedingungen, vor allem in Hinsicht auf das Wärmeverhalten und die elektromagnetische Verträglichkeit, so real wie möglich zu gestalten.

Auf Bild 15 sind die Ober- und Unterseite der entwickelten, unbestückten Leiterplatte dargestellt. Die Spiegelebene liegt zwischen den beiden Abbildungen. Orangefarbig dargestellt sind freie Kupferflächen. Besonders auffällig sind die großen, rechteckigen Flächen, auf denen die Mosfets aufgelötet werden und die freie Leiterbahn auf der Oberseite. Die grünen Flächen werden mit einer Schutzschicht, dem Lötstopplack, bedeckt.

²⁰SMD - „surface mounted devices“, dt.: „oberflächenmontierte Komponenten“

²¹THT - „through hole technology“, dt.: „Durchstecktechnik“

²²Gemäß Kapitel 2.10 auf S. 5

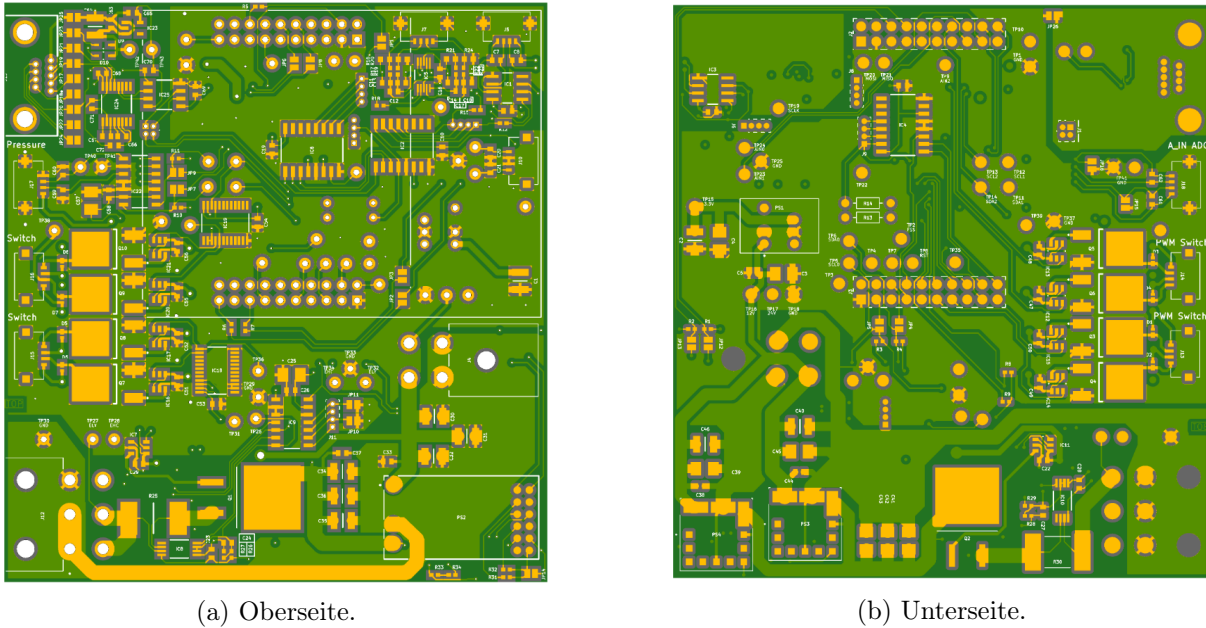


Bild 15: Die Testleiterplatte.

„Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) bezeichnet die Fähigkeit eines elektronischen Gerätes oder Systems, in ihrer/seiner elektromagnetischen Umgebung fehlerfrei zu funktionieren, ohne in diese Umgebung, [...] unzulässige elektromagnetische Störgrößen einzubringen und auch in dieser Umgebung den bestimmungsgemäßen Betrieb am geplanten Einsatzort [...] sicherzustellen.“ [18]

Da auf der Leiterplatte auf relativ kleinem Fußabdruck kraftvolle Leistungselektronik und empfindliche analoge Messelektronik untergebracht sind, muss die Leiterplatte mit entsprechender Sorgfalt entworfen werden. Es gibt einige Maßnahmen, die ergriffen wurden, um den Störeinfluss auf die Messelektronik so gering wie möglich zu halten:

- Vierlagiges Layout: Die Leiterplatte besteht aus insgesamt vier Kupferlagen. Zwei davon (die beiden Äußeren) führen hauptsächlich die Signale. Die beiden inneren Lagen sind sogenannte Power-Planes: Eine Lage ist durchgehend mit GND verbunden, die andere mit 3,3 V.
- Kondensatorwirkung der Kupferlagen: Zusammen bilden die beiden Power-Planes einen Plattenkondensator. Dieser hilft, wie alle verwendeten Entkoppelkondensatoren, durch seine Fähigkeit, Ladung zu speichern und abzugeben, die Versorgungsspannung der IC's zu stabilisieren und Störungen zu verhindern. Insbesondere in digitalen IC's, die, wie der Mikrocontroller, getaktet arbeiten, werden viele Millionen mal pro Sekunde die Transistoren im Inneren umgeschaltet. Strom wird dabei vor allem während des Schaltvorgangs verbraucht. Der durchschnittliche Stromverbrauch ist folglich kein tatsächlich kontinuierlicher Verbrauch, sondern ergibt sich aus relativ hohen Strömen während sehr kurzen Schaltvorgängen. Gemäß

$$R = \frac{U}{I} \quad (12)$$

muss der Innenwiderstand der Stromversorgung niedrig sein, um bei gegebener Spannung (3,3 V) einen hohen Strom liefern zu können. Da reale Kondensatoren nicht ideal sind,

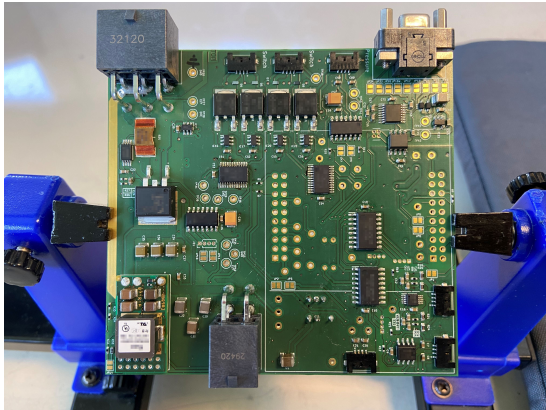
weisen sie nicht nur eine Kapazität, sondern auch einen gewissen Widerstand auf. Reale Kondensatoren können als Kombination eines idealen Kondensators und eines idealen Widerstands behandelt werden. Der zusätzliche Widerstand wird Equivalent Series Resistance²³, oder ESR genannt. Power Planes weisen als Kondensator einen sehr niedrigem ESR-Wert auf, weshalb sie besonders für schnell getaktete Mikrocontroller eine wertvolle Addition darstellen.

- Ein Layout mit vier Lagen ermöglicht mehr Flexibilität beim Platzieren der Komponenten, bzw. beim Erstellen der Verbindungen. Insbesondere GND und 3,3 V Verbindungen, welche an fast jedem Bauteil auftreten, können einfach mit einem VIA²⁴ (einer Verbindung von einer Lage in eine andere) zur entsprechenden Lage sehr nah am Bauteil gemacht werden und müssen nicht über lange Strecken geführt werden. Das lässt mehr Platz für Signalleitungen, erleichtert die Erstellung der Leiterplatte und bietet mehr Spielraum bei der Anordnung auf der Leiterplatte.
- Anordnung auf der Leiterplatte: Die empfindlichen ADC's sind bezüglich der Spannungswandler auf der gegenüberliegenden Seite der Leiterplatte angeordnet. Die Spannungswandler sind im unteren Bereich der Leiterplatte angeordnet (vgl. Bild 15). Auf der Oberseite befindet sich der Wandler für den ELY, auf der Unterseite der für den EHC. Etwa auf mittlerer Höhe der Leiterplatte befinden sich die Mosfets für die Heizer und Ventile und darüber sind die ADC's für Spannungs- und Strommessung sowie Druck- und Temperaturmessung angeordnet.
- Verringerung der Impedanz der Ground-Pfade: Jede elektrische Verbindung weist einen gewissen Widerstand auf. Je länger der Leiter oder die Leiterbahn ist, die diese Verbindung herstellt, um so höher ist der Widerstand. Dieser Widerstand erzeugt einen Spannungsabfall, der das Potenzial am Gerät verschiebt. Besonders bei Messelektronik, welche auf präzise Referenzspannungen angewiesen ist, kann dieser Effekt die Messgenauigkeit beeinflussen. Eine GND-Plane sorgt für kurze Leiterbahnen und einheitliches Potenzial an allen Verbindungen, ist weniger anfällig für Störeinflüsse und kann diese sogar abschirmen. [19]
- Trennung der Masseflächen: Damit ist gemeint, verschiedene GND-Pfade so weit wie möglich zu trennen, um Störeinflüsse von Störquellen gering zu halten. Im Falle der Testleiterplatte wurden die GND-Pfade der Spannungswandler für ELY und EHC separat von der GND-Plane geführt, auf der sich die restliche Elektronik befindet. Nur an dem Steckverbinder für die 12 V und 24 V Spannungsversorgung besteht eine Verbindung. Dadurch fließt der relativ hohe Strom der Spannungswandler nicht über die GND-Plane zurück, sondern nimmt einen separaten Weg bis zum Steckverbinder und sollte so einen verringerten Störeinfluss auf die restliche Leiterplatte haben. Die horizontale, freie Leiterbahn, die man auf Bild 15a erkennt, stellt den GND-Pfad vom Spannungswandler des ELY zum Steckverbinder dar. Diese Leiterbahn ist, wie erwähnt, nicht auf der GND-Plane sondern auf der Oberseite der Leiterplatte geführt und kann mit zusätzlichem Kupferdraht verstärkt werden, um den hohen Strömen besser standhalten zu können.

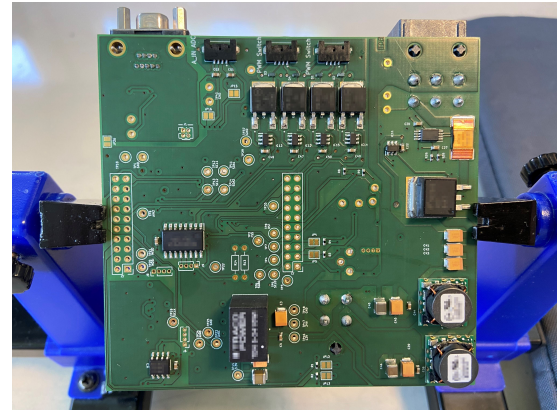
Auf Bild 16 ist die Ober- und Unterseite der fertig bestückten Leiterplatte zu sehen. Was auf diesem Bild nicht dargestellt ist, ist der Mikrocontroller. Dieser wird in Form eines Entwicklerboards, welches die Firma Texas Instruments anbietet, auf die beiden doppelreihigen Pinleisten aufgesteckt, die auf Bild 16b, mittig und links vertikal angeordnet, zu sehen sind. Die Leiterplatte mit aufgestecktem Mikrocontrollerboard ist auf Bild 17 zu sehen.

²³ESR - „equivalent series resistance“, dt.: „äquivalenter Reihenwiderstand“

²⁴VIA - „vertical interconnect access“, dt.: „vertikaler Verbindungszugang“



(a) Oberseite



(b) Unterseite

Bild 16: Die fertig bestückte Testleiterplatte.

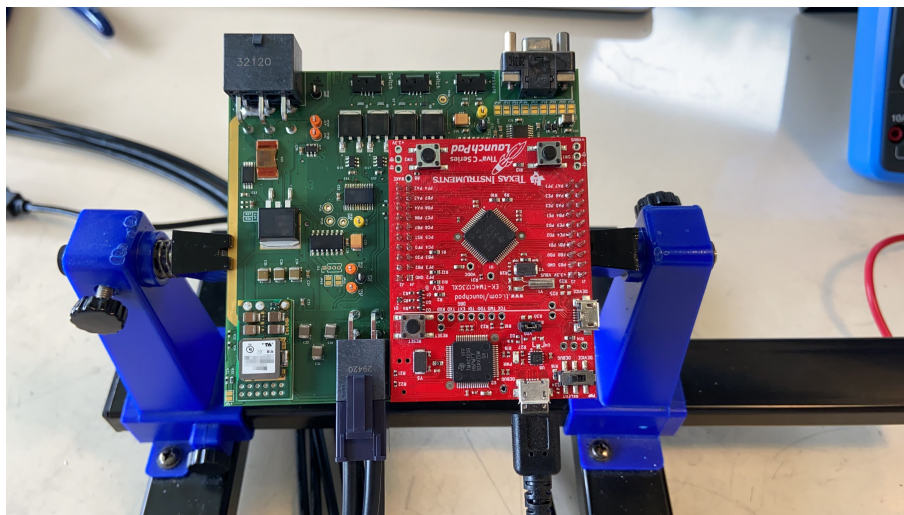


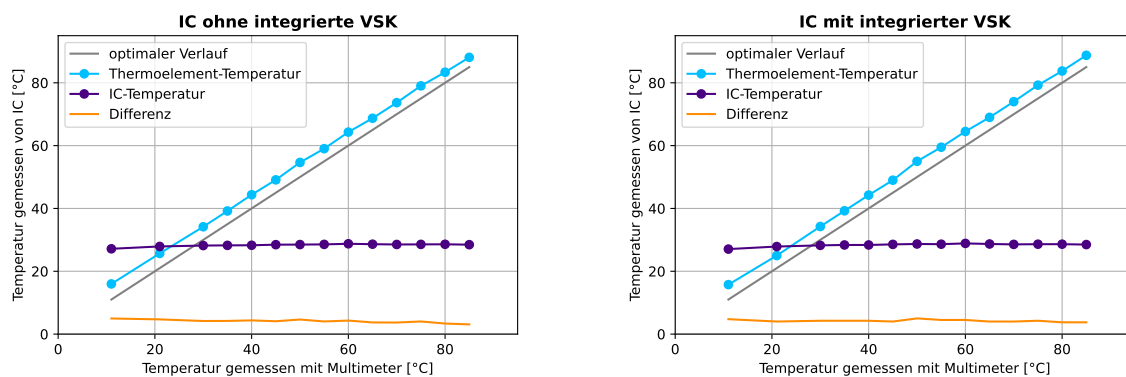
Bild 17: Leiterplatte mit Mikrocontrollerboard.

5 Auswertung

In diesem Kapitel sind die Ergebnisse der aussagekräftigsten durchgeführten Tests dokumentiert. In den Texten und Diagrammen wird oft von der ECU gesprochen. Gemeint ist in diesem Kapitel stets die Testleiterplatte. Einige Ergebnisse bedingen sich, weshalb nicht auf alles im Detail eingegangen wird. Dass beim Auslesen eines Gerätes mit I²C korrekte Werte erhalten werden, bedingt zum Beispiel, dass die Kommunikation mit I²C generell funktioniert. Das Gleiche gilt für die IC's der Temperaturmessung. Diese konnten erfolgreich ausgelesen werden. Die Kommunikation per SPI funktioniert demzufolge und das implementierte Dekoder-System erfüllt die erwartete Funktion.

5.1 Temperaturmessung

Um die Temperaturmessung mit den beiden verwendeten IC's zu testen, wurden drei Thermoelemente des Typ K verwendet. Eins wurde mithilfe eines Multimeters ausgelesen, um eine Referenztemperatur zu ermitteln. Die beiden anderen wurden jeweils an die beiden IC's angeschlossen. Einer dieser IC's nimmt die Vergleichsstellenkompensation (VSK) intern vor, der andere misst nur die Spannung des Thermoelements und die Chiptemperatur. Die VSK wurde im Mikrocontroller vorgenommen. Die drei Thermoelemente (TE) wurden in einem Bündel fixiert und in ein Wasserbad getaucht. So soll sichergestellt werden, dass die Temperatur aller TE gleich ist und die Messergebnisse vergleichbar sind. Das Wasserbad wurde unter Rühren langsam erwärmt. Währenddessen wurden die Temperaturen der drei TE aufgezeichnet.



(a) IC ohne integrierte Vergleichsstellenkompensation. (b) IC mit integrierter Vergleichsstellenkompensation.

Bild 18: Temperaturmessung im Wasserbad.

Die Messergebnisse sind in Bild 18 dargestellt. In den Diagrammen ist für die beiden verwendeten IC-Typen die jeweils vom Chip gemessene Temperatur in Abhängigkeit zur vom Multimeter gemessenen Temperatur aufgetragen. Die graue Linie verläuft dort, wo Temperaturen auf beiden Achsen den gleichen Wert aufweisen. Wenn sich die gemessene Thermoelement-Temperatur (hellblau dargestellt) mit der grauen Linie deckt, bedeutet dies eine Kongruenz der Messwerte der ECU und des Multimeters. Das ist jedoch auf beiden Diagrammen nicht der Fall. Die Differenz zwischen den Messwerten ist in orange dargestellt. Sie beträgt für beide IC's ca. +5K und ist vermutlich auf die Distanz zwischen dem Chip und der tatsächlichen Vergleichsstelle zurückzuführen. Die lilafarbene Linie trägt die Temperatur des Chips auf. Mit dieser Temperatur wird die Vergleichsstellenkompensation vorgenommen. Die Messung der Messtellentemperatur

kann nur maximal so genau sein wie die Temperaturmessung der Vergleichsstelle ist. Um den Messfehler gering zu halten, muss die Temperatur der Vergleichsstelle der Chiptemperatur entsprechen. Um Isothermie zwischen Chip und Vergleichsstelle zu gewährleisten, wurden die Chips so nah wie möglich an die Steckverbinder für die Thermoelemente gesetzt. Wenn die TE direkt in den Steckverbinder geklemmt werden, liegt der Übergang von Thermoelement-Metall zu Kupfer (die Vergleichsstelle) sehr nah am Chip und die Temperaturdifferenz sollte vernachlässigbar sein. Bei der Messung, welche die auf Bild 18 dargestellten Ergebnisse geliefert hat, wurden die TE allerdings nicht in den Steckverbinder geklemmt, sondern mit einer Distanz von etwa 10 cm vom Steckverbinder mit vorkonfektionierten Kabel verlötet. Die Chiptemperatur liegt bei beiden IC's bei annähernd konstanten 28 °C, und somit einige Grad über der Raumtemperatur. Die Vergleichsstelle hatte durch ihre Distanz zum Chip vermutlich eher Raumtemperatur als Chiptemperatur, was die Differenz erklären könnte.

5.2 Druckmessung

Die Messung des Druckes funktioniert mit dem verwendeten ADC nicht. Das Gerät lässt sich Auslesen, ist demnach korrekt angeschlossen und funktionsfähig, toleriert allerdings nur Eingangsspannungen bis zur Versorgungsspannung (3,3 V). Wird ein Drucksensor angeschlossen, welcher eine Spannung von bis zu 10 V erzeugt, zerstört die zu hohe Spannung den ADC.

5.3 Ventil- und Heizeransteuerung

Die Ansteuerung der Ventile funktioniert wie erwartet. Auf Bild 19 ist die mit einem Multimeter an der Last gemessene Spannung in Abhängigkeit zum Auslastungsverhältnis des PWM-Signal dargestellt. Die anliegende Maximalspannung bei 100% Auslastungsverhältnis beträgt 23,6 V. Zu erkennen ist ein sauberer linearer Zusammenhang zwischen dem Auslastungsverhältnis und der gemessenen Spannung.

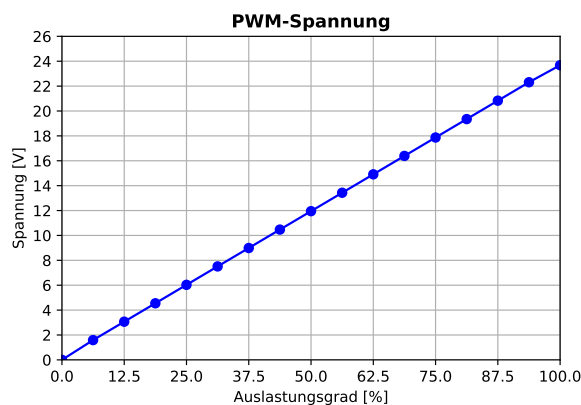


Bild 19: Messung der durch PWM erzeugten Ventilspannung.

Die Ansteuerung der Heizer funktioniert nach einer Anpassung ebenfalls wie gewünscht. Die GPIO-Extender lassen sich mit I²C ansteuern und erfüllen ihre beschriebene Funktion, allerdings ist bei der Auswahl dieser Komponenten ein Fehler unterlaufen: die gewählte Komponente gibt es mit und ohne interne Pullup-Widerstände und es wurde diejenige ohne die genannten Widerstände ausgewählt. Dies stellt ein Problem dar, da die Geräte so genannte Open-Drain-Ausgänge haben. Das bedeutet, dass im Inneren ein Mosfet verbaut ist, welcher den Ausgang entweder mit GND verbindet oder ihn offen lässt. Ohne Pullup-Widerstände ist die Spannung am Ausgang im

offenen Zustand undefiniert und zu keinem Zeitpunkt liegt ein 3,3 V Pegel an den Gate-Treibern der Mosfets an, was nötig wäre, um den Schalter für das Heizelement zu schließen. Die Lösung bestand im Auflöten von separaten Pullup-Widerständen zwischen den Eingangspins der Gate-Treiber und 3,3 V Versorgungsspannung. Im Anhang auf Seite 68 ist ein Bild der vorgenommenen Änderung angehängt.

5.4 Strommessung an Widerstand

Um zu ermitteln, wie genau die ECU den fließenden Strom messen kann, wurde in Reihe zum angeschlossenen Lastwiderstand ein Multimeter eingesetzt, um den tatsächlichen Strom zu messen. Die Messwerte bei unterschiedlichen Reglerspannungen sind auf Bild 20 dargestellt. Sie decken sich nahezu komplett, weshalb visuell kaum ein Unterschied zwischen den beiden Stromverläufen auszumachen ist. In grün dargestellt ist die prozentuale Abweichung zwischen den Messwerten. Die Abweichung liegt über den kompletten Messbereich bei weit unter einem Prozent. Die maximale absolute Abweichung beträgt 10 mA, was der Auflösung von ECU und Multimeter entspricht. Die Abweichung ist demzufolge auf Schwankungen der letzten Nachkommastelle auf dem Messgerät zurückzuführen.

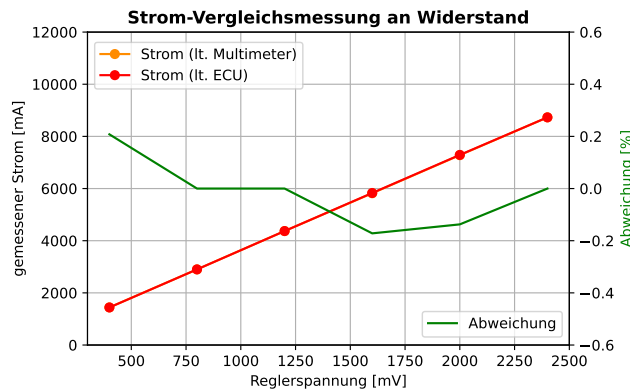


Bild 20: Strommessung mit ECU und Multimeter an Lastwiderstand.

5.5 Spannungsmessung am Elektrolyseur

Auf Bild 21 ist eine Messreihe an einer Elektrolyseurmembran dargestellt. Es wurden Strom und Spannung laut ECU und Spannung laut Multimeter in Abhängigkeit von der eingestellten Reglerspannung aufgenommen.

Am Strom (rot dargestellt) lässt sich die Thermoneutralspannung der Membran erkennen. Erst ab ca. 1,45 V fließt Strom. Unter dieser Spannung findet an der Membran keine Reaktion statt und es wird keine Energie verbraucht. Die graue Linie verläuft dort, wo gemessene Spannung und eingestellte Reglerspannung übereinstimmen. Bis zur Thermoneutralspannung verlaufen die von ECU und Multimeter (MM) gemessenen Spannungen auf der grauen Linie.

Dass die von ECU und MM gemessenen Spannungen im Bereich unter der Thermoneutralspannung übereinstimmen, bedeutet, dass die Messung der Spannung mit der ECU generell funktioniert und in diesem Bereich auch sehr genaue Werte liefert. Dass die gemessene Spannung in diesem Bereich auf der grauen Linie liegt (und damit mit der eingestellten Reglerspannung übereinstimmt) bedeutet, dass die Einstellung der Spannung am Regler ebenfalls wie erwartet funktioniert.

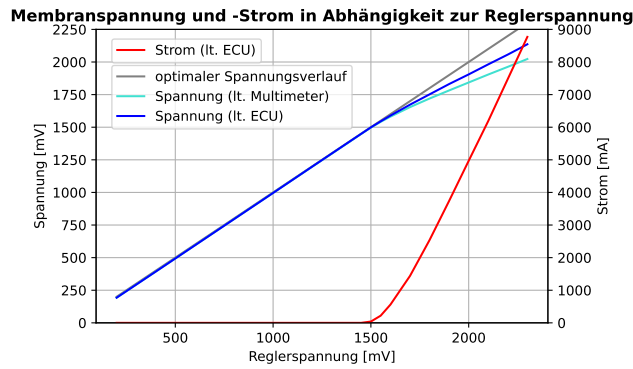


Bild 21: Spannungsmessung am Elektrolyseur.

Sobald ein Strom fließt, verschieben sich jedoch die Messwerte von ECU und MM zueinander und bezüglich der grauen Linie. Es gibt folglich einen stromabhängigen Spannungsabfall zwischen dem Spannungsregler und dem Elektrolyseur und zwischen dem Elektrolyseur und dem Eingang des ADC. Der Zusammenhang zwischen Spannungsabfall und Strom ist annähernd linear. Der Widerstand, welcher bei dem fließendem Strom die gemessene Spannungsdifferenz erzeugen würde, ist annähernd konstant mit ca. $32\text{ m}\Omega$. Die Spannungsdifferenz zwischen den Messwerten von ECU und MM entsteht nicht auf dem Pfad zwischen positivem Anschluss des ELY und positivem Kanal des ADC, sondern fast ausschließlich (99,6 % der Differenz) zwischen dem negativem Anschluss des ELY und dem negativen Kanal des ADC.

5.6 Strom- und Spannungsregelung am Elektrolyseur

Um den vorgestellten Algorithmus²⁵ zu testen, wurde die Antwort auf spontane Lastwechsel aufgezeichnet. Dabei wurde ein zweiter Widerstand mit etwa gleichem Widerstandswert parallel geschaltet und kurze Zeit später wieder getrennt. Durch die Parallelschaltung zweier Widerstände verringert sich der Gesamtwiderstand und der Strom steigt bei fester Spannung.

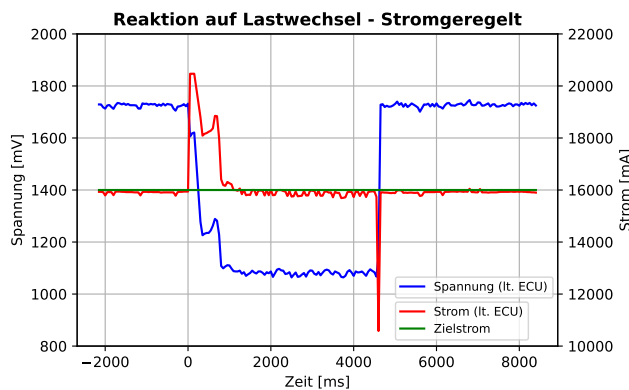


Bild 22: Lastwechsel bei Stromregelung.

Auf Bild 22 ist die Reaktion auf Lastwechsel bei Stromregelung dargestellt. Der Zielstrom wurde auf 16 A eingestellt. Zielspannung und Zielleistung sind so hoch eingestellt, dass sie keine begrenzenden Parameter darstellen. Bei 0 ms wurde der zweite Widerstand parallel zugeschaltet.

²⁵Aus Kapitel 3.9 auf S. 19

Der Strom (rot) stellt sich sofort neu ein und übersteigt den Zielwert. Der Algorithmus verringert die Spannung (blau) bis der Zielstrom wieder erreicht ist. Nach ca. 4500 ms wurde der zweite Widerstand wieder getrennt. Der Strom bricht durch die Erhöhung des Widerstandswerts sofort ein. Der Algorithmus erhöht die Spannung und der Strom erreicht wieder seinen Zielwert. Die Reaktion auf die Trennung des Widerstands ist nahezu instantan, während die Reaktion auf die Zuschaltung ca. 1 s benötigt.

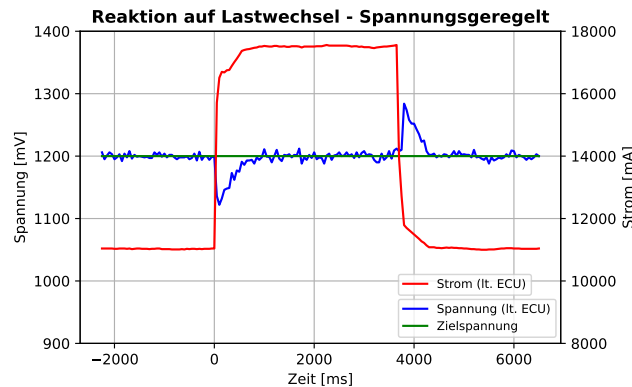


Bild 23: Lastwechsel bei Spannungsregelung.

Auf Bild 23 ist die Reaktion auf Lastwechsel bei Spannungsregelung dargestellt. Die Zielspannung wurde auf 1,2 V eingestellt. Zielstrom und Zielleistung sind so hoch eingestellt, dass sie keine begrenzenden Parameter darstellen. Auch hier wurde bei 0 ms der zweite Widerstand zugeschaltet. Der Strom steigt von ca. 11 A auf ca. 17,5 A und die Spannung sinkt leicht durch den erhöhten Spannungsabfall, ehe sie vom Algorithmus wieder angepasst wird. Was man auf dem Diagramm nicht sieht, ist der Wert der Reglerspannung. Diese wird, während der zweite Widerstand verbunden ist, etwas höher liegen als vor- und nachher, um für den größeren Spannungsabfall (ΔU_{DROP} im Algorithmus) aufzukommen. Bei Trennung des Widerstands ist der entgegengesetzte Effekt zu beobachten. Die Spannung steigt kurz an, da der Spannungsabfall sinkt. Da der Algorithmus für ΔU_{DROP} den laufenden Durchschnitt der letzten zehn Werte verwendet, benötigt der Regelvorgang mindestens zehn Iterationen des Algorithmus um den veränderten Spannungsabfall vollständig einzubeziehen, weshalb die Antwort hier nicht instantan erfolgen kann. In Bild 22 ist der Strom und somit der Spannungsabfall etwa konstant, weshalb zumindest die Antwort auf die Trennung des Widerstands sofort erfolgen kann.

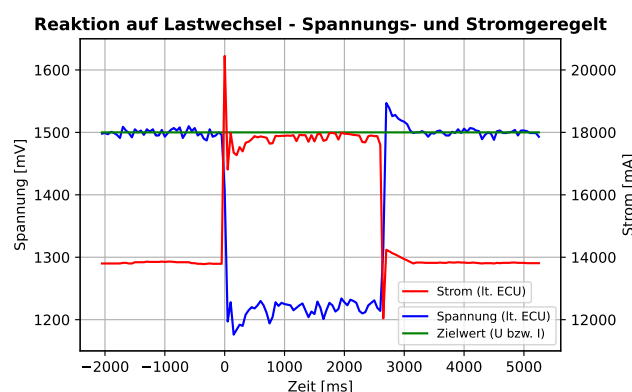


Bild 24: Lastwechsel bei Spannungs- und Stromregelung.

Auf Bild 24 ist die Reaktion auf Lastwechsel bei Spannungs- und Stromregelung dargestellt. Die Zielspannung wurde auf 1,5 V und der Zielstrom auf 18 A eingestellt. Zielleistung ist so hoch eingestellt, dass sie keinen begrenzenden Parameter darstellt. Vor der Zuschaltung des zweiten Widerstands bei 0 ms regelt der Algorithmus die Spannung auf 1,5 V. Bei Zuschaltung steigt der Strom über den eingestellten Zielstrom und der Algorithmus beginnt, den Strom auf 18 A zu regeln. Neben der sofortigen Reaktion, die auch bei der Trennung im Diagramm 22 stattfindet, ist hier auch die langsame Anpassung von ΔU_{DROP} wie in Bild 23 zu erkennen. Besonders bei der Trennung des Widerstands bei ca. 2600 ms ist bei der Spannung ein leichtes Überschießen zu sehen, welches langsam abgebaut wird.

5.7 Impedanzmessung

Auf Bild 25 ist der Spannungsverlauf an der Zellmembran bei Durchführung einer Impedanzmessung dargestellt. Die Zellspannung beträgt ungefähr 1,84 V. Die Zelle wurde für 100 ms abgeschaltet. Zu erkennen ist der sofortige Spannungsabfall auf ca. 1,71 V und der weitere, graduelle Spannungsabfall auf 1,56 V. Der Zeitpunkt, an dem die Spannung gemessen wird nimmt aufgrund des graduellen Spannungsabfall einen Einfluss auf den berechneten Impedanzwert und muss mit einem Impedanzmessgerät kalibriert werden. Für die Berechnung ist nur der sofortige Spannungsabfall von Interesse. Die Differenz beträgt hier

$$1,84 \text{ V} - 1,71 \text{ V} = 0,13 \text{ V}$$

Mit dem fließenden Strom von 5 A ergibt sich eine Impedanz von

$$\frac{0,13 \text{ V}}{5 \text{ A}} = 26 \text{ m}\Omega$$

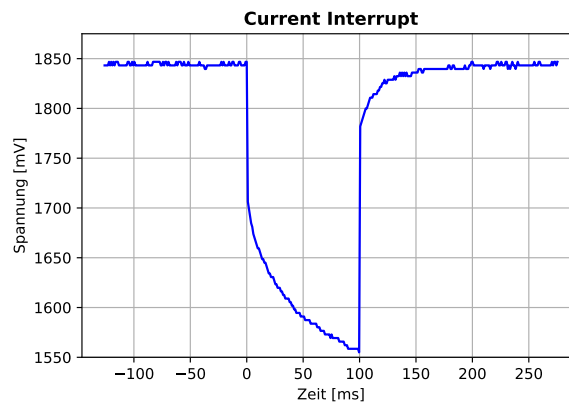


Bild 25: Spannungsverlauf an Membran bei Current Interrupt.

6 Fazit

Mit diesem Kapitel soll ein abschließender Überblick über den Erfolg der im Rahmen der Arbeit entwickelten Leiterplatte gegeben werden und weitere, für zukünftige Entwicklungen wichtige Themen diskutiert werden.

6.1 Analyse

Im Folgenden werden die Testergebnisse aus Kapitel 5 interpretiert und zusammengefasst. In diesem Unterkapitel wird ECU wieder als Synonym zu Testleiterplatte verwendet.

6.1.1 Temperaturmessung

Die Temperaturmessung mit den beiden verschiedenen IC's liefert etwa gleiche Ergebnisse. Diese weisen zwar nicht die gewünschte Genauigkeit auf, dies ist jedoch vermutlich auf die ungünstige Verbindung der Thermoelemente zurückzuführen. Bei korrektem Anschluss der TE sollte die Genauigkeit der Messung mit beiden IC's zufriedenstellend sein. Je nachdem, worauf bei der Entwicklung einer ECU der größere Fokus liegt, ist einer der beiden IC's zu bevorzugen. Der Chip mit integrierter VSK ist einfach einzusetzen. Geringe zusätzliche Beschaltung und automatische VSK. Der Einsatz des Chips ohne integrierte VSK ist durch manuelle VSK etwas aufwendiger, benötigt mehr zusätzliche Beschaltung, nimmt jedoch trotzdem etwas weniger Platz auf der Leiterplatte ein. Zudem verspricht er mehr Flexibilität, da keine Bindung an einen bestimmten Thermoelementtyp besteht. Beide IC's können darüber hinaus als simple Temperatursensoren genutzt werden, um die Temperatur auf der Leiterplatte zu überwachen. Besonders im Bereich der Spannungswandler, welche dazu tendieren viel Abwärme zu erzeugen, sollte ein Temperatursensor auf der Leiterplatte installiert werden, um kritische Temperaturen zu erkennen. Die Spannungswandler schalten sich zwar automatisch bei Übertemperatur ab, aber die Grenztemperatur der Wandlerabschaltung liegt über der kritischen Temperatur der meisten anderen Komponenten auf der Leiterplatte, weshalb bereits früher reagiert werden muss.

6.1.2 Druckmessung

Für die Druckmessung gibt es zwei Alternativen:

- Gleicher ADC: Um die Druckmessung mit dem eingesetzten ADC zu realisieren, könnte ein simpler Spannungsteiler, bestehend aus zwei Widerständen zum Einsatz kommen. Ein Widerstand R_1 zwischen dem Drucksensor und dem Eingang des ADC und ein weiterer Widerstand R_2 zwischen dem Eingang des ADC und GND ist ausreichend, um die Spannung am Eingang des ADC zu verringern. Für $R_1 = 6,8 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 3,3 \text{ k}\Omega$ liegt bei der zu erwartenden Maximalspannung von 10 V eine Spannung von $3,26 \text{ V}$ am ADC an. Die gemessene Spannung müsste im Mikrocontroller mit dem Faktor $\frac{10,1}{3,3} = 3,0606$ multipliziert werden, um die tatsächliche Spannung zu ermitteln.
- Anderer ADC: Ein anderer ADC, welcher in der Lage ist, Spannungen von mindestens 10 V zu messen, könnte verwendet werden. Ein Vorteil gegenüber der Lösung mit dem Spannungsteiler besteht in der Elimination von Messungenauigkeit durch Toleranz der Widerstände. Solch ein ADC bräuchte aber zusätzlich eine Spannungsversorgung von mindestens 10 V . Die Verwendung der 12 V Versorgungsspannung der DC/DC Wandler ist aufgrund des Störeinflusses der Wandler nicht empfehlenswert. Eher müsste ein zusätzlicher Referenzspannungsgenerator eingesetzt werden.

6.1.3 Ventil- und Heizeransteuerung

Die Ansteuerung der Ventile funktioniert zufriedenstellend. Für die Ansteuerung der Heizelemente sollte ein GPIO-Extender mit internen Pullup-Widerständen verwendet werden oder auf der Leiterplatte zusätzliche Widerstände verbaut werden. Um Platz zu sparen und Komplexität zu verringern, ist ein Bauteil mit integrierten Pullup-Widerständen zu bevorzugen.

6.1.4 Strommessung

Die Strommessung funktioniert mit dem implementierten System aus Shunt-Widerstand, Verstärker und ADC sehr gut.

6.1.5 Spannungsmessung und -einstellung am ELY

Die Spannungsmessung liefert unter Last keine zufriedenstellende Genauigkeit.

Der lineare Zusammenhang zwischen Spannungsabfall und Strom deutet auf eine Wirkung des Ohmschen Gesetzes hin. Demnach lässt sich der Spannungsabfall auf den Widerstand der Leitungspfade zurückführen. Allerdings erscheint die ungleiche Verteilung des Spannungsabfalls auf den positiven und negativen Pfad auf den ersten Blick widersprüchlich. Wie in Kapitel 5.5 erwähnt, fällt der Großteil der Spannungsdifferenz über den negativen Pfad ab. Wird die aufgebaute Schaltung genauer betrachtet, kann man den Grund erkennen. Auf Bild 26 ist die vereinfachte Schaltung für die Spannungsversorgung und -messung am Elektrolyseur dargestellt.

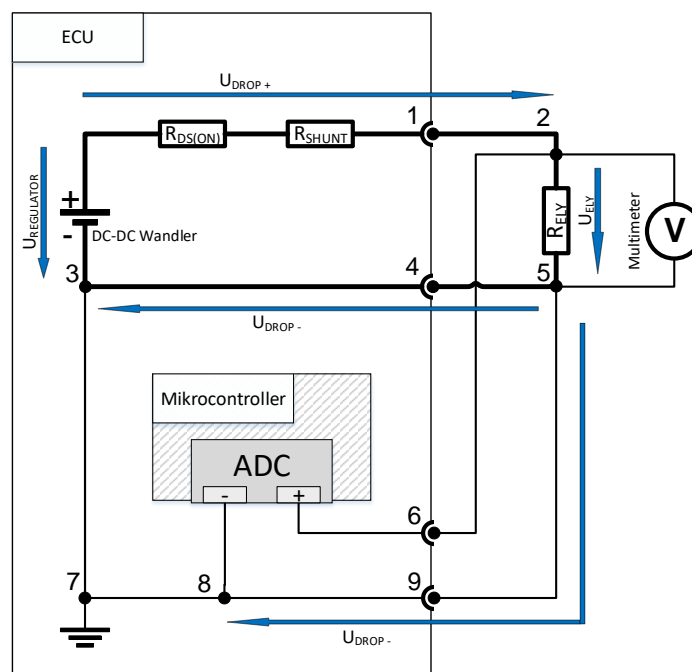


Bild 26: Schaltung der Spannungsversorgung und -messung am ELY.

Die Knoten sind nummeriert. Knoten 1 und 4 sowie 6 und 9 sind Steckverbinder, über die der Leistungs- und der Messanschluss des ELY mit der ECU verbunden sind. Mit dem positiven Pfad ist die Verbindung zwischen dem positivem Anschluss des ELY an Knoten 2 und dem positiven Eingang des ADC (ADC+) über Knoten 6 gemeint. Der negative Pfad ist die Verbindung zwischen Knoten 5 und dem negativen Eingang des ADC (ADC-) über die Knoten 9 und 8.

Als blaue Pfeile sind die abfallenden Spannungen eingezeichnet. $U_{REGULATOR}$ ist die vom Spannungswandler erzeugte, eingestellte Reglerspannung. Über den Pfad vom positivem Ausgang des DC/DC Wandlers zum positivem Anschluss des ELY an Knoten 2 fällt aufgrund von Leitungswiderstand, dem Widerstand des Mosfets $R_{DS(ON)}$ und dem Widerstand des Shunts R_{SHUNT} , die Spannung U_{DROP+} ab. Über den Elektrolyseur fällt die Spannung U_{ELY} ab. Diese kann von dem Voltmeter (das Multimeter bei den Messungen) korrekt gemessen werden. Über den Pfad von Knoten 3 zu 5 fällt durch den Leitungswiderstand U_{DROP-} ab.

Bei genauer Betrachtung fällt auf, dass die Masche über die Knoten 3, 4, 5, 9, 8, 7, 3 eine Schleife darstellt, welche durchgängig mit GND verbunden ist. Dieser sogenannte Ground-loop verhält sich wie eine Spule mit einer Spulenwindung. In diesem Fall ist es dieses Detail, welches die Messungenauigkeit provoziert. Da es keine idealen Leiter gibt, liegt auf der Schleife nicht an jeder Stelle das gleiche Potenzial an. Das ist lediglich eine Annahme, die zur Vereinfachung in den meisten Fällen vertretbar ist. Tatsächlich hat aber jeder Leiter einen gewissen Leitungswiderstand und die Potenziale an verschiedenen Punkten werden sich aufgrund dessen verschieben. Zudem können in Spulenwindungen Störeinflüsse induziert werden. Aus diesen Gründen sind GND-loops generell zu vermeiden. [20]

Anders als auf der Masche, die von den Knoten 1, 2, 5, 4, 3, 1 aufgespannt wird, fließt auf dem positivem Pfad (Knoten 2 zu ADC+) kaum Strom. Der Strom, der zur Messung der Spannung nötig ist, ist sehr gering. Deshalb ist auch der Spannungsabfall gemäß Ohmschen Gesetzes sehr gering und die Spannung an ADC+ entspricht etwa der Spannung an Knoten 2. An ADC- liegt jedoch nicht die Spannung von Knoten 5 an. Da die Verbindung von Knoten 3 zu 8 über 7 durch die GND-Plane sehr stark (impedanzarm) ist, liegt an Knoten 8 und damit auch an ADC- nahezu GND-Potenzial an. Die Differenz zwischen ADC- und Knoten 5 muss aufgrund des Spannungsabfalls zwischen Knoten 3 und 5 ebenfalls U_{DROP-} betragen. So lässt sich die ungleiche Verteilung des Spannungsabfalls auf die beiden Pfade erklären. Diese Erkenntnis deckt sich mit den Messdaten. Die Differenz zwischen der mit MM und von der ECU gemessenen Spannung am ELY liegt bei etwa 35% der gesamten Differenz zwischen eingestellter Reglerspannung und mit MM gemessener Spannung am ELY. Das bedeutet, dass 35% der gesamten Spannungsdifferenz auf U_{DROP-} und 65% auf U_{DROP+} entfallen. Das ist plausibel, da der Pfad, über den U_{DROP+} abfällt, zusätzlich zum Leitungswiderstand noch die Widerstände von Mosfet und Shunt enthält.

Der Spannungsabfall kann nicht verhindert werden, aber es gibt Möglichkeiten, um den Einfluss, den der Spannungsabfall auf die Messung und auf die Einstellung der Spannung nimmt, zu umgehen:

- Für die Einstellung der Spannung besitzt der verwendete DC/DC Wandler sogenannte Sense-Anschlüsse. Über diese kann der interne ADC des Wandlers mit einer beliebigen Stelle verbunden werden. Der Wandler wird sich so einstellen, dass die Spannung, welche an den Sense-Anschlüssen anliegt, der eingestellten Spannung entspricht. Auf der Leiterplatte wurden diese Anschlüsse direkt mit dem Ausgang des Reglers verbunden. Der Regler kann dadurch den Spannungsabfall U_{DROP} nicht kontern. Schließt man Sense nun an Knoten 2 und 5 an, wird die eingestellte Reglerspannung der Spannung am ELY entsprechen.
- Um die Messung der Spannung vom Spannungsabfall zu befreien, müsste man die Verbindung von Knoten 7 zu 8 trennen. In diesem Fall würde Knoten 8 nicht mehr auf GND-Potenzial gezwungen, sondern könnte das Potenzial des Knoten 5 annehmen und die Messung liefert korrekte Werte. Das wäre eine differenzielle Spannungsmessung, da dann tatsächlich die Differenz zwischen ADC+ und ADC- (bezüglich Knoten 5) gemessen wird. Die dargestellte Konfiguration misst faktisch nur die Differenz zwischen ADC+ und GND. Diese Differenz setzt sich zusammen aus U_{ELY} und U_{DROP-} . Die Verbindung

zwischen Knoten 8 und 5 über die 9 wird hier faktisch irrelevant. Auf dem verwendeten Mikrocontrollerboard ist ADC- fest mit GND verbunden, weshalb die Verbindung zwischen Knoten 7 und 8 gegeben war. Bei einer aus Platzgründen ohnehin notwendigen Einbettung des Mikrocontrollers kann ADC- unabhängig von GND beschaltet werden. Die Spannungsmessung sollte dann die erwartete Genauigkeit auch unter Last aufweisen.

6.1.6 Impedanzmessung

Die Impedanzmessung an den Membranen unterliegt auf dieser Leiterplatte ebenfalls der ungenauen Spannungsmessung durch den im letzten Unterkapitel beschriebenen Spannungsabfall, funktioniert aber generell. Die Abfolge aus Strommessung, Spannungsmessung, Öffnen des Schalters, erneute Spannungsmessung und Schließen des Schalters konnte erfolgreich implementiert werden. Die gemessene Impedanz ist mit $59\text{ m}\Omega$ zwar etwas mehr als doppelt so hoch wie der aus dem Diagramm bestimmte Wert, stellt aber einen plausiblen Wert mit Blick auf die Probleme bei der Spannungsmessung dar. Die implementierte Impedanzmessung sollte grundsätzlich in der Lage sein, korrekte Werte zu messen.

6.1.7 Regelung am ELY

Die Regelung der Spannung und des Stroms am ELY funktioniert mit dem implementierten Algorithmus und der Hardware zufriedenstellend. Besonders auf Diagramm 23 und 24 erkennt man genau das erwünschte und erwartete Verhalten. Die Antwort auf die Zuschaltung des Widerstands auf Diagramm 23 ist jedoch etwas träge. Zu erwarten war eine ähnlich schnelle Antwort wie auf die Trennung des Widerstands.

Grundsätzlich dürfte eine Regelung, die so gut auf spontane Lastwechsel reagieren kann, jedoch in der Lage sein, die Parameter am ELY zuverlässig einzustellen. Hier ist schließlich nicht mit spontanen Lastwechseln, sondern mit kontinuierlichen Veränderungen in Abhängigkeit von Temperatur und Druck zu rechnen.

6.1.8 Spannung am EHC

Die Spannung, die am EHC tatsächlich anliegt, beträgt ca 680 mV , was eine Differenz von 120 mV zum gewünschten Zielwert darstellt. Vermutlich liegt diese Differenz in der Tatsache begründet, dass sich die beiden Wandler den gleichen Widerstand zur Einstellung ihrer Spannung teilen und es dadurch zu gegenseitiger Beeinflussung kommt. Die redundanten Wandler sollten mit separaten Widerständen eingestellt werden. Das ergibt auch aus Redundanzgründen Sinn. Wenn ein Wandler eine Fehlfunktion hat, bei der ein undefiniertes Verhalten an den Pins zur Spannungseinstellung hervorgerufen wird, könnte dies den anderen Wandler beeinflussen und die Einstellung einer fehlerhaften Spannung an beiden Wandlern provozieren. Wenn separate Widerstände verwendet werden, ließen sich die beiden Wandler bewusst auf unterschiedliche Werte einstellen (zum Beispiel 800 mV und 900 mV). Der niedriger eingestellte Wandler wird inaktiv sein, solange der höher eingestellte Wandler korrekt arbeitet. Sollte der höher eingestellte Wandler ausfallen, wird der niedriger eingestellte Wandler die Versorgung übernehmen und weiterhin für eine ausreichende Spannung am EHC sorgen. Dadurch könnte der Ausfall eines Wandlers erkannt werden, da die Spannung, die am EHC anliegt plötzlich der Spannung des niedrig eingestellten Wandlers entspricht, was auf den Ausfall des anderen Wandlers hindeutet.

6.1.9 Kommunikation über die RS232 Schnittstelle

Die Kommunikation mit der Leiterplatte über RS232 war nicht erfolgreich. Für die Programmierung und Kommunikation wurde während der Entwicklung die USB-Schnittstelle des Mikrocontrollers genutzt. Die unabhängige Stromversorgung der Schnittstelle konnte nicht bereitgestellt werden. Die Verbindung mit dem Teststandsrechner wurde über einen USB-zu-RS232-Wandler hergestellt. Möglicherweise würde eine direkte Verbindung mit dem Computer zu einem anderen Ergebnis führen.

6.1.10 Langzeitspeicherung von Daten

Um Benutzereinstellungen langfristig zu speichern, wurde der in Mikrocontroller integrierte EEPROM genutzt. Aus zwei Gründen ist die Implementierung eines zusätzlichen Speicherbausteins jedoch vorteilhaft. Zum einen ist EEPROM sehr anfällig für Strahlungseinflüsse, wie sie im Erdorbit zu erwarten sind [21], weshalb die ECU für einen langfristigen Aufenthalt im Erdorbit einen anderen, robusteren Speichertyp (Flash-EEPROM) benötigt. Zum anderen besteht eine Nachfrage nach der Möglichkeit, auch größere Datenmengen in der ECU zu speichern. Beispielsweise könnten die Messwerte der Impedanzmessung gespeichert werden. So ist die ECU in der Lage, eine Änderung der Membranimpedanz selbstständig durch Vergleich mit älteren Messwerten zu erkennen und entsprechend zu reagieren. Die mit der Bodenstation auszutauschende Datenmenge kann so verringert werden.

6.2 Weitere Überlegungen

Da die Umgebung im Erdorbit (und ferner, generell im Weltraum) besondere Herausforderungen an die Hardware stellt, müssen einige zusätzliche Sachen bei der Entwicklung einer flugfähigen ECU beachtet werden.

6.2.1 Wärme

Da im Vakuum des Weltraums keine Luft vorhanden ist, kann auch keine Konvektion als Mechanismus zur Wärmeabfuhr stattfinden. Auf der Erde beruhen viele elektronische Geräte auf Konvektion zur Kühlung. Ein gutes Beispiel ist die Kühlung des Prozessors in den meisten Desktop-PC's: Ein Lüfter bläst Luft durch einen Kühlkörper mit besonders großer Oberfläche. Zwischen den beiden Medien (Luft und Kühlkörper) wird aufgrund der Wärmedifferenz Wärmeenergie ausgetauscht. Die Luft führt diese Wärme ab und der Prozessor, der thermisch mit dem Kühlkörper verbunden ist, wird gekühlt. Im luftleeren Raum fehlt das wärmeabführende Medium und Wärmeenergie kann nur noch mithilfe von Wärmestrahlung und Wärmeleitung transportiert, bzw. abgegeben werden. Allerdings kann auch die Wärmeleitung nur dafür genutzt werden, um Wärme von einem Teil des Raumfahrzeuges (zum Beispiel einer Komponente, die, wie die ECU, Wärme generiert) zu einem anderen (zum Beispiel einem Radiator) zu leiten. Um die Wärme aber tatsächlich vom Raumfahrzeug zu entfernen, muss sie in Form von Wärmestrahlung an die Umgebung abgestrahlt werden. Beispielhaft wird die bei der Maximaltemperatur der ECU maximal zu erreichende Strahlungsleistung berechnet, um aufzuzeigen, welche Rolle durchdachtes Thermalmanagement und hohe Effizienz der Komponenten spielen.

Annahmen:

- Maximaltemperatur der ECU: 100 °C, abgeleitet aus den Datenblättern der Komponenten
- Maße des Gehäuses: 96 mm x 90 mm x 50 mm
- Vollständiges Aluminiumgehäuse mit dem Emissionsgrad $\epsilon = 0.55$ [22]
- Keine Rückstrahlung zur ECU

Gemäß der Formel für Wärmestrahlung aus dem Stefan-Boltzmann-Gesetz

$$\dot{Q} = \epsilon \sigma A T^4 \quad (13)$$

mit der Oberfläche des Gehäuses

$$A = 2 \cdot (96 \cdot 90 + 96 \cdot 50 + 90 \cdot 50) \text{ mm}^2 = 35880 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 \quad (14)$$

und der Stefan-Boltzmann-Konstante

$$\sigma = 5.67 \cdot 10^{-8} \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{K}^4}$$

ergibt sich eine maximale Wärmestrahlung von

$$\dot{Q}_{AB} = 0,55 \cdot 5.67 \cdot 10^{-8} \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{K}^4} \cdot 35880 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 \cdot (100^\circ\text{C} + 273,15^\circ\text{K})^4 = 21,69 \text{ W}$$

Wird eine durchschnittliche Effizienz der Elektronik von $\eta = 0,90$ zugrunde gelegt, erlaubt die abgehende Wärmestrahlung eine Dauerleistung der gesamten ECU von

$$P_{MAX} = \frac{\dot{Q}_{AB}}{1 - \eta} = \frac{21,69 \text{ W}}{0,1} = 216,9 \text{ W} \quad (15)$$

Dies entspricht etwa der gewünschten Leistung eines konzipierten CubeSats. Allerdings sind einige der Annahmen zu optimistisch:

- Die Maximaltemperatur gilt für die Komponenten im Inneren der ECU und sollte nie zu 100% erreicht werden. Zusätzlich ist davon auszugehen, dass das Gehäuse der ECU in Abhängigkeit der Güte der thermischen Kopplung von Komponenten mit dem Gehäuse etwas kälter ist als die Komponenten selbst, was zur Verringerung von \dot{Q}_{AB} führt.
- Nicht alle Seiten der ECU haben freie Sicht in den Raum. Einige Seiten der ECU sind zu anderen Komponenten ausgerichtet, die selbst Wärme abstrahlen, was zu einem bei der Rechnung vernachlässigten Wärmeeintrag in die ECU führt.
- Die Seiten, die freie Sicht in den Raum haben, sind nicht von eintreffender Strahlung befreit. Wenn der CubeSat von der Sonne erfasst wird ist mit weiterem Wärmeeintrag zu rechnen.

Aus diesen Gründen sind für eine, für den Einsatz in einem CubeSat, geeignete ECU zwei Aspekte besonders zu beachten:

- Hohe Effizienz der elektrischen Komponenten zur Verringerung der Verlustleistung in Form von Wärme.

- Gute Thermische Kopplung. Nicht nur die der Komponenten innerhalb der ECU an das Gehäuse für minimale Temperaturgradienten und somit höhere zulässige Gehäusetemperatur, sondern auch die der ECU selbst an den Rest des Systems, um die Oberfläche des WPS zusätzlich zur Abstrahlung von Wärme zu nutzen. Das WPS hat Heizelemente an verschiedenen Stellen. Zur Verringerung der benötigten Heizleistung und für eine zusätzliche Wärmeabfuhr kann durch bewusste Platzierung der Komponenten und intelligente Softwarelösung eventuell Abwärme der ECU zum Heizen der restlichen Systeme genutzt werden.

Zur Verbesserung der Wärmeleitung innerhalb der ECU könnte der Hohlraum ausgefüllt werden, beispielsweise mit einer speziellen Vergussmasse. Es gibt Vergussmassen, die für optimale Wärmeleitung ausgelegt sind. Auch Leiterbahnen und kleinere Bauteile, bei denen eine physische Verbindung mit dem Gehäuse schwer zu realisieren ist, ließen sich somit thermisch mit dem Gehäuse verbinden. Außerdem lässt sich Wärme von Hotspots, also Stellen, an denen besonders viel Wärme entsteht, dadurch besser abführen. Ein weiterer Vorteil ergibt sich durch die Fixierung aller Bauteile in der ECU. Die Beständigkeit der ECU gegen Vibration beim Raketenstart ließe sich durch die Fixierung erhöhen. Als Nachteil ist jedoch das zusätzliche Gewicht einer Vergussmasse zu nennen.

6.2.2 Spannungen auf CubeSat-Plattformen

Stand der Technik auf CubeSat-Plattformen ist die Verwendung von Lithium-Ionen (Li-Ion) Akkumulatorzellen in 2S oder 4S Konfiguration [3]. Das bedeutet, dass entweder jeweils zwei (bei 2S) oder vier (bei 4S) dieser Li-Ion Zellen in Reihe eingesetzt werden, was zu einem Spannungsbereich von 5 V bis 8,4 V bei 2S und 10 V bis 16,8 V bei 4S Konfiguration führt (Spannungsbereich einer einzelnen Zelle: 2,5 V bis 4,2 V [23]). Die meisten CubeSat Plattformen haben integrierte Spannungsregler, um gängige Spannungen wie 3,3 V, 5 V oder 12 V zur Verfügung zu stellen. Allerdings sind diese integrierten Spannungsregler in der Regel für relativ geringe Leistungen ausgelegt. Keines der in [3] untersuchten Systeme konnte mehr als 24 W regulierte Leistung zur Verfügung stellen, was für den ELY unzureichend ist. Eventuell ist bei einer gegebenen Plattform die vorhandene Leistung der geregelten 3,3 V Spannungsversorgung ausreichend, um die Mikroelektronik damit zu versorgen und eigene 3,3 V-Wandler in der ECU zu sparen. Für alle anderen Komponenten sind jedoch einige Anpassungen gegenüber des aktuellen Laboraufbaus sinnvoll.

In Bezug auf die Elektronik könnten in einer 4S Konfiguration folgende Anpassungen vorgenommen werden:

- Die Ventile könnten so ausgelegt werden, dass sie bei der unteren Spannung dieser Konfiguration (10 V) noch sicher öffnen können. Sollte die Spannung höher liegen, kann durch PWM eine niedrigere Durchschnittsspannung erzeugt werden, um die Spulen nicht zu überlasten.
- Auch die Heizer könnten so ausgelegt werden, dass sie bei 10 V gerade noch ausreichend Heizleistung aufbringen können. Bei höheren Spannungen kann hier ebenfalls mit PWM gearbeitet werden, um die Heizer nicht zu überlasten. Hier ist eine niedrigere Frequenz als bei den Ventilen aufgrund der thermischen Trägheit zulässig, sodass die GPIO-Extender ausreichend sind.

- Die aktuell verwendeten Drucksensoren haben eine minimale Versorgungsspannung von 13 V und benötigen einen zusätzlichen DC/DC Wandler. Allerdings ist die aufgenommene Leistung dieser Sensoren im Vergleich zur Gesamtleistung der ECU sehr klein, weshalb hier keine signifikante Wärmeerzeugung zu erwarten ist.
- Die Gate-Treiber der Mosfets arbeiten im Bereich bis zu 25 V und die Gates der verwendeten Mosfets sind ebenfalls in der Lage, mit diesen Spannungen zu arbeiten. Der komplette Spannungsbereich einer 4S Konfiguration ist demnach optimal zur Ansteuerung der Mosfets geeignet.
- Die auf der Testleiterplatte verwendeten DC/DC Wandler für ELY und EHC tolerieren maximale Eingangsspannungen bis zu 14,5 V. Der Spannungsbereich einer 4S Konfiguration liegt teilweise darüber und die verwendeten Wandler sind nicht geeignet. Da der Wandler für den ELY den Großteil der elektrischen Leistung des gesamten WPS umsetzt, sollte die Auslegung eines Wandlers, der speziell auf diesen Anwendungsfall zugeschnitten ist, im Rahmen von Effizienzsteigerung zur Wärmevermeidung und Platzersparnis aber sowieso Priorität gegenüber der Verwendung von Kaufteilen haben.

Durch diese Anpassungen können einige DC/DC Wandler und damit Platz und Verlustleistung eingespart werden. Allerdings führt eine immerhin beträchtliche Verringerung der Auslegungsspannung von 24 V auf 10 V bei den Ventilen und Heizelementen dazu, dass die Spulen größer und damit schwerer werden.

In einer 2S Konfiguration könnte folgendermaßen vorgegangen werden:

- Für Ventile und Heizer müssten zusätzliche DC/DC Wandler eingesetzt werden, da die untere Spannung dieser Konfiguration mit 5 V sehr niedrig ist. Ein DC/DC Wandler könnte problemlos die Auslegungsspannung von 24 V erzeugen, wird aber zusätzliche Wärme generieren.
- Für die Drucksensoren müssten ebenfalls DC/DC Wandler eingesetzt werden. Aber auch hier gilt, dass die Leistungsaufnahme der Sensoren sehr gering ausfällt.
- Für die Gate-Treiber der Mosfets müsste ein Kompromiss getroffen werden. Für die verwendeten Mosfets sind 5 V als Gatespannung zwar prinzipiell ausreichend um den Mosfet in den leitenden Zustand zu bringen, aber der Widerstand $R_{DS(ON)}$, welcher spannungsabhängig ist und mit steigender Gatespannung abnimmt, erreicht bei 5 V noch nicht den gewünscht niedrigen Wert. Hier können entweder zusätzliche DC/DC Wandler eingesetzt oder andere Mosfets verwendet werden. Ohne diese Anpassung wird die Verlustleistung an den Mosfets höher ausfallen.
- In dieser Konfiguration könnten die auf der Testleiterplatte verwendeten Wandler genutzt werden, da die Spannung im tolerierten Bereich liegt. Hier gilt jedoch ebenfalls, dass angepasste Wandler gegenüber Kaufteilen Vorteile versprechen, die den Mehraufwand einer Spezialentwicklung rechtfertigen.

Der Vorteil der 2S Konfiguration ergibt sich, neben der potenziellen Gewichtsersparnis durch leichtere Ventile, aus der geringeren Spannungsdifferenz zwischen Versorgungsspannung und Zielspannung von ELY und EHC. Generell gilt, dass DC/DC Wandler effizienter sind, je geringer die Differenz zwischen Ein- und Ausgangsspannung ausfällt. Die Verlustleistung durch ELY und EHC wird dadurch verringert, gleichzeitig entsteht aber zusätzliche Verlustleistung durch den hier nötig werdenden Einsatz eines Wandlers für Ventile und Heizer, weshalb für eine fundierte

Entscheidung für eine Akkukonfiguration aufgewogen werden muss, welche der beiden Verlustleistungen schwerer wiegt. Dafür müssen die benötigten, bzw. gewünschten Leistungen von ELY, EHC, Ventilen, Heizern sowie die Effizienzen der entsprechenden Wandler bekannt sein.

6.2.3 Strahlung

Im Erdorbit und darüber hinaus müssen wirkungsvolle Maßnahmen zum Schutz der Komponenten gegen Strahlung getroffen werden, da der Strahlungsschutz, den wir durch das Magnetfeld der Erde auf der Erdoberfläche genießen, nicht mehr gegeben ist. Gleichzeitig ist die Hardware unerreichbar für spontane Reparaturen. Im Falle größerer Projekte, wie der internationalen Raumstation oder dem Weltraumteleskop Hubble, sind Reparaturen und Wartungen lediglich sehr aufwendig, werden aber durchgeführt. Für kleinere Projekte, wie CubeSats, lohnt es sich hingegen gar nicht. Ein Ausfall einer Kernkomponente dieser Satelliten würde ein Ende der Mission bedeuten. Deswegen müssen die anfälligen Komponenten gegen Strahlung geschützt werden. Die erste Barriere kann ein Gehäuse aus Aluminium darstellen. Dies ist ohnehin sinnvoll zur Aufnahme und Leitung von Wärme und schützt bereits gegen Alpha- und Betastrahlung [24]. Auch eine Vergussmasse im Inneren trägt zu weiterer Abschirmung bei. Gammastrahlung ist aufgrund der ausgeprägten Fähigkeit, Materie zu durchdringen, schwerer abzuschirmen.

Deswegen sollten spezielle Mikrocontroller, die vom Hersteller aus bereits als strahlungstolerant klassifiziert sind, verwendet werden. Für Missionen mit langer Laufzeit oder in hohen Orbits sind sogenannte Field-Programmable-Gate-Arrays, oder FPGA's geeigneter. Der Grund hierfür liegt in der aufwendigen Nachweiseinbringung über die Strahlungstoleranz der verwendeten Komponenten und der Software, welche für FPGA's leichter durchzuführen ist. Was die Architektur angeht, ist die ARM-Architektur durchaus gängig. Nicht nur generell in der Industrie, sondern auch im New Space-Bereich. [21]

6.3 Hardware in the Loop

Da das Platzieren von Nutzlasten wie Satelliten in Erdorbits aufgrund der Gravitation der Erde sehr aufwendig und dementsprechend teuer ist, ergibt sich die Nachfrage nach Möglichkeiten, um die Nutzlast auf der Erde bereits so gründlich wie möglich zu testen. Ein häufig verwendetes Testkonzept ist Hardware-in-the-Loop (HiL). Dabei wird die zu testende Steuereinheit nicht ins reale System eingebunden sondern in einen Teststand. Über entsprechende Schnittstellen wird sie mit einer Systemsimulation verbunden, die mit einem Modell von dem realen System arbeitet und auf die Eingänge von Steuereinheit und Teststand gemäß der Simulation mit entsprechenden Ausgängen reagiert, welche wiederum die Steuereinheit stimulieren. Aus Sicht der Steuereinheit gibt es keinen Unterschied zwischen dem Teststand und dem realen System. [25]

Auch für das Water Propulsion System soll dieses Konzept eingesetzt werden. Auf Bild 27 ist der grobe Aufbau, aufgeteilt in Soft- und Hardwarekomponenten, eines Hardware-in-the-Loop Teststands dargestellt. Im Zentrum steht die zu testende Steuereinheit: die ECU. Diese interagiert mit dem WPS, bzw. den im Teststand integrierten Komponenten des WPS und der Simulationssoftware. Der Teststand ist mit den wichtigsten Komponenten ausgestattet, die auch in einem realen Satelliten zum Einsatz kommen werden: Elektrolyseur, Wasser- und Gastanks, Sensoren für Druck- und Temperaturmessung, Ventile und Heizer, Triebwerk. Als Simulationssoftware könnte zum Beispiel die Software Astos von Astos Solutions zum Einsatz kommen. Ursprünglich als Software zur Flugbahnoptimierung entwickelt, stellt Astos ebenfalls Module zur Analyse und Simulation von Missionen zur Verfügung. Damit ließen sich auch HiL-Tests durchführen [26]. In Astos können verschiedene Manöver, wie zum Beispiel das Anheben oder Absenken eines Orbits geplant und simuliert werden. Die Simulationssoftware ersetzt in diesem Teststand den Onboard-

Computer, welcher auf einem Satelliten die Kommunikation mit der ECU übernimmt. Deswegen benötigt auch die Software eine Verbindung zur ECU, etwa über eine RS232-Schnittstelle.

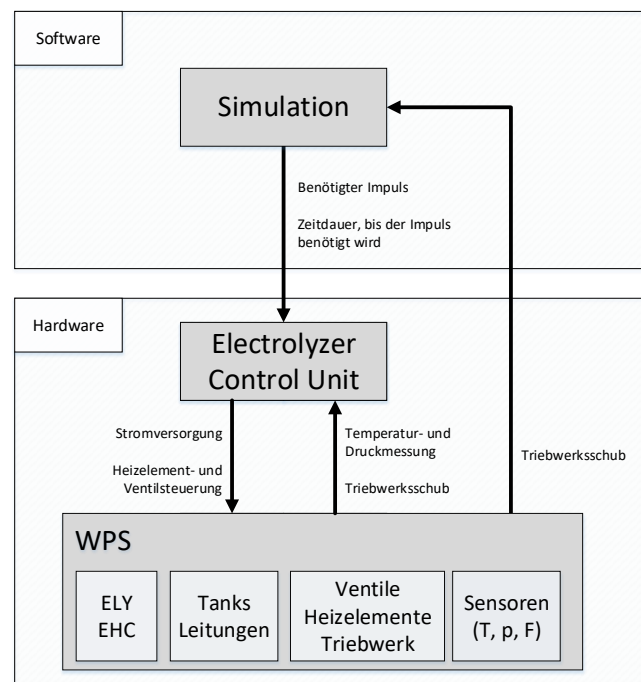


Bild 27: Konzept eines HiL Testandes für das WPS.

Wenn das Triebwerk auf einer Schubwaage gelagert und der generierte Schub gemessen und der Software zur Verfügung gestellt würde, ließen sich die Missionen in vollem Umfang simulieren. Astos könnte für ein gewünschtes Manöver den nötigen Impuls berechnen und ihn der ECU zusammen mit dem Zeitpunkt, zu dem dieser Impuls benötigt wird, übermitteln. Die ECU kann dann mit der Gaserzeugung beginnen und das Triebwerk im richtigen Zeitpunkt und für die dem Impuls entsprechende Zeitdauer zünden. Die Software, die unabhängig von der ECU den Schub misst, kann die Simulation der Flugbahn in Echtzeit anpassen und ggf. nötige Korrekturen von der ECU vornehmen lassen. Auf diese Weise kann unter annähernd realen Bedingungen getestet werden, ob die ECU in der Lage ist, zuverlässig den gewünschten Impuls zu erzeugen und erfolgreich Missionen zu fliegen, ohne einen teuren CubeSat entwickeln und in einen echten Erdorbit bringen zu müssen. Weitere Vorteile eines HiL-Teststands:

- Das Verhalten des System lässt sich ermitteln. Neben Triebwerksschub wäre es auch denkbar andere Parameter wie Temperatur und Druck an die Software zu übermitteln. Dadurch lassen sich mögliche Probleme in der Testumgebung rechtzeitig erkennen und entsprechende Anpassungen können vorgenommen werden.
- Es können beliebig viele Missionen simuliert werden. Die Treibstofftanks aufzufüllen ist kein Problem.
- Die Vorlaufzeit für Missionen sinkt massiv, da die Tests unabhängig von den Startterminen der Trägerraketen sind und der Versand von Equipment zum Startort der Rakete entfällt.
- Die Missionszeiten selbst lassen sich verkürzen. Bei Manövern, die viele Einzelimpulse erfordern, könnte beispielsweise nur jeder fünfte Impuls wirklich ausgeführt und die anderen vier als gleich angenommen werden. Eine Simulation kann in der Zeit vorspulen.

- Optimale Einstellungen der ECU für maximale Effizienz und Zuverlässigkeit können ermittelt werden und es können Strategien entwickelt und getestet werden um auf verschiedene Situationen, wie zum Beispiel kurzfristig nötige Ausweichmanöver, entsprechend zu reagieren.
- Grenzen des Systems können ohne eine teure Mission zu gefährden getestet und auch überschritten werden.

Literatur

- [1] Ariane Group. *Unsere wichtigsten Standorte*.
<https://www.ariane.group/de/uber-uns/unsere-wichtigsten-standorte/>
zuletzt besucht am 24.03.2021
- [2] ECHA. *Hydrazin*.
<https://echa.europa.eu/de/substance-information/-/substanceinfo/100.005.560>
zuletzt besucht am 08.04.2021
- [3] WALTER, Colum (2021). *Development and Definition of a CubeSat Demonstrator for a Water Propulsion System [Masterarbeit]*.
Institut für Raumfahrtsysteme (IRS), Universität Stuttgart
- [4] Elektronik-Kompendium. *Integrierte Schaltungen (IC)*.
<https://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/0206091.htm>
zuletzt besucht am 16.06.2021
- [5] Mouser. *Integrierte Schaltkreise - ICs*.
https://www.mouser.de/Semiconductors/Integrated-Circuits-ICs/_/N-6j73k
zuletzt besucht am 16.06.2021
- [6] CCM. *Serieller Anschluss und Parallelanschluss*.
<https://de.ccm.net/contents/274-serieller-anschluss-und-parallelanschluss>
zuletzt besucht am 25.07.2021
- [7] Wikipedia. *Serial Peripheral Interface*.
https://de.wikipedia.org/wiki/Serial_Peripheral_Interface
zuletzt besucht am 08.04.2021
- [8] KUNBUS. *Die SPI Schnittstelle*.
<https://www.kunbus.de/die-spi-schnittstelle.html>
zuletzt besucht am 09.04.2021
- [9] Texas Instruments. *Datenblatt des SN74LV138A*.
<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74lv138a.pdf?ts=1627132811370>
zuletzt besucht am 18.02.2021
- [10] NXP Semiconductors. *I2C-bus specification and user manual*.
<https://www.nxp.com/docs/en/user-guide/UM10204.pdf>
zuletzt besucht am 08.04.2021
- [11] Matthew Duff, Joseph Towey. *Two Ways to Measure Temperature Using Thermocouples*.
<https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/measuring-temp-using-thermocouples.html>
zuletzt besucht am 18.02.2021
- [12] James Lewis. *Low side vs. High side transistor switch*.
<https://www.baldengineer.com/low-side-vs-high-side-transistor-switch.html>
zuletzt besucht am 16.02.2021

- [13] SAB Bröckskes. *Amerikanischer Litzenaufbau AWG Tabelle*.
<https://www.sab-kabel.de/kabel-konfektion-temperaturmesstechnik/technische-daten/kabel-leitungen/amerikanischer-litzenaufbau.html>
zuletzt besucht am 21.07.2021
- [14] Elektronik-Kompendium. *Serielle Schnittstelle (RS232 / V.24 / COM)*.
<https://www.elektronik-kompendium.de/sites/com/0310301.htm>
zuletzt besucht am 21.07.2021
- [15] KUNBUS. *UART - Universal Asynchronous Receiver Transmitter*.
<https://www.kunbus.de/uart.html>
zuletzt besucht am 23.06.2021
- [16] Texas Instruments. *Self-Powered Isolated RS-232 to UART Interface*.
https://www.ti.com/lit/ug/tidu298/tidu298.pdf?ts=1614622088614&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.de%252F
zuletzt besucht am 08.04.2021
- [17] C.A. Martinson, G. van Schoor, K.R. Uren, D. Bessarabov. (2014) *Characterisation of a PEM electrolyser using the current interrupt method*.
www.elsevier.com
- [18] Würth Elektronik. *Was ist EMV? Basiswissen zur elektromagnetische Verträglichkeit*.
https://www.we-online.com/web/de/electronic_components/news_pbs/blog_pbcm/blog_detail-worldofelectronics_107900.php
zuletzt besucht am 24.06.2021
- [19] EeeStudy. *What is the Advantage of Ground Plane in PCB Design?*.
<https://eeestudy.com/what-is-benefit-of-ground-plane-in-pcb-design/>
zuletzt besucht am 24.06.2021
- [20] BAPI. *UNDERSTANDING GROUND LOOPS – APPLICATION NOTE*.
https://www.bapihvac.com/application_note/understanding-ground-loops-application-note/
zuletzt besucht am 23.07.2021
- [21] Gespräch mit Herrn J. Artmann, Herrn A. Lampe und Herrn A. Moreno von der Firma TESAT. *New Space-Komponenten*.
am 08.03.2021
- [22] Schweizer-fn. *Emissionsgrad von verschiedenen Werkstoffen und Oberflächen*.
<https://www.schweizer-fn.de/stoff/strahlungswaerme/strahlungswaerme.php>
zuletzt besucht am 21.06.2021
- [23] Reichelt. *Das müssen Sie über Lithium-Akkus wissen*.
<https://www.reichelt.de/magazin/ratgeber/das-muessen-sie-ueber-lithium-akkus-wissen/>
zuletzt besucht am 22.06.2021

- [24] Mensch + Energie. *Arten von Strahlung*.
<https://mensch-und-atom.org/index.php/de/hintergrundneu2/strahlung/item/121-alpha-beta-und-gammastrahlung>
zuletzt besucht am 22.06.2021
- [25] Fraunhofer-Institut für Techno- und Wirtschaftsmathematik. *Hardware-in-the-Loop. Validierung elektronischer Steuereinheiten*.
<https://www.itwm.fraunhofer.de/de/abteilungen/sys/maschinenmonitoring-und-regelung/hardware-in-the-loop.html>
zuletzt besucht am 23.06.2021
- [26] Astos Solutions. *Analysis, Simulation and Trajectory Optimization Software for Space Applications*.
<https://www.astos.de/products/astos>
zuletzt besucht am 23.06.2021
- [27] Rajan Arora von Texas Instruments. *I2C Bus Pullup Resistor Calculation*.
https://www.ti.com/lit/an/slva689/slva689.pdf?ts=1624527604152&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.be%252F
zuletzt besucht am 24.06.2021

Alle Bilder und Tabellen, bei denen keine Quelle angegeben wurde, wurden im Rahmen dieser Arbeit von mir angefertigt.

Anhang

Hauptseite des Schaltplans

Bild 28 zeigt die Hauptseite des Schaltplans. Auf dieser Seite befinden sich die Anschlüsse des Mikrocontrollers. Dieser ist bewusst nicht fest auf der Leiterplatte eingebettet, sondern wird in Form eines externen Entwicklungsboards auf die Leiterplatte gesteckt. Dazu dienen die Komponenten J2 und J3 auf dem Schaltplan. Durch Verwendung einer fertigen Lösung können Fehler bei der Beschaltung des Mikrocontroller ausgeschlossen werden. Da der Mikrocontroller die zentrale Komponente der ECU ist könnte ein Fehler bei der korrekten Einbettung zur Folge haben, dass die gesamte Leiterplatte unbrauchbar wird. Bei einer steckbaren Lösung hingegen können durch passende Kabel auch nur einzelne Funktionsgruppen angeschlossen und getestet werden, falls eine der Funktionsgruppe zum Beispiel einen Kurzschluss hervorruft.

Entweder direkt als grüne Linie oder durch ein gleiches Label (z. B. „M0PWM0“) dargestellt, gehen von den Komponenten J2 und J3 verschiedene Verbindungen zu allen anderen Schaltplanblöcken aus.

JP1 bis JP9 sind sogenannte Jumper. Diese Jumper bestehen aus zwei nicht verbundenen, nah beieinander liegenden, freien Kupferflächen, die leicht mit einem Lötkolben und etwas Lot verbunden werden können. Die Existenz dieser Jumper erlaubt aber auch, diese Verbindung bewusst offen zu lassen oder auf die Kupferflächen stattdessen eine Drahtbrücke oder ein Kabel zu einem anderen Jumper aufzulöten, um Verbindungen zu tauschen. Dadurch können, zum Beispiel bei falscher Beschaltung der I²C- bzw. SPI-Busse, nachträglich von Hand die richtigen Verbindungen erstellt werden. Im Falle eines Kurzschlusses kann ein gewisser Teil der Schaltung durch Trennen der Verbindung isoliert werden, um nicht die Funktion der restlichen Leiterplatte zu stören. Diese Jumper dienen lediglich als Vorsichtsmaßnahme. Die Verbindungen sollten korrekt sein und die Kontakte können einfach mit einem Lötspitzen verbunden werden.

Ein weiterer Vorteil besteht in der Fähigkeit, die I²C-Busse, von denen hier drei separate verwendet werden, zusammenzulegen. Zwei der drei Busse können an den Jumpern vom Mikrocontroller getrennt und mit dem verbliebenen, dritten Bus verbunden werden. Dadurch kann getestet werden, ob die Übertragungsrate eines einzelnen Busses ausreicht, um alle Komponenten anzusteuern und auszulesen. Damit ließen sich weitere GPIO einsparen und die Anzahl der insgesamt verwendbaren Komponenten erhöhen.

Auch J1 ist eine Vorsichtsmaßnahme. Es verbindet die RX/TX (Receive - Empfangen / Transmit - Senden) Signale der RS232 Schnittstelle mit denen des Mikrocontrollers und erlaubt es, bei falscher Beschaltung nachträglich von Hand die richtige Verbindung erstellen zu können, indem über Kreuz oder parallel verbunden wird. Zwei parallele Drahtbrücken sollten die korrekte Verbindung herstellen.

Diese Jumper verbrauchen kaum Platz und erzeugen keine Kosten, da es sich nicht um eine zusätzliche Komponente, sondern lediglich um eine Kupferfläche handelt, ermöglichen aber zusätzliche Flexibilität und eine einfachere Fehlerbehebung, weshalb der Einsatz im Rahmen dieser Leiterplatte als sinnvoll erachtet wurde.

Ebenfalls als sinnvoll auf einer Testleiterplatte wurde der Einsatz von Testpunkten empfunden. Ein Testpunkt ist ebenfalls nur eine kleine, freie Kupferfläche, allerdings mit einem Loch. Dort können isolierte, farbig markierte Haken eingelötet werden, um Zugangspunkte für Oszilloskope, Multimeter oder sogenannte Logic Analyzer zu schaffen. Damit kann auf Kommunikationsleitungen das Signal überprüft werden. An anderen Stellen können Spannungen, bzw. Schwankungen in der Spannung oder auch Ströme gemessen werden.

Die Testpunkte haben die Kennzeichnung TP_{XX} und sind in Tabelle 9 aufgelistet.

Bezeichnung	Funktion
TP1, TP18	GND
TP2	SSI0FSS
TP3, TP4, TP7, TP8, TP9, TP10	Unterschiedliche, ungenutzte Pins des Entwicklungsboards.
TP5, TP6	I2C0 SCL bzw. SDA
TP11, TP12	I2C1 SCL bzw. SDA
TP13, TP14	I2C2 SCL bzw. SDA
TP15	3,3 V
TP16	12 V
TP17	24 V

Tabelle 9: Die Testpunkte auf Schaltplan Blatt 1.

Die im Schaltplan verwendeten Widerstände haben die Kennzeichnung R_{XX} und sind in Tabelle 10 aufgelistet.

Bezeichnung	Funktion
R1, R2	Pullup-Widerstände für die Alert- bzw. CTRL-Leitung des DC/DC Wandlers PS2.
R3, R4, R8, R9, R10, R11	Pullup-Widerstände für die I ² C-Busse.
R5, R6, R7	Serienwiderstände für den SPI-Bus.

Tabelle 10: Die Widerstände auf Schaltplan Blatt 1.

Die Pullup-Widerstände der I²C-Busse wurden gemäß einer Anwendungsnotiz von Texas Instruments ausgelegt [27].

J4 ist der Anschluss für die Versorgungsspannungen 12 V und 24 V.

PS1 ist die Spannungsversorgung für das 3,3 V-Netz aus dem die meisten IC's und der Mikrocontroller versorgt werden.

C1 bis C5 sind die zugehörigen Kapazitäten, die für einen sauberen Betrieb von PS1 nötig sind. Diese sind aus dem Datenblatt der PS1 abgeleitet.

Temperaturmessung

Bild 29 zeigt den Schaltplan für die Auswertung der Thermoelemente.

Bei diesem Schaltplan handelt es sich um den auf der Hauptseite oben links gezeigten Block. Wie zu erkennen ist, stimmen die Ein- und Ausgänge des Blocks auf der Hauptseite mit den Ein- und Ausgängen dieser Schaltplanseite überein. Das sind namenhaft: „Bit0“ bis „Bit5“, also

die sechs GPIO, die das Signal des im Kapitel 3.1.1 beschriebenen Dekoders verschlüsseln, und „MOSI“, „MISO“ und „SCLK“, die drei für den SPI-Bus benötigten Leitungen. IC1, IC3, IC5 sind die im Kapitel 3.2 auf Seite 10 beschriebenen Analog-zu-Digital Wandler mit integrierten Temperatursensoren, mithilfe derer die Thermoelemente ausgewertet werden sollen.

IC1 dient der Auswertung von Typ-K-, IC3 der Auswertung von Typ-S-Thermoelementen. Diese beiden IC's gehören zum ersten im Kapitel 3.2 erwähnten Typ und nehmen die Vergleichsstellenkompensation automatisch vor. IC5 ist ein IC des zweiten Typs und kann alle Thermoelemente auswerten, erfordert jedoch die zusätzliche Implementierung von Vergleichsstellenkompensation im Mikrocontroller. IC2, IC4, IC6 sind die Dekoder, mit denen die CS-Leitungen der drei ADC zur erzeugt werden.

Einfacher und für drei ADC sogar GPIO-sparender wäre es gewesen, auf die Dekoder zu verzichten und für CS von IC1, IC3 und IC5 eigene GPIO zu verwenden. Aber diese Schaltung ist als Test für das beschriebene System ausgelegt, bei minimalem Einsatz von Komponenten. Eine vollständige ECU wird weit mehr als die drei hier verwendeten ADC benötigen, sodass sich der Einsatz des Systems somit durchaus lohnen kann.

Die im Schaltplan verwendeten Kondensatoren haben die Kennzeichnung C_{XX} und sind zusammen mit den hier verwendeten Widerständen in Tabelle 11 aufgelistet.

Bezeichnung	Funktion
C6, C9, C10, C15, C16, C19	Entkoppelkondensatoren
C7, C8, C11, C12, C13, C14, C17, C18	Filterkondensatoren für die Thermoelemente. Diese Kondensatoren sind den Empfehlungen der Datenblätter der IC's nachempfunden.
R12, R15, R18	Serienwiderstände für die CS-Leitungen.
R13, R14	Pullup-Widerstände, um den Ausgang der Dekoder auf 3,3 V zu halten, wenn der entsprechende Pin nicht aktiviert ist.
R16, R17, R19, R20, R21, R22, R23, R24	Gemeinsam mit den Filterkondensatoren dienen diese Widerstände der Filterung der Thermoelementspeisung.

Tabelle 11: Die Kondensatoren und Widerstände auf Schaltplan Blatt 2.

Die Serienwiderstände sind, wie auch R5, R6 und R7, den Datenblättern der ADC entnommen. J6, J8, J9 und TP 22 sind offene Kontakte, an denen die Pegel der Dekoder überwacht werden können. TP19 bis TP21 stellen Zugangspunkte zu MOSI, MISO und SCLK des SPI-Busses zur Verfügung.

Spannungs- und Strommessung

Auf Bild 30 ist die Elektronik zur Messung von Spannung und Strom am ELY und EHC dargestellt. IC8, IC10 sind Verstärker. Diese sind so angeschlossen, dass die über R25 und R30 abfallende Spannung verstärkt wird. IC9 ist der ADC, mithilfe dessen der Output der Verstärker gemessen wird. Die Widerstandspaare R26, R27 und R28, R29 generieren jeweils eine Referenz-

spannung für die Verstärker. Bezüglich dieser Referenzspannung wird der Output der Verstärker erzeugt. Eine Referenzspannung zwischen GND und VCC²⁶ erlaubt es, Ströme in beide Richtungen zu messen. Diese Referenzspannung ist außerdem an den negativen Eingang der ADC Kanäle angeschlossen. Der Output der Verstärker ist an den positiven Eingang des jeweiligen Kanals angeschlossen. Somit ist sichergestellt, dass ADC und Verstärker die gleiche Referenzspannung verwenden und der Output der Verstärker genau gemessen werden kann.

Q1, Q2 bilden zusammen mit ihren Gate-Treibern IC7, IC11 die Schalter für den ELY und den EHC. In Tabelle 12 sind die verwendeten Kondensatoren, Widerstände und Testpunkte mit ihrer zugehörigen Funktion aufgelistet.

Bezeichnung	Funktion
C20, C21	Stabilisierung der Messspannung am ELY und EHC
C22, C23, C25, C26, C28, C29	Entkoppelkondensatoren
C24, C27	Stabilisierung der Referenzspannungen
R25, R30	Shuntwiderstände
R26, R27	0,6 V Referenzspannung für ELY Verstärker
R28, R29	1,65 V Referenzspannung für EHC Verstärker
TP23, TP24, TP25	Anschlüsse für die Spannungsmessung an ELY und EHC
TP26, TP31	Messpunkte für die beiden Referenzspannungen
TP27, TP28	Stromversorgung ELY und EHC
TP29, TP30	GND

Tabelle 12: Die Kondensatoren, Widerstände und Testpunkte auf Schaltplan Blatt 3.

An J11 sind die nicht verwendeten Kanäle des ADC angeschlossen. Mithilfe von Jumper JP10, JP11 können die negativen Kanäle auf Wunsch direkt mit GND verbunden werden. So können diese Kanäle genutzt werden, um andere Spannungen zu messen.

J10 ist der Anschluss für die Messleitungen an ELY und EHC.

J12 ist der Anschluss für die Stromversorgung von ELY und EHC.

Stromversorgung der Zellen

Auf Bild 31 ist die Stromversorgung für den ELY und den EHC dargestellt. PS2 ist ein DC/DC-Wandler und dient der Spannungsversorgung für den ELY. Auch PS3, PS4 sind DC/DC-Wandler und bilden die redundante Spannungsversorgung des EHC. R31 dient zur Einstellung einer hardwareseitigen Maximalspannung zum Schutz der Membran vor Überspannung durch fehlerhafte softwareseitige Einstellung.

Mit $R31 = 90,9 \text{ k}\Omega$ beträgt die Maximalspannung 2,42 V.

Mit $R32 = 11 \text{ k}\Omega$ wird die Adresse der PS2 im I²C-Bus auf 76 gesetzt.

²⁶VCC - Versorgungsspannung

R33 und R34 dienen zur Einstellung der Spannung für PS3 und PS4 auf 0,8 V.

Durch bewussten Verzicht auf separate Widerstände für PS3 und PS4 soll erreicht werden, dass beide Wandler die gleiche Referenz nutzen um Komplikationen beim Parallelbetrieb der Wandler zu verhindern.

Mithilfe von JP12 und JP13 kann die ALERT, bzw. CTRL-Leitung des Wandlers PS2 verbunden oder getrennt werden. Mit JP14 kann die interne Referenzspannung des Wandlers mit GND verbunden werden. In Tabelle 13 sind die verwendeten Kondensatoren und Testpunkte mit ihrer zugehörigen Funktion aufgelistet.

Bezeichnung	Funktion
C30, C31, C32	Mindesteingangskapazität für PS2 (laut Datenblatt)
C33, C37	Entkoppelkondensatoren
C34, C35, C36	Mindestausgangskapazität für PS2 (laut Datenblatt)
C38, C39, C40	Mindesteingangskapazität für PS3 (laut Datenblatt)
C41, C42, C43	Mindestausgangskapazität für PS3 und PS4 (laut Datenblatt)
C44, C45, C46	Mindesteingangskapazität für PS4 (laut Datenblatt)
TP32	Ausgangsspannung PS2
TP33	GND
TP34	Ausgangsspannung PS3 und PS4

Tabelle 13: Kondensatoren und Testpunkte von Schaltplan Blatt 4

Ventilansteuerung

Auf Bild 32 ist die Ansteuerung für die Ventile dargestellt.

IC12 bis IC15 sind die zugehörigen Gate-Treiber zu den Mosfets Q3 bis Q6.

Die Kondensatoren C47 bis C50 dienen als Entkoppelkondensatoren.

TP35 stellt auf der Leiterplatte einen Zugangspunkt zur Messung des Eingangssignals von IC15 zur Verfügung.

Die Dioden D1 bis D4 sind sogenannte Rücklaufdioden. Diese Dioden begrenzen rückgerichtete Spannung bei Abschaltung einer induktiven Last und schützen somit die Gates der Mosfets vor Überspannung.

J13, J14 sind die Anschlüsse für die zu schaltenden Lasten.

Der Schaltplan hat vier Eingänge in Form von vier GPIO des Mikrocontrollers. Über diese ist eine Ansteuerung mit Pulsweitenmodulation der Gate-Treiber möglich, welche wiederum die Mosfets schalten.

Ansteuerung der Heizelemente

Auf Bild 33 ist die Ansteuerung für die Heizelemente dargestellt.

Bis auf die Quelle der Signale für die Gate-Treiber ist der Aufbau identisch zur

Ventilansteuerung: IC16, IC17, IC20 und IC21 sind die zugehörigen Gate-Treiber zu den Mosfets Q7 bis Q10. Die Kondensatoren C51 bis C56 dienen als Entkoppelkondensatoren.

TP36 stellt auf der Leiterplatte einen Zugangspunkt zur Messung des Eingangssignals von IC17 zur Verfügung.

Über TP39 kann das Eingangssignal von IC20 ausgewertet werden.

Die Dioden D5 bis D8 sind Rücklaufdioden.

J15, J16 sind die Anschlüsse für die zu schaltenden Lasten.

IC18, IC19 sind GPIO-Extender. Über I²C ansteuerbar, stellen diese Komponenten 16 IO-Pins zur Verfügung, die genutzt werden, um die Eingänge der Gate-Treiber anzusteuern. Um die Adressierung mehrerer Komponenten im gleichen I²C-Bus zu testen, wurden hier zwei IC's eingesetzt, obwohl einer bereits ausreichend Pins bereitstellen könnte.

Auch bei der Ansteuerung der Heizelemente wurden Rücklaufdioden eingesetzt. Das hängt zum einen damit zusammen, dass die Heizer selbst auch Spulen sind und somit ebenfalls eine geringe Induktivität aufweisen, zum anderen ermöglicht es die Verwendung von Ventilen, welche keine PWM-Ansteuerung benötigen (zum Beispiel die Ventile am Wassertank), an Heizeranschlüssen. Das steigert die Flexibilität und Modularität der Hardware.

Über die Testpunkte TP37 und TP38 kann der Spannungsabfall an einem Mosfet gemessen werden. Gleichzeitig weist TP37 GND-Potenzial auf und kann als Referenz zur Messung des Eingangssignals an TP36 oder TP39 genutzt werden.

Drucksensoren

Auf Bild 34 ist die Elektronik zum Auswerten der Drucksensoren dargestellt.

IC22 ist der ADC, der die Spannung der Sensoren misst.

C57 und C58 sind Entkoppelkondensatoren.

C59 bis C62 sind Kondensatoren zur Stabilisierung der Messspannung.

Über die Testpunkte TP40 und TP41 kann von Kanal 1 des ADC der negative und positive Eingang ausgewertet werden.

J17 und J18 sind die Anschlüsse für die Sensoren. J17 stellt die nötige Versorgungsspannung für die Sensoren zur Verfügung, J18 führt nur die Kanäle des ADC heraus, und kann somit zur Spannungsmessung, nicht aber zum Betreiben eines Sensors genutzt werden, da die Sensoren zusätzlich mit Spannung versorgt werden müssen. Durch JP15 und JP16 können die negativen Kanäle des ADC direkt mit GND verbunden werden.

Kommunikation mit Laborcomputer

Auf Bild 35 ist die Elektronik für die Kommunikation mit dem Laborcomputer via RS232 dargestellt. Wie im Kapitel 3.7 bereits erwähnt ist dieses Layout einer Anwendungsnotiz von Texas Instruments nachempfunden. IC25 isoliert die Elektronik der RS232 Schnittstelle galvanisch vom Rest der Platine. Überspannungen auf Seiten der Schnittstelle können somit nicht die Elektronik der ECU beschädigen. Um konsequent bei der Isolation zu sein, braucht die Schnittstelle auch ihre eigene Spannungsversorgung. Dafür ist IC23 verantwortlich. Über die Dioden D9 und D10 wird die Spannung aus den Leitungen RTS und DTR der Schnittstelle entnommen. Diese Leitungen führen einen geringen Strom aus dem Anschluss des Teststandscomputer, werden aber nicht für die Kommunikation benötigt. IC23 ist ein Linearregler und generiert eine Spannung von 3,3 V. C63, C64 und C65 stellen die nötigen Kapazitäten für die Funktion des IC23 zur Verfügung. An TP43 kann die erzeugte Spannung gemessen werden. An TP42 kann die Spannung vor dem Wandler gemessen werden. Die RS232 Schnittstelle arbeitet mit Spannungen von -15 V bis $+15\text{ V}$. Der Bereich von -15 V bis -3 V bedeutet dabei eine logische Null, der Bereich von

+3 V bis +15 V entspricht einer logischen Eins. Der Mikrocontroller versteht unter einer logischen Eins jedoch eine Spannung von mindestens 2,3 V bis 3,3 V und unter einer logischen Null eine Spannung von 0 V bis maximal 1 V. Aus diesem Grund muss der Pegel der Schnittstelle auf eine für den Mikrocontroller verständliche Form gewandelt werden. Dafür ist IC24 als Pegelwandler verantwortlich. C66, C67, C71 und C72 gehören zur Beschaltung für den IC24 und stammen aus der Anwendungsnotiz. C68 und C70 sind Entkoppelkondensatoren. JP26 erlaubt es, GND der Schnittstelle mit GND der ECU zu verbinden. Das ist jedoch nicht vorgesehen. JP17 bis JP25 erlauben es, bei abweichender Beschaltung des Verbinders J19 nachträglich von Hand die richtigen Verbindungen erstellen zu können, sollten jedoch im Normalfall bereits korrekt sein und werden mit einem Lötspunkt verbunden.

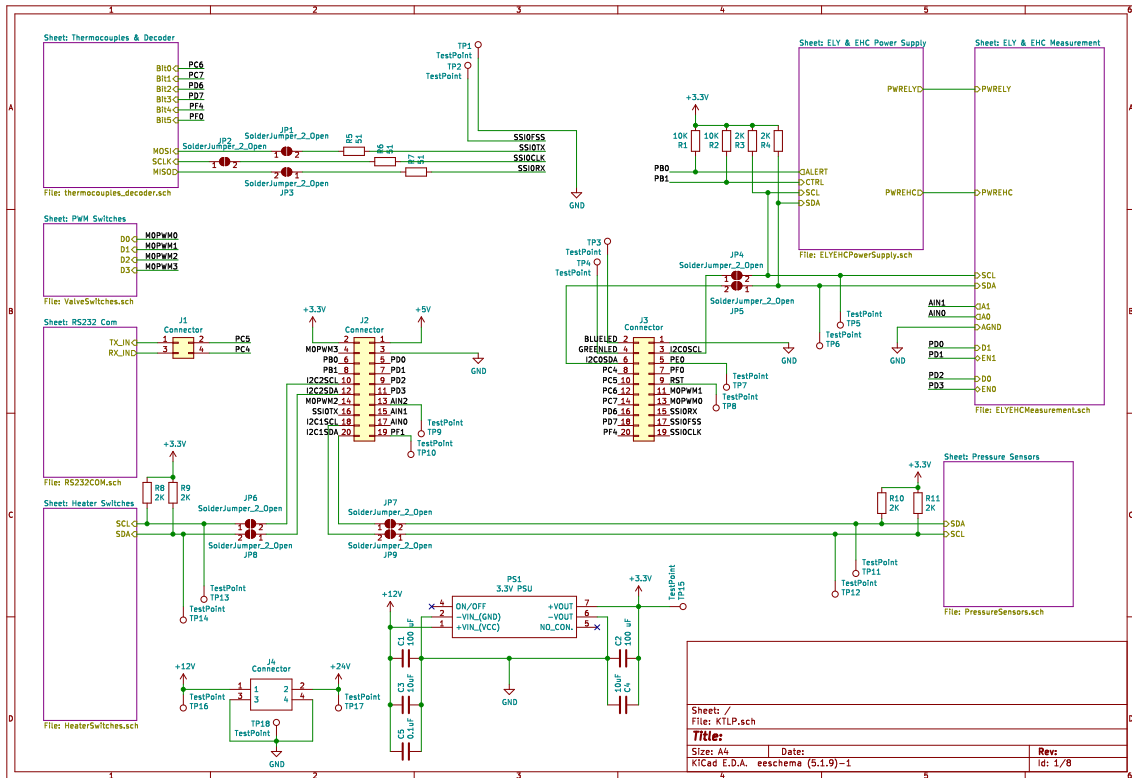


Bild 28: Schaltplan Blatt 1: Hauptschaltplan

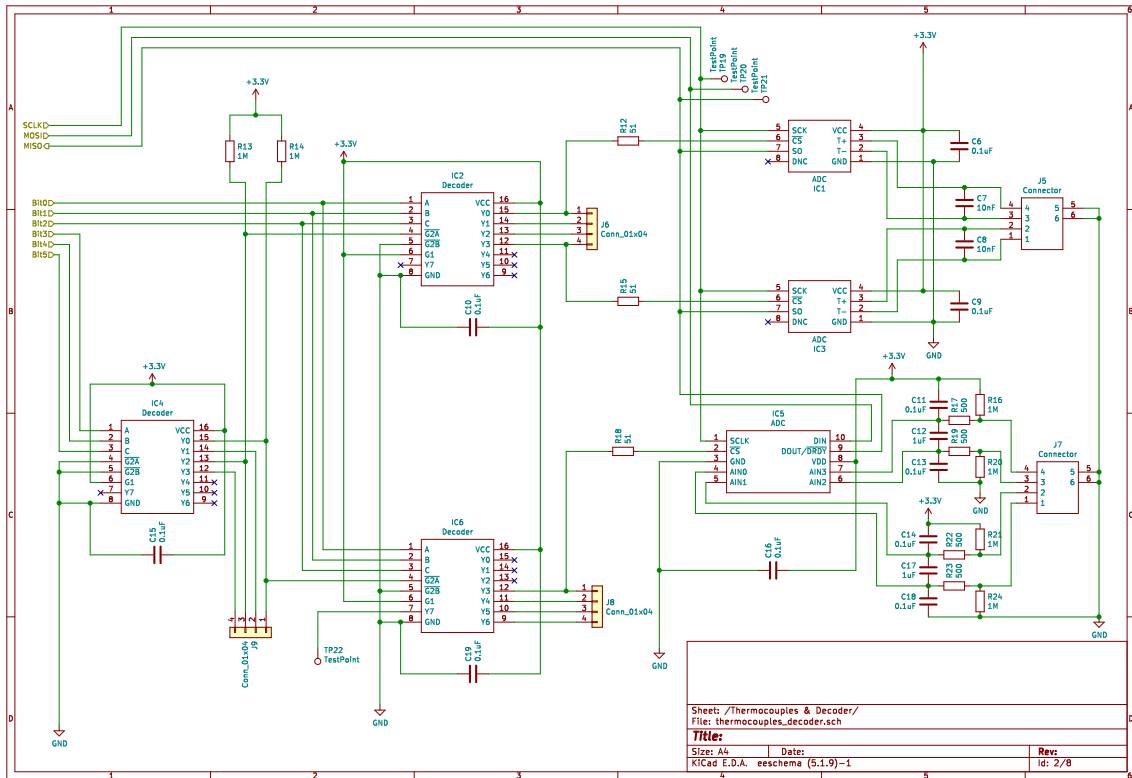


Bild 29: Schaltplan Blatt 2: Thermoelmente

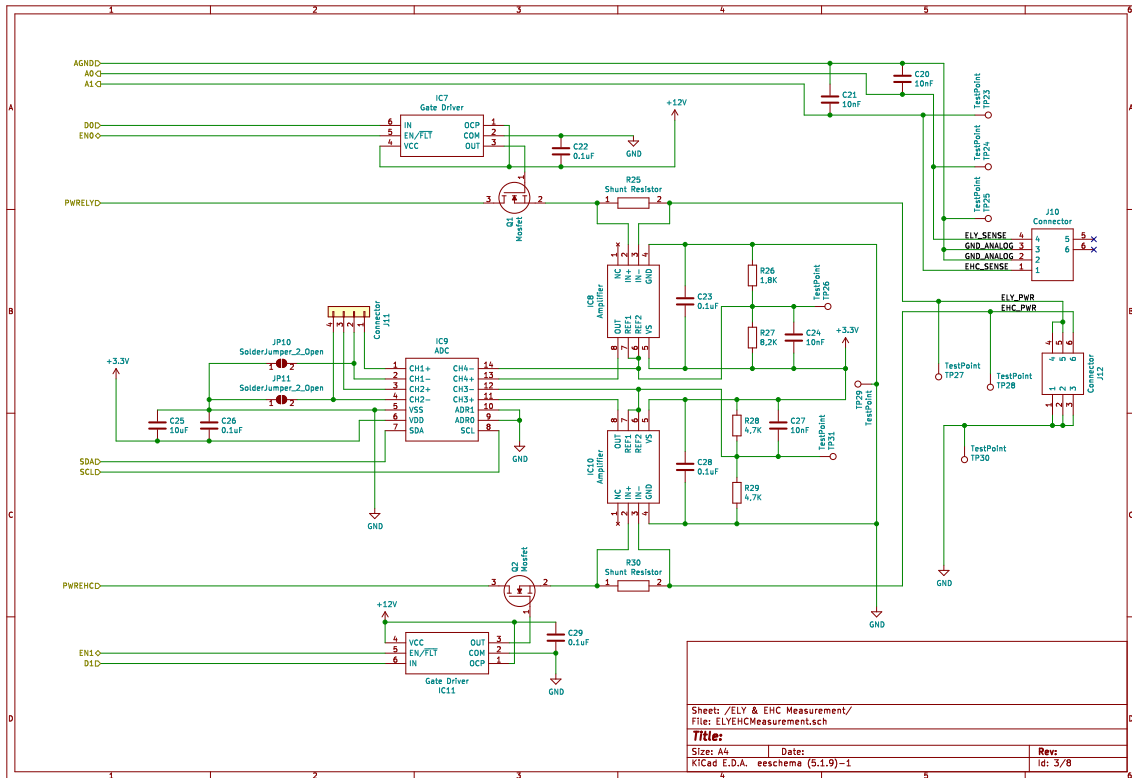


Bild 30: Schaltplan Blatt 3: Spannungsmessung- und Strommessung

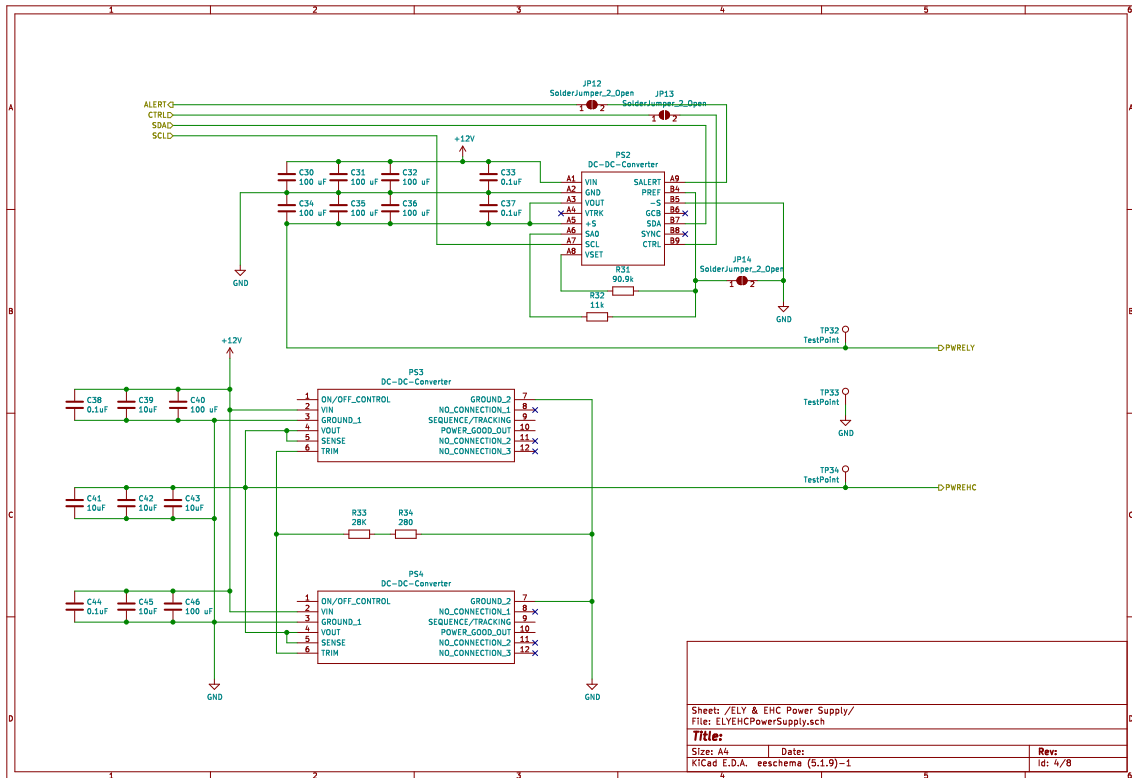


Bild 31: Schaltplan Blatt 4: Stromversorgung

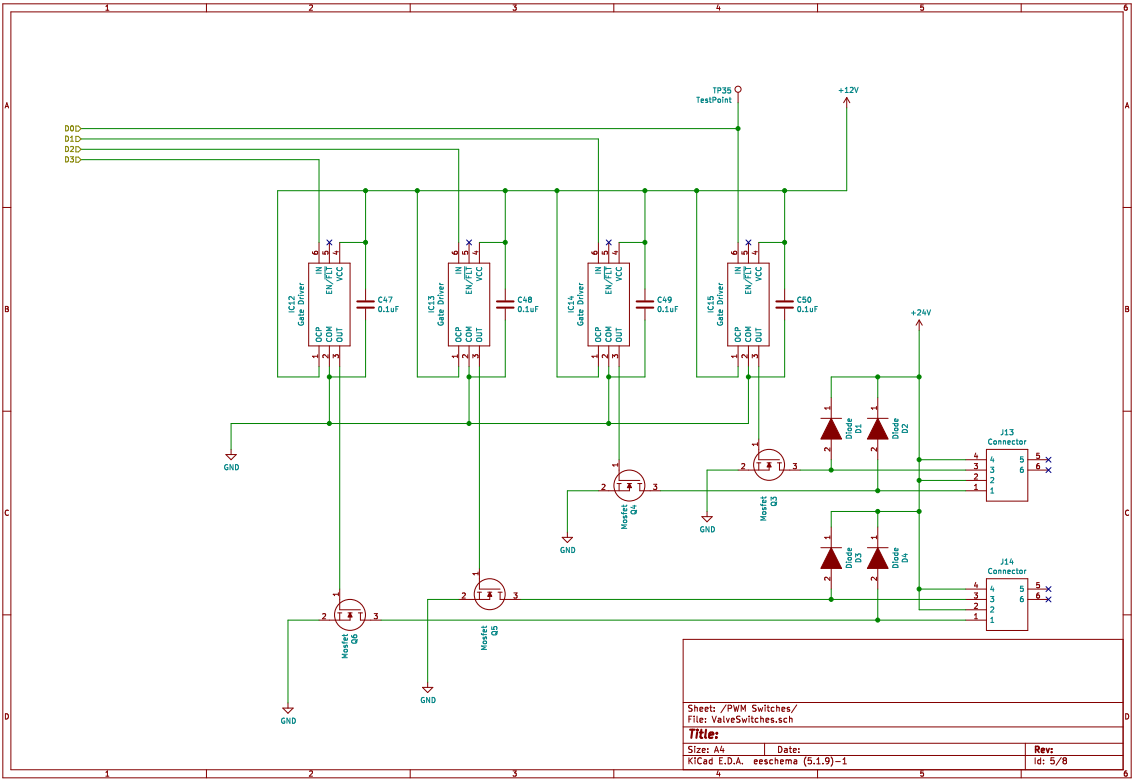


Bild 32: Schaltplan Blatt 5: Ventile

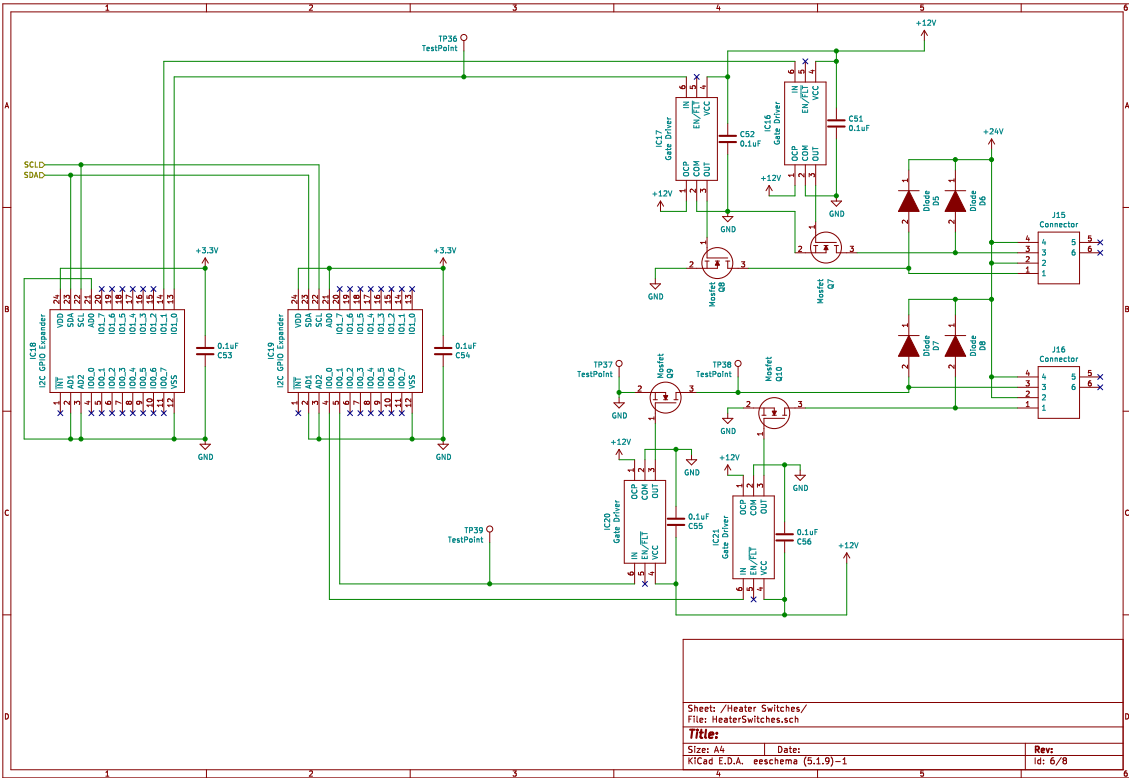


Bild 33: Schaltplan Blatt 6: Heizelemente

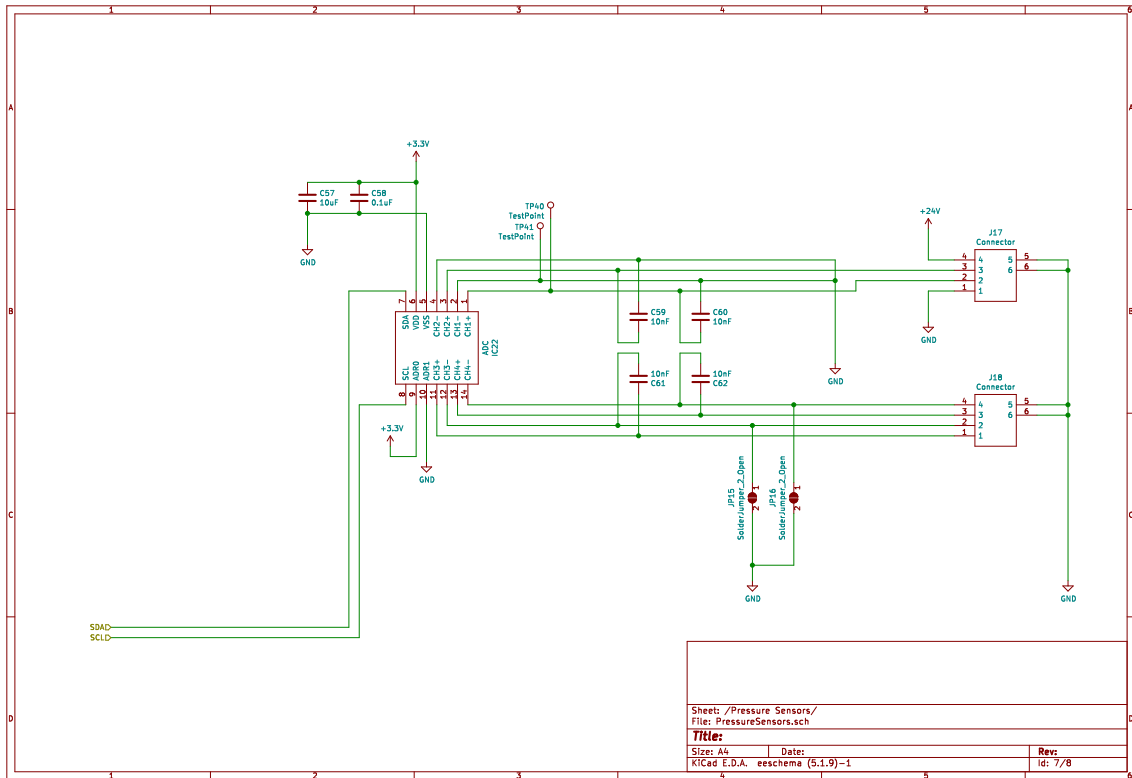


Bild 34: Schaltplan Blatt 7: Drucksensoren

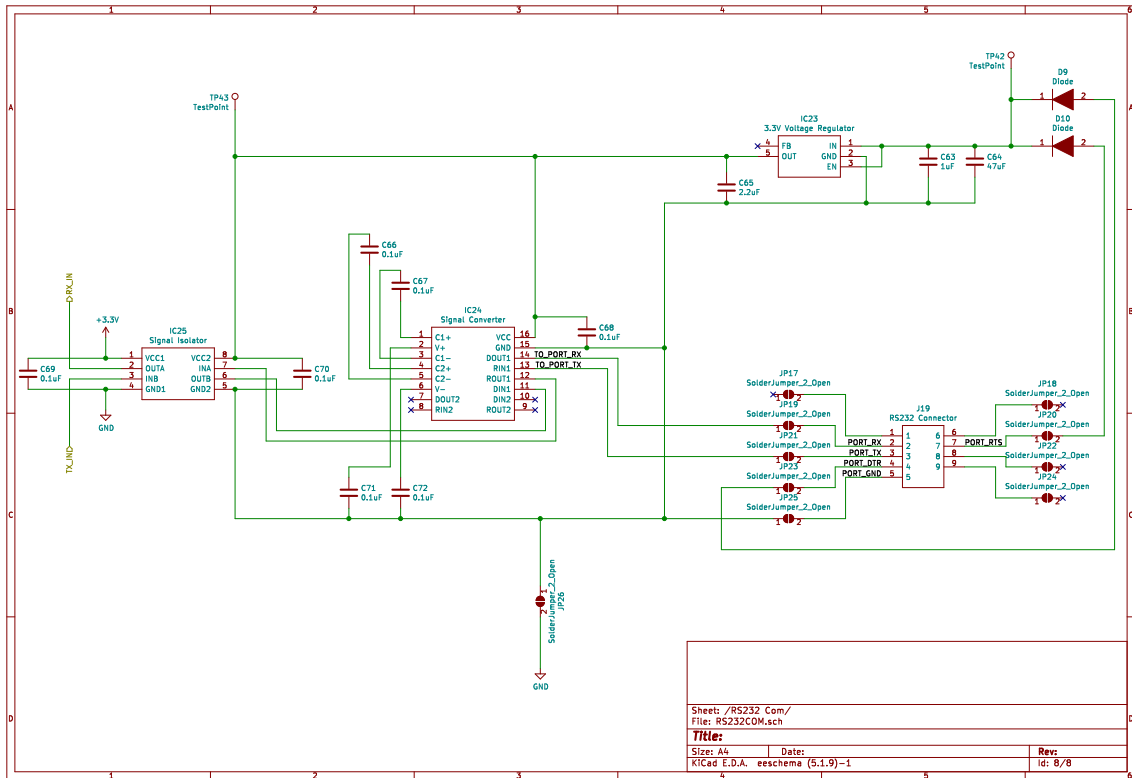


Bild 35: Schaltplan Blatt 8: RS232 Kommunikation

Auf Bild 36 dargestellt sind die zusätzlich aufgelöteten Pullup-Widerstände für die Gate-Treiber. Die Widerstände sind rechts mit dem 3,3 V Anschluss des ADC, welcher für die Druckmessung vorgesehen war, verbunden.

Die beiden schwarzen Kabel darunter verbinden den I²C0-Bus mit dem I²C1-Bus. Der IC0-Bus wurde nicht verwendet und alle Geräte, die auf den beiden Bussen untergebracht wurden, konnten erfolgreich über den I²C1-Bus angesteuert werden.

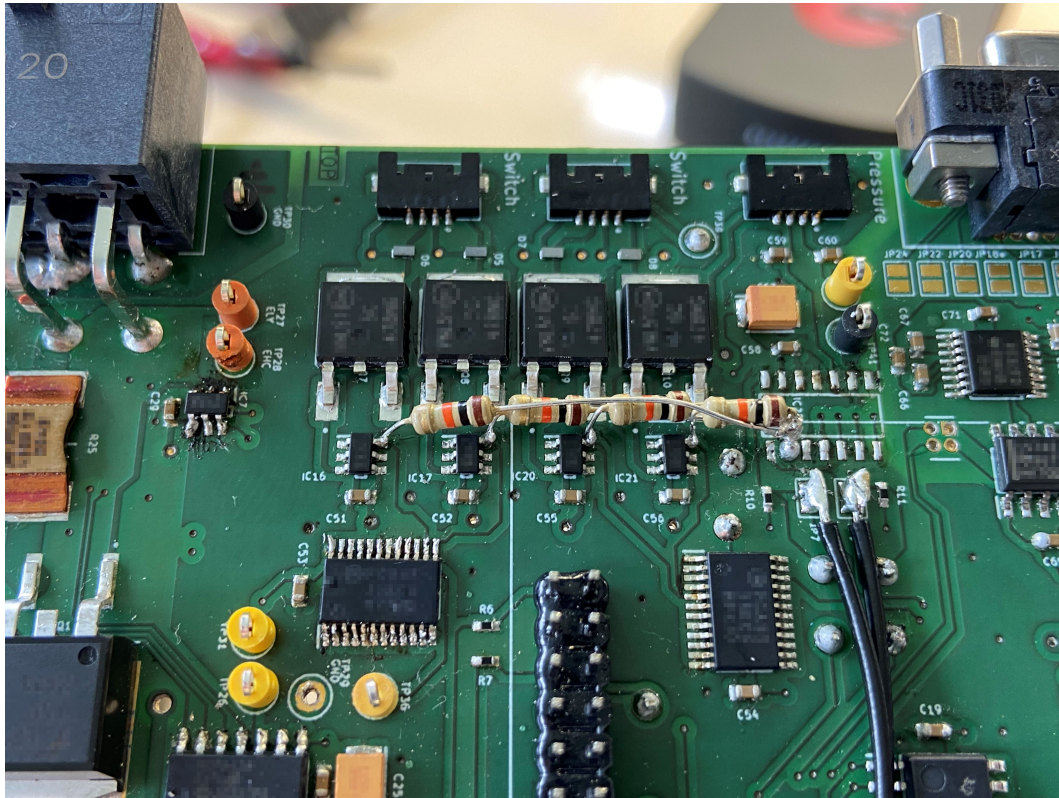


Bild 36: Aufgelötete zusätzliche Pullup-Widerstände.