

**Entwurf einer Steuerelektronik für die
Nährstofflösungsbehandlung in einer
planetaren Treibhausanwendung**

*Design of a Nutrient Solution Conditioning
Control Board for Planetary Greenhouse
Applications*

Masterarbeit von
Hannes Maibach

RS-24-S-054

Hochschullehrerin:

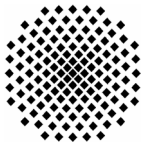
Prof. Dr.-Ing. Sabine Klinkner

Betreuer:

Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.: M.Sc. Niklas Aksteiner
Institut für Raumfahrtsysteme: M.Sc. Jonas Burgdorf

Institut für Raumfahrtsysteme
Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V., Bremen
Institut für Raumfahrtsysteme
Universität Stuttgart

Juli 2024



Aufgabenstellung Masterarbeit

für

Entwurf einer Steuerelektronik für die Nährstofflösungsbehandlung in einer planetaren Treibhauseanwendung

Motivation:

Das DLR Bremen forscht im Rahmen des Projekts EDEN an Gewächshaussystemen als Closed-Loop Lebenserhaltungssystem. Diese versprechen Vorteile in der Zuverlässigkeit und Langzeitstabilität und stellen als Nebenprodukt frische Lebensmittel für die Besatzung zur Verfügung. Die aktuelle Mission EDEN LUNA soll ab dem Jahr 2025 in der LUNA-Mondanalogumgebung am DLR in Köln stattfinden. Der Fokus in der Entwicklung von EDEN LUNA liegt in einer höheren Automatisierung des Betriebs, um Crew-Zeit einzusparen. Weiterhin erfolgt die Erprobung von neuen Komponenten mit Schwerpunkt Eignung für die Raumfahrt. Das Nutrient Delivery System (NDS) ist für die Versorgung der Pflanzen mit Nährstofflösung in einem aeroponischen Anbausystem zuständig. Eine der zentralen Funktionen des NDS ist die Überwachung und Konditionierung der Nährstofflösung, dazu werden verschiedene Sensoren sowie Dosier- und Mischpumpen eingesetzt, die in geschlossenen Regelkreisen die Zusammensetzung der Nährstofflösung beeinflussen. Kommerzielle Lösungen haben sich in der bisherigen Erprobung als ungeeignet erwiesen, da sowohl die Zuverlässigkeit der Komponenten als auch die Überwachung des Betriebs unzulänglich waren. Ziel der Masterarbeit ist das Design und der Aufbau der Steuerungselektronik für die Konditionierung der Nährstofflösung. In diesem Rahmen soll außerdem ein Konzept für die Überwachung der elektromechanischen Komponenten erarbeitet werden, um die Ferndiagnose von Fehlern zu ermöglichen.

Aufgabenstellung:

- Einarbeitung in den Aufbau und die geplante Funktionsweise des NDS in EDEN LUNA
- Identifizierung der Anforderungen und Randbedingungen für das „Nutrient Solution Conditioning Control Board“
- Schaltungs- und Platinenentwurf für das „Nutrient Solution Conditioning Control Board“ auf Basis der Anforderungen
- Test und Erprobung der Elektronik unter Laborbedingungen
- Dokumentation

Die Arbeit wird beim _____ durchgeführt.

Betreuer,-in intern:

Betreuer,-in extern:

Bearbeitungsbeginn:

Einzureichen spätestens:

Empfangsbestätigung:

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

2.2.2024 gez. N. Aksteiner

02.02.2024 gez. H. Maibach

Datum
Prof. Dr.-Ing. Sabine Klinkner

Datum
Externe/r Betreuer/-in

Datum
Unterschrift des/der Studierenden

(Verantwortliche
Hochschullehrerin)

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 verwendete 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 Masterarbeit 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) ·

Hon.-Prof. Dr.-Ing. Jens Eickhoff · Prof. Dr. rer. nat. Reinhold Ewald · apl. Prof. Dr.-Ing. Georg Herdrich · Prof. Dr. rer. nat. Alfred Krabbe ·

Hon.-Prof. Dr. Volker Liebig · Hon. Prof. Dr. rer. nat. Christoph Nöldeke · Prof. Dr.-Ing. Stefan Schlechtriem · apl. Prof. Dr.-Ing. Ralf Srama

Erklärungen

Hiermit versichere ich, _____, _____, dass ich diese _____ selbstständig mit Unterstützung des Betreuers / der Betreuerin / 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 Urheberschutz 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.

Des Weiteren erkläre ich, dass die von mir elektronisch eingereichte Ausführung dieser Abschlussarbeit mit den gebundenen Exemplaren übereinstimmt.

Lüneburg, 29.07.2024 Hannes Maibach

.....
Ort, Datum, Unterschrift

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

Entwurf einer Steuerelektronik für die Nährstofflösungsbehandlung in einer planetaren Treibhausanwendung

in der Institutsbibliothek des Instituts für Raumfahrtssysteme _____ 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.

Lüneburg, 29.07.2024 Hannes Maibach

.....
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“

Inhaltsverzeichnis

| | |
|--|-----------|
| 1. Einleitung | 1 |
| 1.1. Motivation | 1 |
| 1.1.1. EDEN ISS | 1 |
| 1.1.2. EDEN Luna | 1 |
| 1.1.3. Nutrient Delivery System | 3 |
| 1.2. Probleme und Ziele | 3 |
| 1.3. Entwurfsprozess | 4 |
| 2. Grundlagen | 7 |
| 2.1. Aufbau und Funktionsweise des Nutrient Delivery Systems | 7 |
| 2.1.1. Nutrient Delivery System EDEN ISS | 7 |
| 2.1.2. Nutrient Delivery System EDEN LUNA | 8 |
| 2.1.3. Herausforderungen beim Entwurf des Conditioning Control Boards | 8 |
| 2.2. Nicht-Idealitäten elektrischer Komponenten | 9 |
| 2.2.1. Inhärente Einflüsse von Elektronik | 10 |
| 2.2.2. Umgebungseinflüsse | 13 |
| 2.2.3. Strahlungseffekte | 15 |
| 2.2.4. Strahlungstests | 16 |
| 2.3. Induktive Lasten treiben | 16 |
| 2.3.1. Solenoids | 16 |
| 2.3.2. Schrittmotoren | 18 |
| 2.3.3. Gleichspannungswandlung/Schaltwandler | 19 |
| 2.4. Schutzschaltungen | 21 |
| 2.4.1. Fehlerfälle | 21 |
| 2.4.2. Strombegrenzung/LCLs | 21 |
| 3. Konzeptioneller Systementwurf | 23 |
| 3.1. Anforderungen | 23 |
| 3.1.1. Initiale Anforderungen | 23 |
| 3.1.2. FMEA | 25 |
| 3.2. Konzept zur Überwachung elektromechanischer Komponenten des Dosierungssystems | 29 |
| 3.3. Konzeptioneller Aufbau der Steuerelektronik | 30 |
| 4. Implementierung | 33 |
| 4.1. Komponentenauswahl | 33 |
| 4.1.1. Schrittmotortreiber | 34 |
| 4.1.2. Stromschleifenempfänger | 36 |
| 4.1.3. Drucksensorschnittstelle | 36 |
| 4.1.4. Temperatursensorschnittstelle | 37 |
| 4.1.5. Analog-Digital-Wandler | 38 |
| 4.1.6. Spannungswandler | 39 |
| 4.1.7. Latching Current Limiter | 39 |
| 4.1.8. Signaleingänge und Drehgeber | 40 |

| | |
|--|-------------|
| 4.1.9. Drehzahlsteuerung | 40 |
| 4.2. Snippet-Entwurf | 40 |
| 4.2.1. Schrittmotortreiber | 41 |
| 4.2.2. Stromschleifenempfänger | 43 |
| 4.2.3. Drucksensorverstärker | 45 |
| 4.2.4. Temperatursensorschnittstelle | 47 |
| 4.2.5. Digitaleingänge | 48 |
| 4.3. Platinenentwurf | 50 |
| 4.3.1. Schrittmotortreiber | 50 |
| 5. Strahlungstest | 53 |
| 5.1. Vorbereitende Arbeitspakete | 53 |
| 5.1.1. Inbetriebnahme der Snippets | 53 |
| 5.1.2. Beobachtungen und Erkenntnisse aus der Inbetriebnahme | 54 |
| 5.1.3. Testaufbau | 54 |
| 5.2. Testdurchführung | 56 |
| 5.2.1. Beobachtungen | 56 |
| 5.2.2. Folgerungen | 59 |
| 6. Optimierung und Finaler Entwurf | 61 |
| 6.1. Revisionen | 61 |
| 6.2. Gesamtentwurf | 64 |
| 7. Fazit | 67 |
| 7.1. Zusammenfassung | 67 |
| 7.2. Ausblick | 67 |
| A. FMEA | XI |
| B. Anforderungsliste | XV |
| C. Schaltpläne | XVII |
| C.1. Testplatine des DRV8434 Schrittmotortreibers | XVII |
| D. Blockdiagramm NDS EDEN LUNA | XXV |

Nomenklatur

Formelzeichen

| | | |
|-------------------|--------------------|--------------------------------------|
| C | F | Kondensatorkapazität |
| d | m | Elektrodenabstand eines Kondensators |
| A | m^2 | Kondensatorfläche |
| U | V | Spannung |
| L | H | Induktivität |
| I | A | Strom |
| R | Ω | Widerstand |
| l | m | Leiterbahnlänge |
| ρ | Ω/m | Spezifischer Widerstand |
| ϕ | $1/m^2 \cdot s$ | Teilchenstromdichte |
| t | s | Zeit |
| E | J | Energie |
| TK | $1/^\circ\text{C}$ | Temperaturkoeffizient |
| f | Hz | Frequenz ϕ |
| $1/(m^2 \cdot s)$ | | Teilchenflussdichte |

Konstanten

| | | |
|--------------|---|---|
| γ | $6,674 \cdot 10^{-11} \text{ m}^3/\text{kgs}^2$ | Gravitationskonstante |
| M_E | $5,974 \cdot 10^{24} \text{ kg}$ | Masse der Erde |
| R_E | $6,378 \cdot 10^6 \text{ m}$ | Radius der Erde |
| ϵ_0 | F/m | Permittivität des Vakuums |
| ϵ | | Materialspezifische dielektrische Konstante |
| τ | $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ | Zeitkonstante |
| k_B | | Boltzmann-Konstante |

Abkürzungen

Nomenklatur

| | |
|-------|--|
| Abb. | Abbildung |
| A/D | Analog-Digital-Wandlung |
| ADC | Analog-to-Digital-Converter (Analog-Digital-Wandler) |
| AFE | Analog-Front-End (Analog-Schnittstelle) |
| CME | Coronal Mass Ejection (Koronaler Massenauswurf) |
| COTS | Commercial off-the-shelf |
| DAC | Digital-Analog-Converter (Digital-Analogwandler) |
| DD | Displacement Damage |
| DLR | Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e. V. |
| DUT | Device under test (Testobjekt) |
| EDA | Electronic Design Automation (elektronische Entwurfsautomatisierung) |
| ECSS | European Cooperation for Space Standardization |
| EMK | Elektromotive Kraft |
| FDIR | Fault Detection, Isolation & Recovery (Fehlererkennung,-isolation und Wiederherstellung) |
| FEG | Future Exploration Greenhouse |
| FET | Field Effect Transistor (Feldeffekttransistor) |
| FMEA | Failure Modes and Effects-Analyse |
| GBP | Gain-Bandwidth-Product (Verstärkungsbandbreitenprodukt) |
| IC | Integrated Circuit (Integrierter Schaltkreis) |
| ILS | Illumination System |
| ISS | International Space Station |
| LCL | Latching current limiter |
| LET | Linearer Energietransfer |
| LSB | Least Significant Bit |
| MCU | Microcontroller Unit - Mikrocontroller |
| MSB | Most Significant Bit |
| MTF | Mobile Test Facility |
| NASA | National Aeronautics and Space Administration |
| NDS | Nutrient Delivery System |
| NSCCB | Nutrient Solution Conditioning Control Board (Steuerelektronikplatine des NDS) |
| OCP | Overcurrent Protection, Überstromschutz |
| OpAmp | Operational Amplifier (Operationsverstärker) |
| OPV | Operationsverstärker |
| PCDU | Power Control and Distribution Unit |
| PWM | Pulse-Width-Modulation (Pulsweitenmodulation) |
| RFZ | Raumfahrzeug |

| | |
|------|--|
| RK | Regelkreis |
| RTD | Widerstandstemperaturfühler (Resistive Temperature Detector) |
| SAR | Successive Approximation Register |
| SEL | Single Event Latchup |
| SEE | Single Event Effect |
| SES | Service Section |
| SET | Single Event Transient |
| SEU | Single Event Upset |
| TID | Total Ionizing Dose |
| TVS | Transient Voltage Suppressor |
| Tab. | Tabelle |

1. Einleitung

1.1. Motivation

Die Machbarkeit einer langfristigen und fortwährenden Präsenz des Menschen im Weltraum hat sich insbesondere durch den seit über 20 Jahren ununterbrochenen Betrieb der Internationalen Raumstation ISS erwiesen [1] [2]. Allerdings wurde dieser Beweis durch die unvermeidliche Abhängigkeit von der Infrastruktur der Erde, die sich allem voran in regelmäßigen Versorgungsflügen und Besatzungswechseln manifestiert, erkauft [3]. Eine langfristige, weitgehend unabhängige Präsenz des Menschen außerhalb der Erde steht hingegen noch aus.

Mit dem Eintritt privater Unternehmen wie SpaceX in die Raumfahrt, die eigene explorative Ziele, insbesondere in Bezug auf den Mars, verfolgen, und dem erklärten Ziel der nordamerikanischen Raumfahrtbehörde NASA, 2026 erneut Menschen auf den Mond zu bringen und zukünftig dort eine permanente Mondstation einzurichten, gewinnt die vollständige Unabhängigkeit von Versorgungsflügen zur Lebenserhaltung der Besatzung zunehmend an Bedeutung [4] [5] [6].

Dies unterstreicht die Notwendigkeit eines vollständig autonomen und mobilen Versorgungssystems für bemannte Langzeitmissionen. Zentraler Bestandteil solch eines Versorgungssystems stellt die Closed-Loop-Kultivierung von Nahrungsmitteln dar. Für den Erfolg dieser Anbaumethode ist ein ausgeklügeltes Nährstoffversorgungssystem gesteuert und überwacht durch eine robuste Elektronik von elementarer Bedeutung.

1.1.1. EDEN ISS

Bereits mit dem Gewächshaus EDEN ISS wurde die Machbarkeit der Closed-Loop-Nahrungsmittelerzeugung unter Beweis gestellt, welches sich zwischen 2018 und 2023 in der Antarktis rund 400m entfernt der Polarforschungsstation Neumayer III in Betrieb befand [7].

Dieses besteht, wie in Abbildung 1.1 zu sehen, aus zwei miteinander verbundenen Schiffcontainers, der Mobile Test Facility (MTF), wovon einer die Service Section (SES), ein Kontroll- und Arbeitsraum, mit den meisten Subsystemen beherbergt, während der andere Container die klimatisierte Wachstumsumgebung für die Pflanzen, das Future Exploration Greenhouse (FEG), darstellt [8].

Die Bewässerung der Pflanzen im FEG erfolgt hydroponisch, ausschließlich durch zwei unterschiedliche Nährstofflösungen, die durch das Nährstoffversorgungssystem (engl.: Nutrient Delivery System, NDS) konditioniert und bereitgestellt werden.

Die Pflanzenwurzeln befinden sich in einem weitgehend abgeschlossenen Behälter und werden mit den entsprechenden Nährlösungen versorgt. Der blattgrüne Teil der Pflanzen ragt aus dem Behälter heraus und wird, mangels Sonnenlicht, durch das LED-Licht des Illumination System (ILS) beleuchtet [8][9].

1.1.2. EDEN Luna

Nach Abschluss des Gewächshausprojekts EDEN ISS soll die MTF im Rahmen des EDEN LUNA Projekts umgebaut werden. Ziel dieses neuen Projekts ist der Betrieb des Gewächshauses in

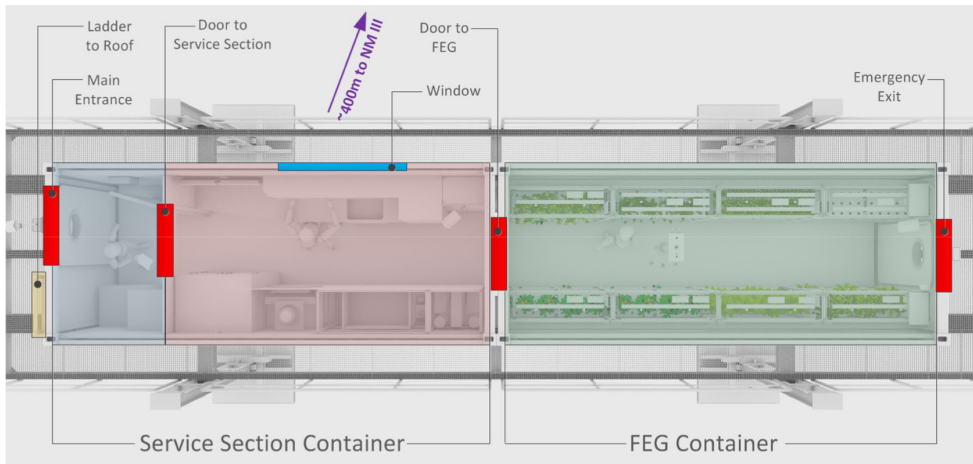


Abbildung 1.1.: Das Gewächshaus EDEN ISS im Querschnitt von oben betrachtet [9].

der Mondanalog-Anlage LUNA in Köln ab 2025, dargestellt in Abbildung 1.2. Dies dient unter

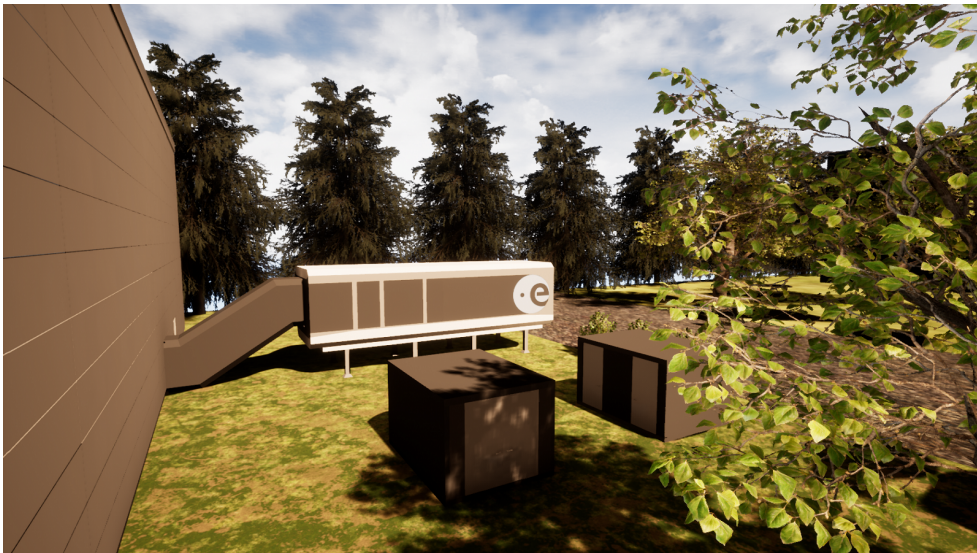


Abbildung 1.2.: Symbolbild des EDEN LUNA-Containers angeschlossen an die LUNA-Analogumgebung [10]

anderem der Vorbereitung von Astronauten auf zukünftige Mondmissionen und dem Generieren von Erfahrungen im Betrieb eines raumfahrtorientierten Gewächshauses.

Neben erweiterten Funktionen wie der Wiederaufbereitung von Urin oder einem integrierten Roboterarm zielen die Anpassungen der MTF vor allem darauf ab, die Überwachungsmöglichkeiten des Gewächshauses zu erweitern. Diese Maßnahmen versprechen unter anderem eine Reduktion des Arbeitsaufwands für die Astronauten, erhöhte Systemrobustheit durch ein umfangreicheres Fehlermanagement sowie erweiterte Analysemöglichkeiten beim Pflanzenwachstum. Eine erwartete Folge besteht dabei in einem gezielteren und effizienteren Ressourceneinsatz darunter der Personalaufwand vor Ort. Zum Beispiel können Systemanalysen des in Betrieb befindlichen Gewächshauses an ein in Bremen gelegenes Kontrollzentrum ausgelagert werden, welches über Fernzugriff verfügt [11] [10].

1.1.3. Nutrient Delivery System

Die Anpassungen im Rahmen von EDEN LUNA haben auch Auswirkungen auf das NDS und seine Steuerelektronik. Die Forderung nach erweiterter Fernüberwachung erfordert beispielsweise zusätzliche Sensorik zur Überwachung der elektromechanischen NDS-Hardware.

Dies ermöglicht eine frühzeitige Fehlerdiagnose durch die Zustandsüberwachung der Subsystemkomponenten unabhängig von der Besatzung und erlaubt somit die Einführung von Predictive Maintenance-Prozessen. Diese weisen einen Flexibilitäts- und Effizienzvorteil gegenüber den regelmäßigen Wartungsintervallen der Preventive Maintenance oder dem fehlerbasierten Vorgehen der Reactive Maintenance auf [12] [13]. Der Entwurf eines derartigen Überwachungskonzeptes steht noch aus.

Vor dem Hintergrund einer raumfahrtorientierten Anwendung und erhöhten Robustheitsanforderungen der verbauten Komponenten [10] wird eine Steuerelektronik gefordert, bestehend aus Bauteilen, die diesem erweiterten Anforderungsprofil Rechnung tragen.

Dies ermöglicht zudem, dass zu zukünftigen Raumfahrtmissionen ein Technologie- und Wissenstransfer erfolgen kann.

1.2. Probleme und Ziele

Aufgrund der genannten veränderten Anforderungen bei EDEN LUNA ist eine einfache Reproduktion der NDS-Stuerelektronik von EDEN ISS ausgeschlossen. In Folge dessen und mangels adäquater kommerzieller Lösungen ist eine Neuentwicklung der Steuerelektronik des Dosiersystems, dem Nutrient Solution Conditioning Control Board (NSCCB), im Rahmen dieser Arbeit erforderlich.

Ebenfalls gilt es, ein Konzept zur Überwachung der elektromechanischen Komponenten des Dosiersystems zu erarbeiten.

Daneben ergeben sich weitere methodische und entwurfstechnische Fragestellungen, die parallel gelöst werden müssen.

Die Entwicklung der NDS-Elektronik mit raumfahrtgeeigneten Komponenten hat grundlegende Implikationen. Die hohe Strahlungsbelastung im Weltraum im Vergleich zu Anwendungen auf der Erde in Abwesenheit der schützenden Atmosphäre ist bei der BauteilAuswahl zu berücksichtigen. Obgleich strahlungsharte, raumfahrtqualifizierte Bauteile in vielen Fällen verfügbar sind, übersteigen die Kosten aufgrund des aufwendigen Qualifizierungsprozesses häufig die Kosten von Commercial-off-the-shelf-Bauteilen (COTS) um ein Vielfaches. Die Anfälligkeit für Strahlungsschäden von hochintegrierten digitalen COTS-Komponenten wie Mikroprozessoren ist typischerweise ein Ausschlusskriterium [14] [15].

Um eine hohe Bauteilzuverlässigkeit trotz potentieller Strahlungsrisiken bei Raumfahrtmissionen zu gewährleisten, sind für den Entwurf der Steuerelektronik im Wesentlichen analoge COTS-Bauteile mit möglichst geringem Integrationsgrad zu verwenden. Das strahlungsabhängige Verhalten dieser Bauteile lässt sich bei Bedarf mit entsprechenden Strahlungstests verifizieren.

Wie für viele Projekte ist das für die Entwicklung von EDEN LUNA zur Verfügung stehende Budget begrenzt. Um die Entwicklungskosten gering zu halten, lassen sich verschiedene Ansätze anwenden.

Eine Möglichkeit besteht in der Verwendung von COTS-Bauteile anstatt typischerweise teurer qualifizierter Bauteile. Ein weiterer Ansatz besteht in der Komplexitätsreduktion des Entwurfsprozesses der Elektronik beziehungsweise der Reduktion personeller Arbeitszeit.

| Probleme | Ziele |
|---|---|
| <ul style="list-style-type: none">• Neues Anforderungsprofil der NDS-Elektronik im Rahmen von EDEN LUNA | <ul style="list-style-type: none">• Neuentwicklung der NSCCB-Platine |
| <ul style="list-style-type: none">• Forderung nach erweiterten Autonomie- und Fernüberwachungsmöglichkeiten des NDS-Systems | <ul style="list-style-type: none">• Erarbeitung eines Monitoring-Konzeptes der elektromechanischen Bauteile des NDS-Dosiersystems |
| <ul style="list-style-type: none">• Forderung nach erhöhter Robustheit der elektrischen Bauteile gegenüber Welt-raumbedingungen | <ul style="list-style-type: none">• Verwendung von strahlungsgetesteten Analogbauteilen im Entwurf |
| <ul style="list-style-type: none">• Reduktion der Entwicklungskosten | <ul style="list-style-type: none">• Verwendung von COTS-Bauteilen so-wie Anwendung des Snippet-based Desi-gns |

Tabelle 1.1.: Gegenüberstellung der Probleme und der Ziele der Arbeit

Die in einem Projekt typischerweise durchlaufenen Entwurfsiterationen legen den Wunsch nach einem möglichst geringen Anpassungsaufwand nahe. Ein nicht zu vernachlässigender Anteil dieses Aufwandes kann durch das Einbringen neuer Fehler infolge einer adaptiven Maßnahme entstehen. Abhilfe dagegen kann die Wiederverwendung eines bereits getesteten Entwurfs leisten.

Zudem ist ein möglicher zukünftiger Technologietransfer zu anderen Projekten und Anwendungen, wie beispielsweise von EDEN ISS zu EDEN NextGen [9], in vielen Fällen wünschenswert. Ein möglichst flexibler, nach Möglichkeit parametrisierbarer Entwurf mit einfacher Implementierbarkeit der Elektronik ist daher anzustreben, um zukünftig von einem verminderten Entwicklungsaufwand zu profitieren.

Eine Möglichkeit, die Wiederverwendbarkeit und Modifizierbarkeit von Entwürfen zu gewährleisten, ist die Methode des Snippet-based Designs [16]. Dabei handelt es sich um einen modularen Elektronikentwurfsprozess, der verschiedene Abstraktionsschichten von verifizierten Funktionsblöcken miteinander verknüpft und einen flexiblen Austausch der Blöcke sowie Parametrisierungen unterstützt. Somit lassen sich die Probleme, die in dieser Arbeit zu lösen sind, und die angestrebten Ziele auf die in Tabelle 1.1 genannten Punkte zusammenfassen.

1.3. Entwurfsprozess

Die folgende inhaltliche Strukturierung des dokumentierten Entwicklungsprozesses der Steuer-elektronik spiegelt die Vorgehensweise in diesem Entwicklungsprojekt wider.

- Kapitel 2 „Grundlagen“ beleuchtet den vorhandenen Systemaufbau des NDS-Systems von EDEN LUNA und bereitet die im Entwurfsprozess der Elektronik zu berücksichtigenden Störeinflüsse auf.
- In Kapitel 3 „Konzeptioneller Systementwurf“ erfolgt die Anforderungserhebung sowie eine Failure-Modes-and-Effects-Analyse des in Kapitel 2 vorgestellten Systemaufbaus. Aus den Anforderungen wird ein Überwachungskonzept der elektromechanischen Komponenten abgeleitet.

- Im darauf folgenden Kapitel 4 „Implementierung“ wird der Entwurfsprozess der elektrischen Schaltkreise und der Platinenentwürfe behandelt.
- Kapitel 5 „Strahlungstest“ dokumentiert die Inbetriebnahme der Snippets sowie einen Strahlungstests der Entwürfe aus Kapitel 4.
- Die Testergebnisse aus Kapitel 5 werden in Kapitel 6 „Auswertung“ den in Kapitel 3 erhobenen Anforderungen hinsichtlich der Erfüllung dieser gegenübergestellt. Weiterhin wird das Optimierungspotential der erarbeiteten Entwürfe analysiert.
- Zuletzt werden in Kapitel 7 „Fazit“ die Ziele der Arbeit wieder aufgegriffen. Zudem wird auf mögliche Problemstellungen geblickt, die an diese Arbeit anknüpfen.

2. Grundlagen

2.1. Aufbau und Funktionsweise des Nutrient Delivery Systems

In den Abbildungen 2.1 und 2.2 sind die Blockdiagramme mit den mechanischen Systemkomponenten des Dosierungssystems des NDS von EDEN ISS beziehungsweise EDEN LUNA dargestellt. Diese setzen sich grundsätzlich aus den gleichen funktionellen Gruppen zusammen. Diese wurden jedoch im Rahmen von EDEN LUNA vereinzelt um zusätzliche Einheiten ergänzt.

2.1.1. Nutrient Delivery System EDEN ISS

Das NDS von EDEN ISS reguliert die Zusammensetzung der Nährstofflösung automatisch in einem geschlossenen Regelkreis, siehe Abb. 2.1. Dazu wird die Lösung kontinuierlich durch ent-

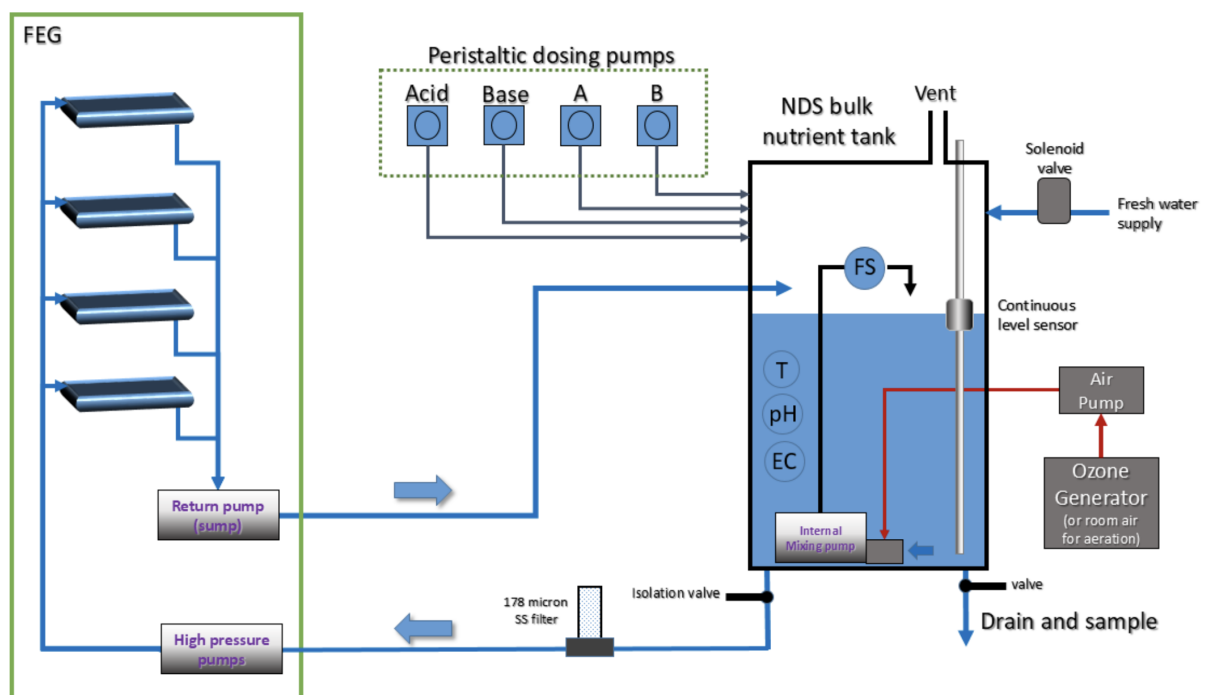


Abbildung 2.1.: Schematische Darstellung der funktionellen Einheiten des NDS von EDEN ISS und ihren Verknüpfungen untereinander [17].

sprechende Sensorik für die Temperatur (T), den pH-Wert (pH) und die elektrische Leitfähigkeit (EC) überwacht.

Bei entsprechender Regeldifferenz zwischen Mess- und Sollgröße erfolgt eine Anpassung aus dem Vorrat der Grundbestandteile der Lösung mittels peristaltischer Dosierpumpen (peristaltic dosing pumps), um eine Fehlversorgung der Pflanzen und ein mögliches Absterben zu verhindern.

Der Flüssigkeitspegel im Nährlösungstank (NDS bulk nutrient tank) wird über einen dedizierten Sensor erfasst und kann über das elektromechanische Ventil des Frischwasserzulaufs korrigiert werden.

Die konditioniert Lösung wird über einen Partikelfilter (SS filter) und die Hochdruckpumpeneinheit (high pressure pumps) des NDS zum FEG und den Behältern mit den Pflanzen gefördert. Anschließend wird die überschüssige Lösungsflüssigkeit über die Rückförpump (Return Pump) wieder dem Regelkreis zugeführt. Eine Zirkulationspumpe sorgt für eine Durchmischung der gespeicherten Nährstofflösung. Über eine Luftpumpe kann der Flüssigkeit zudem Ozon zu Desinfektionszwecken beigefügt werden[17] [18] [19].

2.1.2. Nutrient Delivery System EDEN LUNA

Die Speichertanks der Nährlösungsbestandteile (Stock Solution Tank) von EDEN LUNA sind jeweils mit einer Pumpe zur Durchmischung ausgestattet, um Festkörperablagerungen zu vermeiden. Darin befinden sich Levelsensoren bzw. Levelschalter, die eine frühzeitige Erkennung von funktionsbeeinträchtigenden Pegelständen ermöglichen.

Die Entnahme der Flüssigkeit aus diesen Speichertanks und die einhergehende Dosierung in den Regelkreis erfolgt anhand von Peristaltikpumpen. Der Antrieb der peristaltischen Pumpköpfe erfolgt dabei durch Schrittmotoren. Aufgrund der angestrebten Beimischung von aufbereitetem Urin wird eine zusätzliche Peristaltikpumpeneinheit hinzugefügt. Über eine weitere Einheit zur Förderung von H₂O₂ ist zum Zeitpunkt der Arbeit noch keine finale Entscheidung gefallen.

Ein Venturi-Injektor sorgt für eine Zugabe von gasförmigem Luftsauerstoff und Ozon in die Lösung, ehe die Mischung in einem weiteren Tank (Bulk Solution Tank) vorgehalten wird. Daran angeschlossen ist zudem die Frischwasserzuleitung.

Unter dem Speichertank der Nährlösung ist die Zirkulationspumpe in diesem Fall außerhalb des Tanks vorgesehen und fördert die Nährlösung durch den stromabwärts folgenden Partikelfilter. Ein Differenzdrucksensor ermöglicht dabei die Messung des Druckabfalls über dem Filter und lässt somit einen Rückschluss auf dessen Zustand zu. In der anschließenden Verzweigung wird der Regelkreis geschlossen.

In der nach oben führenden Abzweigung wird das gefilterte Gemisch zurück in den Lösungstank geführt. Als zusätzliche Nährlösungssensoren gegenüber dem EDEN ISS NDS sind je ein Sensor zur Feststellung des gelösten Sauerstoffs (DO) und des Ozongehalts (O₃) der Nährlösung eingeplant.

Gleich bleiben die übrigen Nährlösungssensoren, anhand derer sich die Regelabweichung bestimmen lässt. Diese wird analog zu EDEN ISS anhand der erwähnten Peristaltikpumpen, der ventilgesteuerten Frischwasserzuleitung und des luftpumpengespeisten Venturiinjektors ausgeregelt.

Im Diagramm unter der Zirkulationspumpe zu sehen sind die Hochdruckpumpen zur Förderung der Nährlösung in den FEG-Teil. Diese werden in den folgenden Ausführungen nicht weiter berücksichtigt, da diese nicht zum Dosierungsteil des NDS gezählt werden.

2.1.3. Herausforderungen beim Entwurf des Conditioning Control Boards

Bereits aus der funktionellen Struktur in Abb. 2.2 des NDS lassen sich funktionale Risiken hinsichtlich der Steuerelektronik ableiten. Die Dosierpumpen, Zirkulationspumpen und elektrischen Ventile stellen induktive Lasten für den Steuerungsschaltkreis dar. Diese zeichnen diese sich anders als resistive Lasten durch ein frequenzabhängiges Verhalten aus [20] und bedürfen bezüglich der Ansteuerung einer gesonderten Betrachtung, um systematische Fehler im Entwurf zu vermeiden.

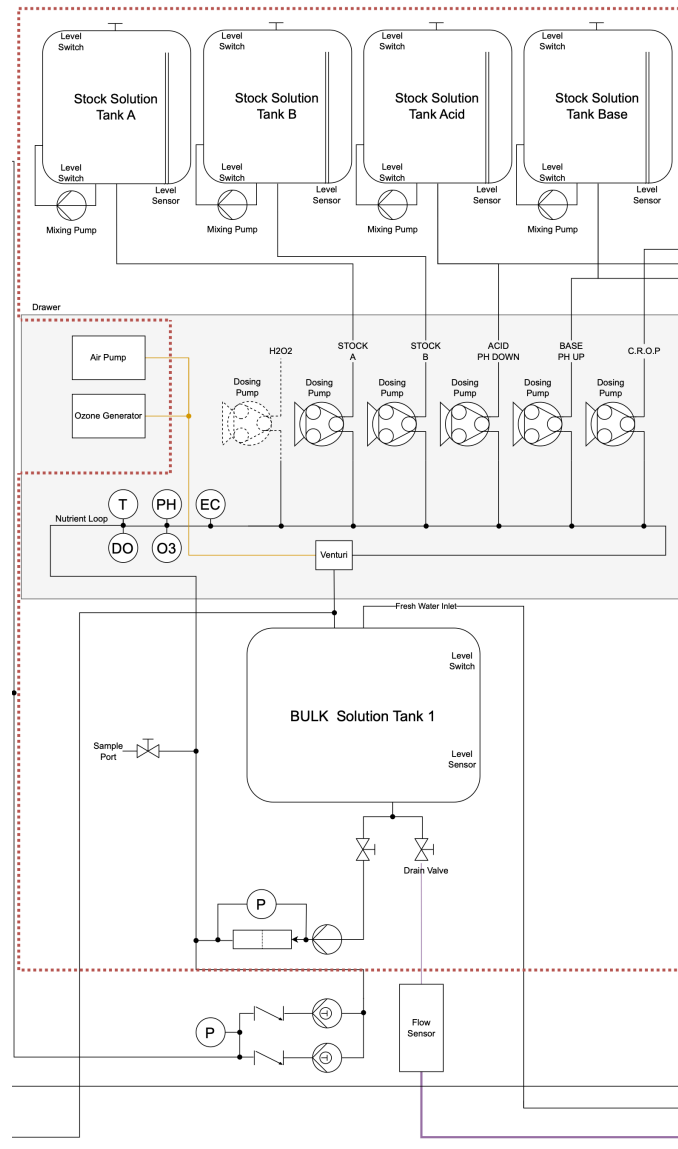


Abbildung 2.2.: Blockdiagramm des Dosierungssystems des EDEN LUNA NDS mit der rot gestrichelten Systemgrenze der Arbeit

Darüber hinaus stellen die beim raumfahrtbezogenen Elektronikentwurf relevanten Umwelteinflüsse insbesondere die Partikelstrahlung und typische Schutzmechanismen dagegen eine besondere Herausforderung für den Entwurf dar. Aus diesem Grund sollen im folgenden Abschnitt die grundlegenden Herausforderung beim Entwurf mit diesen Schaltelementen und Einflüssen erörtert werden.

2.2. Nicht-Idealitäten elektrischer Komponenten

Wie in allen Ingenieursdisziplinen unterliegen auch die elektrischen Bauteile Einflüssen, die zu einer funktionalen Abweichung der tatsächlichen Implementierung vom idealen Entwurf führen. Besonderes Augenmerk bei der Auslegung von Schaltkreisen und Platinen sollte daher auf die Identifizierung und Berücksichtigung möglicher unerwünschter bzw. parasitärer Effekte gelegt werden. Aus diesem Grund sollen an dieser Stelle ausgewählte Phänomene vorgestellt werden,

die bei der Schaltkreisauslegung der Steuerelektronik relevant sind. Dabei wird zwischen platineninhärenten Einflüssen sowie externen Einflüssen unterschieden.

2.2.1. Inhärente Einflüsse von Elektronik

Zu den bauteil- oder platineninhärenten Effekten zählen die elementaren passiven, elektrischen Größen der parasitären Kapazität, Induktivität und des Widerstands. Diese sind elementar in der Hinsicht, dass sie sich nicht vollständig vermeiden lassen[21]. Unabhängig von den Vermeidungsstrategien bleibt bei hinreichender Veränderung des Maßstabs stets ein Restanteil dieser Effekte bestehen. Die Relevanz dieser Einflüsse für den Entwurf hängt daher von der Größenordnung in Abhängigkeit der jeweiligen Anwendung ab. In diesem Sachverhalt liegt daher die Vorgehensweise einer Fehlerbudgetierung, dem aktiven Einbezug von Spezifikationstoleranzen der Bauteile, und dem Treffen von Abwägungen im Rahmen der Schaltkreisauslegung begründet [22] [23].

Platineninhärente Phänomene

Ein typisches Beispiel für die Entstehung einer platineninhärenten parasitären Kapazität sind nicht miteinander verbundene Leiterplattenschichten mit unterschiedlichen elektrischen Potentialen. Da alle elektrischen Leiter, zwischen denen eine Spannung besteht, einen Kondensator bilden, besitzen diese eine Kapazität [24][25]. Die Kapazität eines Kondensators und damit der parasitären Kapazität hängt nach folgender Beziehung vom Abstand der Leiter d , der Permittivität des Vakuums ε_0 , der materialspezifischen dielektrischen Konstante ε des Mediums zwischen beiden Leitern sowie der übereinander- oder nebeneinanderliegende Fläche der beiden Leiter A ab [24].

$$C = \frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot A}{d} \quad (2.1)$$

Demnach haben übereinander angeordnete Platinenschichten eine potentiell deutlich größere Kapazität als Leiterbahnen. Ungeachtet der kapazitiven Fläche der besteht eine mögliche Folge in der kapazitiven Kopplung benachbarter Leiter. Insbesondere hochfrequente Signalanteile, wie zum Beispiel Digitalsignale mit steilen Aufstiegsflanken, für die der parasitäre Kondensator einen niederimpedanten Pfad darstellt, übertragen sich mit zunehmender Kapazität zusehens auf die benachbarte Leiterbahn [26][27][28]. Diese Koppelwirkung lässt sich anhand der Gleichung 2.2 aus [26] nachvollziehen.

$$U_{St} = U_I \cdot j \cdot \omega \cdot C_{I/II} \cdot R_E \quad (2.2)$$

Darin ist $C_{I/II}$ die parasitäre Kapazität zwischen den zwei Leiterbahnen in Abb. 2.3. Die empfangene Störspannung U_{St} hängt demnach direkt von den Frequenzen beziehungsweise Kreisfrequenzen der Quellspannung U_I und $C_{I/II}$ ab. Bei parallelen Leiterbahnen ähnlicher Leistung wird bei dem beschriebenen Phänomen auch vom "Nebensprechen" - im Englischen „cross talk“ - gesprochen, wobei diesem zusätzliche induktive Effekte überlagert sind [26]. Ein weiteres typisches Problem kann durch die Erhöhung einer definierten Kapazität aufgrund einer parallelgeschalteten parasitären Kapazität entstehen, die beispielsweise in einer RC-Filterstruktur zu einer Verschiebung der Eckfrequenz und auf diese Weise zu einer funktionalen Abweichung führt.

In ähnlicher Weise stellen auch parasitäre Induktivitäten Herausforderungen bei der Elektronikentwicklung dar. Insbesondere der Abschaltprozess einer Induktivität kann bei unzureichender Berücksichtigung zu destruktiven Konsequenzen führen. Parasitäre Induktivitäten entstehen durch jeden stromdurchflossenen Leiter. Je länger der Leiter ist und je mehr Windungen dieser besitzt, desto größer ist die Induktivität und das durch den Strom induzierte magnetische Feld

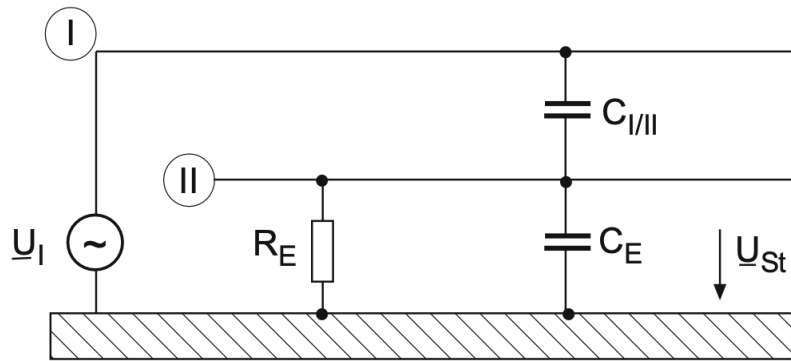


Abbildung 2.3.: Ersatzschaltbild für das Problem der kapazitiv gekoppelten Leiterbahnen I (Störquelle) und II (gestörte Bahn) mit den Innenwiderständen R_E und C_E [26].

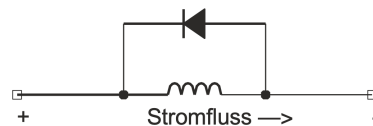


Abbildung 2.4.: Flyback-Dioden werden entgegen der Stromrichtung mit den Anschlüssen der beschalteten Induktivität verbunden. [31]

um den Leiter. Die Berechnung der parasitären Induktivität einer Leiterbahn einer mehrlagigen Platine kann nach [29] über die Beziehung 2.3 angenähert werden.

$$L = \frac{\Phi}{I} \approx \frac{\mu \cdot d \cdot l}{b} \quad (2.3)$$

Diese gilt unter der Annahme, dass der Schichtabstand der Platinenlagen bzw. der stromdurchflossenen Leiter d viel kleiner als die Leiterbahnbreite b ist und dass Gleichung 2.3 eine näherungsweise Berechnung des Induktivitätsbelags, der schleifenlängenspezifischen Induktivität, mit weit entferntem Rückleiter nach [30] zugrunde liegt. Darin ist L die Induktivität, Φ der magnetische Fluss und I der Strom durch die Induktivität.

Der magnetische Fluss steigt in Abhängigkeit des fließenden Stroms. Infolge des Abschaltens und dem damit verbundenen Einbruch der stromtreibenden Spannung kollabiert auch das induzierte Magnetfeld der parasitären Induktivität. Der Abbau dieses Magnetfeldes äußert sich in einer forcierten Aufrechterhaltung des fließenden Stroms aufgrund der Umwandlung der gespeicherten magnetischen Energie in die Elektronenbewegung und nach der Lenzschen Regel dabei in einer induzierten Spannung inverser Polarität zur abgeschalteten Spannung. Diese Erscheinung wird auch als induktiver Kick bezeichnet.

Diese induzierte Spannung kann ohne Schutzvorkehrungen im Schaltkreis zu fehlerhaften Signalen, beispielsweise dem zeitweiligen Überschreiten der Schwellwertspannung von einem binären Low-Signal zu einem High-Signal, führen.

In Extremfällen führt ein induktiver Kick zu einem Verlassen des spezifizierten Betriebsbereichs vorhandener Bauteile und folglich zu potentiellen Bauteilschäden.

Zur Vermeidung solcher Schäden bieten sich sogenannte Flyback-Dioden (Abb. 2.4) an, die einen niederohmigen Schutzpfad zum Spannungsabbau bei Überschreitung einer definierten Schwellspannungen bilden[31].

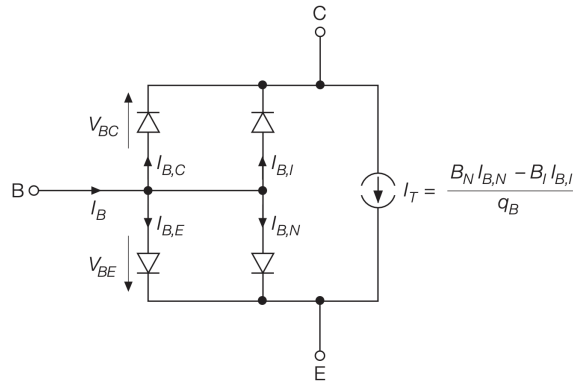


Abbildung 2.5.: Transportmodell eines npn-Bipolartransistors nach [34]

Generell sollte die Leiterbahnlänge auf Platinen so kurz wie möglich gehalten werden, um die parasitäre Induktivität zu minimieren. Dies gilt auch aus einem weiteren Grund.

Der parasitäre Widerstand R_p wächst nach Gleichung 2.4 mit der Länge eines nicht-idealen Leiters. Aufgrund der linearen Abhängigkeit bei Annahme eines konstanten materialabhängigen spezifischen Widerstands ρ bedeutet eine Minimierung der Leiterbahnlänge l und eine Maximierung des Leiterbahnquerschnitts A eine Minimierung des durch den parasitären Widerstand hervorgerufenen Spannungsabfalls. Dieser ergibt sich anhand des Ohmschen Gesetzes aus dem parasitären Widerstand und dem fließenden Strom.

$$R_p = \frac{\rho \cdot l}{A} \quad (2.4)$$

Darüber hinaus ergibt sich eine Verlustleistung aufgrund der thermischen Dissipation des Stroms über den parasitären Widerstand [32].

Bauteilinhärente Phänomene

Die genannten parasitären Phänomene treten nicht nur in den Leiterbahnen von Platinen auf, sondern ebenfalls innerhalb von elektrischen Bauteilen, wie integrierten Schaltkreisen (Engl. Integrated Circuits, ICs), diskreten Transistoren oder Dioden auf. Oftmals erhalten die damit verbundenen Auswirkungen eigene Bezeichnungen und sind im Datenblatt des jeweilige Bauteils spezifiziert.

Für Dioden ergibt sich beispielsweise in Sperrrichtung ein mit der Sperrspannung anwachsender Leckstrom, auch Rekombinationsstrom genannt. Da dieser Leckstrom in bestimmten Anwendungen nicht vernachlässigbar ist, wird diese Größe häufig in Datenblättern unter der Bezeichnung „reverse leakage current“ spezifiziert [33]. Ebenso ergibt sich insbesondere bei größeren Diodenströmen I_D ein Spannungsabfall über dem parasitären Bahnwiderstand R_B der Diode, welcher die Flussspannung U_F (engl.: forward voltage) im Durchlassbereich ergänzt [34].

Bipolartransistoren lassen sich, wie in Abbildung 2.5 dargestellt, als Zusammenschaltung zweier Dioden interpretieren. Daher treten auch bei diesen Leckströme zwischen den Anschlüssen auf. Mit den Bahnwiderständen (engl.: spreading resistance) von Kollektor, Basis und Emitter lässt sich das Verhalten im statischen Betriebsfall beschreiben. Typische Widerstandswerte bewegen sich im Bereich zwischen 0.01Ω bis 100Ω .

Für den dynamischen Fall mit Sinus- oder Pulswelleneingang besteht eine Arbeitspunktabhängigkeit. Dies beruht auf der von der Spannung abhängigen Kapazitäten, der Sperrschicht- und der Diffusionskapazität, der pn-Übergänge [34]. Dieser Fall ist in Bezug auf diese Arbeit allerdings nur

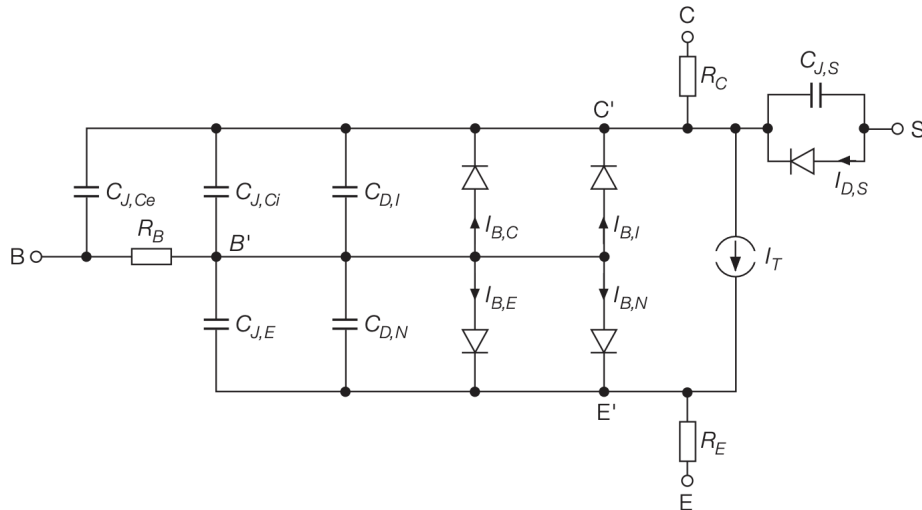


Abbildung 2.6.: Das Gummel-Poon-Modell nach [34]

von untergeordneter Relevanz, da eingesetzte Transistoren im statischen Modus operieren, und sei der Vollständigkeit halber erwähnt.

Die genannten parasitären Effekte können für die Modellierung von realen Bipolartransistoren herangezogen werden wie zum Beispiel dem Gummel-Poon-Modell in Abbildung 2.6. Eine erweiterte Version dieses Modells wird beispielsweise in numerischen Simulationsumgebungen wie LTspice zur Simulation von Bipolartransistoren verwendet [35]. Die Parameter des Modells und damit die parasitären Effekte werden für den jeweiligen Transistor entsprechend den Herstellerangaben gesetzt.

Integrierte Schaltkreise stellen komplexe Schaltungen von Bipolar-, Feldeffekttransistoren oder einer Kombination aus beiden dar. Beispielsweise treten an integrierten Operationsverstärkern (OPV) mit Bipolartransistoreingängen ebenfalls Leckströme auf. Ein vereinfachter schaltungstechnischer Aufbau ist in Abbildung 2.7 dargestellt. Diese Leckströme werden im Englischen auch als „input bias current“ bezeichnet und sorgen über den parasitären Widerstand im Rückführungspfad oder über die Impedanz der Signalquelle für einen ungewollten Abfall der Spannung [22][36]. Im Gegensatz dazu haben FET-basierte OPVs zwar tendenziell geringere Biasströme typischerweise in Größenordnungen von pA oder weniger [22], allerdings sind diese anfälliger für parasitäre Offset-Eigenschaften, wie Input Offset-Spannungen. Solche Spannungen resultieren aus den unvermeidbaren Abweichungen der Eingangsstufentransistoren aufgrund des Fertigungsprozesses [36][37]. Bei gleicher äußerer Spannung am invertierenden und nicht-invertierenden Eingang würde sich also eine Offset-Eigenschaft ergeben, die in einer Verstärkerschaltung zu einer unerwünschten Verstärkung führt [22]. Dieses Verhalten ist temperaturabhängig und zeitlich abhängig bezüglich des OPV-Alters. Neben dem Spannungsoffset der Eingänge gibt es auch einen Stromoffset, welcher ebenso aus fertigungsbedingten Abweichungen der Eingangstransistoren beruht. Insbesondere die genannten Leckströme und Offset-Eigenschaften von Operationsverstärkern, Transistoren und Dioden wurden in dieser Arbeit bei der Bauteilauswahl berücksichtigt.

2.2.2. Umgebungseinflüsse

Neben den in 2.2 aufgeführten bauteil- bzw. platineninhärenten Abweichungen von den idealen Bauteileigenschaften gibt es bei der Auswahl und Auslegung von Elektronikkomponenten auch

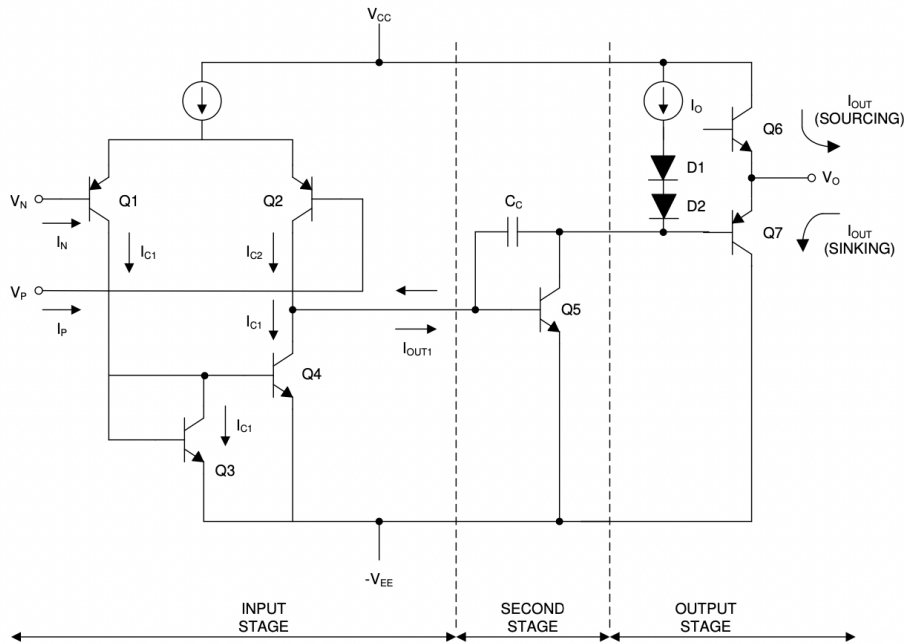


Abbildung 2.7.: Vereinfachter Aufbau eines Operationsverstärkers mit dem nicht-invertierenden Eingang V_P und dem invertierenden Eingang V_N in Bipolartransistorbauweise [37].

externe Ursachen für Deviationen. Diese rühren aus den Umgebungsbedingungen im Weltraum her. Dazu zählt die thermale Umgebung des Raumfahrzeugs, die sich in besonderem Maße auf Halbleiterbauteile auswirkt. Typische thermale Zyklen in einem Orbit auf Höhe der ISS bewegen sich im Bereich von -120 C bis 120 C . Der tatsächliche Temperaturbereich wird neben der Raumfahrzeuglage relativ zur Sonne oder einem Zentralkörper durch den Orbit und der verbundenen Schattenzeit bestimmt. Ebenso hängt dieser von den thermisch optischen Eigenschaften angestrahlter Materialien sowie der thermischen Trägheit und der Systemeigenerwärmung ab [38]. Da sich das NDS im Inneren des EDEN LUNA-Moduls befindet, können jedoch geringere Schwankungsbreiten der Temperatur erwartet werden, wodurch sich mildere Anforderungen an die Qualifizierung ergeben und beispielsweise auch Bauteile mit automotiver Qualifizierung wie dem AEC-Q Standard in Frage kommen können.

Ebenso spielt der Strahlungseinfluss auf das Raumfahrzeug oder -equipment eine kritische Rolle bei der Elektronikentwicklung. Die Strahlungsbelastung ist abhängig vom Missionsszenario auf geladene Teilchen wie Protonen, Elektronen, Alpha-Teilchen, Gamma-Strahlung oder interstellare Schwerionen zurückzuführen. Der Einfluss dieser Strahlungsarten äußert sich vorrangig in der Ionisation der elektrischen Bauteile [39].

Protonen und Elektronen, welche beispielsweise durch Sonnenwinde oder koronale Massenauswürfe (CME) freigesetzt und Richtung Erde beschleunigt werden, werden insbesondere durch die Van-Allen'schen Strahlungsgürtel eingefangen [40]. Gängige Energieniveaus der Teilchen belaufen sich von keV auf bis zu mehreren MeV. Für Schwerionen aus dem interstellaren Raum liegt die kinetische Energie noch höher in Größenordnungen von mehreren GeV [41]. Allerdings ist der Partikelfluss beim Durchqueren der Van-Allen-Ringe deutlich größer [40]. Somit ergeben sich aus den unterschiedlichen Strahlungsbelastungen unterschiedliche, schädlich wirkende Strahlungseffekte, welche bei der Auslegung von Raumfahrtelektronik berücksichtigt werden müssen.

Um vor dem Missionsbeginn Aussagen über die Verlässlichkeit der elektrischen Bauteile tätigen

zu können, ist es daher sinnvoll terrestrische Strahlungstests mit möglichen Komponenten durchzuführen. Anhand der durch das jeweilige Missionsprofil vorgegebenen erwarteten Strahlungslast, lässt sich die Eignung von elektrischen Komponenten anhand der im Test ertragenen Strahlungslast verifizieren.

Im Fall von COTS-Komponenten ist diese Vorgehensweise allerdings nicht ausreichend für eine gesicherte Qualifikation. Die Variationen von Chargen und die mangelnde Rückverfolgbarkeit von Herstellungsprozessen erlauben keine verallgemeinerte Aussage für eine gesamte Bauteilreihe. Stattdessen können die Testdaten für eine Eingrenzung an möglichen Kandidaten genutzt werden [42].

2.2.3. Strahlungseffekte

Zur quantitativen Beschreibung der Teilchenstrahlung und ihren Auswirkungen werden an dieser Stelle in der Literatur gebräuchliche Größen eingeführt. Eine wichtige Größe zur Einordnung der Bestrahlungsstimulation/-intensität stellt die absolute Energie (dominiert von der kinetischen Energie bei Partikelstrahlung?) eines Teilchens in Elektronenvolt (eV) dar. Ein eV entspricht der Energie eines Teilchens eines Elektrons, welches eine Potentialdifferenz von 1 V durchquert, was $1,602 \cdot 10^{-19} \text{J}$ entspricht [43].

Teilchenstromdichte & Fluenz

Wird der Teilchenstrom bzw. die Teilchenstromdichte ϕ als eine Menge individueller, ungebündelter Partikel betrachtet, lässt sich diese wie folgt bestimmen.

$$\phi = \frac{N}{A \cdot dt} \quad (2.5)$$

Anhand des Fluss lässt sich die Anzahl der Teilchen durch die Fläche A pro Zeiteinheit dt angeben. Die zeitliche Integration des Flusses ergibt die Fluenz und beschreibt die Anzahl der Teilchen, die in einer bestimmten Zeit durch eine definierte Fläche tritt [44]. Innerhalb eines Strahlungstestlaufs entspricht diese also beispielsweise der Anzahl an Ionen, die auf das DUT (Device Under Test), das Testobjekt, geschossen wurden [45].

Linearer Energietransfer

Nach dem ECSS-Standard ECSS-E-HB-10-12A entspricht der lineare Energietransfer (LET) der an das bestrahlte Material abgegebenen Energie pro Weglänge innerhalb des bestrahlten Materials. Einflussfaktoren/Abhängigkeiten des LET sind der Partikeltyp und dessen Energie. Der LET wird in der Einheit $\text{MeV} \cdot \text{cm}^2/\text{mg}$ angegeben. Näherungsweise kann der LET als die Leistung, um einen Partikel anzuhalten, interpretiert werden. [46] [45]

Während der LET insbesondere zur Beschreibung von Single Event Effects (SEE), also von einzelnen Strahlungsereignissen durch Einzelpartikel, herangezogen wird, wird für zeitakkumulative Auswirkungen von Strahlung eine alternative Beschreibungsform benötigt.

Kumulative Strahlungseffekte/dosis

Im Gegensatz zu SEEs sind kumulative Strahlungseffekte nicht alleine auf ein Einzelereignis zurückzuführen, sondern sind die Summe einer Vielzahl von Ereignissen. Diese äußern sich in

der zunehmend driftenden Abweichung spezifizierter Größen, wie zum Beispiel die Ausgangsspannung, bis zur Zerstörung bei hinreichender Dosis. Zur quantitativen Beschreibung der Strahlungsdosis kann die Total Ionizing Dose (TID) - übersetzt ionisierende Gesamtdosis - verwendet werden. Die Größe kann als die Energiemenge, die durch Ionisation oder Anregung in das Material pro Einheitsmasse eingebracht wurde, interpretiert werden und wird in der SI-Einheit Gray (Gy) angegeben. Alternativ wird die Einheit rad verwendet, welche sich über die Beziehung $100 \text{ rad} = 1 \text{ Gy} = 1 \text{ J/kg}$ umrechnen lässt. Die TID ist von einem weiteren kumulative Effekt, dem Displacement Damage (DD), zu unterscheiden. Entgegen der TID, deren Auswirkungen auf der zunehmenden Ionisation des Materials beruht, handelt es sich beim DD, um die Kumulation Fehlstellen im atomaren Kristallgitter des Materials hervorgerufen durch Neutronen oder Protonen. [40]

Sensitivität von Halbleitermaterialien

2.2.4. Strahlungstests

Da die Strahlungseffekte von der Art der Strahlung abhängen, müssen etwaige Strahlungstests den zu analysierenden Effekten angepasst sein. Dies schließt neben einem dedizierten Versuchsaufbau das zu spezifizierende Testszenario ein.

So muss in Abhängigkeit der zu analysierenden Strahlungseffekte eine entsprechende Quelle zur Erzeugung der Strahlung vorhanden sein. Während für TID-Tests häufig eine Cobalt-60-Quelle verwendet wird, werden für SEE-Tests typischerweise Schwerionen oder Proton mittels Teilchenbeschleuniger, die als Strahl auf das DUT, also das Testobjekt, gelenkt werden, eingesetzt. In vielen Fällen ist es aufgrund der Struktur der Quelle nicht möglich unterschiedliche Tests mit der gleichen Quelle durchzuführen. Dementsprechend muss bereits zu Beginn der Testkampagne festgelegt werden, welche Testeinrichtung zu wählen ist. Die Festlegung grenzt auch die Auswahl des Testequipments zur Steuerung und Vermessung des DUT für den Versuchsaufbau ein. Wichtig ist, dass vor allem bei omnidirektionalen Quellen eine ausreichende Festigkeit oder äquivalente Schutzvorkehrungen des Equipments vorhanden ist. Insbesondere bei TID-Tests kann das Testszenario beziehungsweise die Testdauer stark von der gewählten Strahlungsdosis oder Rate abhängen.

2.3. Induktive Lasten treiben

Wie aus Abschnitt 2.1.2 hervorgeht, stellen Induktivitäten wie die Dosierpumpenmotoren oder elektromechanische Ventile einen nicht zu vernachlässigenden Anteil der elektrischen Lasten im NDS dar. Auch wenn sich die Charakteristika beim Betrieb von induktiven Lasten nicht allein auf die zuvor genannten parasitären Phänomene zurückführen lassen, soll an dieser Stelle eine kurze Diskussion dieser erfolgen.

2.3.1. Solenoids

Für den regulären Betrieb von induktiven Lasten stellen insbesondere die instationären Betriebsphasen eine besondere Herausforderung bei der Auslegung der Elektronik dar. Diese Phasen umfassen den Einschalt- und Abschaltvorgang einer (Nutz-)Induktivität. Das elektrische Verhalten von Induktivitäten ist durch eine Resistivität gegenüber Stromänderungen gekennzeichnet. Wird eine stromfreie und spannungsfreie Induktivität wie eine Spule mit einer Versorgungsspannung beaufschlagt/verbunden beziehungsweise eingeschaltet, dann ergibt sich zum unmittelbaren Einschaltzeitpunkt ein Spannungsabfall vom Versorgungspotential zum Massepotential. Nach dem

Ohm'schen Gesetz für Induktoren [20]

$$V_L = L \frac{dI(t)}{dt} \quad (2.6)$$

zieht der Spannungsabfall V_L einen zur Induktivität L der Spule proportionalen Stromgradienten $\frac{dI(t)}{dt}$ nach sich. Reale Induktivitäten unterliegen ebenfalls den genannten parasitären Effekten. Für (das Verhalten während des) den Einschaltvorgang einer Induktivität hat insbesondere der parasitäre Widerstand R einen grundlegenden Einfluss, da dieser zusammen mit L die Zeitkonstant τ bildet.

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (2.7)$$

Diese Zeitkonstant bestimmt wesentlich den exponentiellen Stromverlauf durch die reale Induktivität während des Einschaltens, wie er sich mit folgender Gleichung beschreiben lässt.

$$I(t) = \frac{V_+}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (2.8)$$

Analog klingt der Strom durch eine Induktivität während des Abschaltvorgangs exponentiell mit der ebenfalls durch 2.7 gegebenen Rate ab. Im Gegensatz zum Einschaltvorgang sorgt die EMK (durch den Aufbau einer entgegengesetzten Spannung) für die Aufrechterhaltung des Stromes. Der Strom durch die Induktivität in Abbildung 2.8 ergibt sich nach [20] zu

$$I(t) = -\frac{V_{clamp} - V_+}{R} + \left(\frac{V_{clamp} - V_+}{R} + I_0\right) e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (2.9)$$

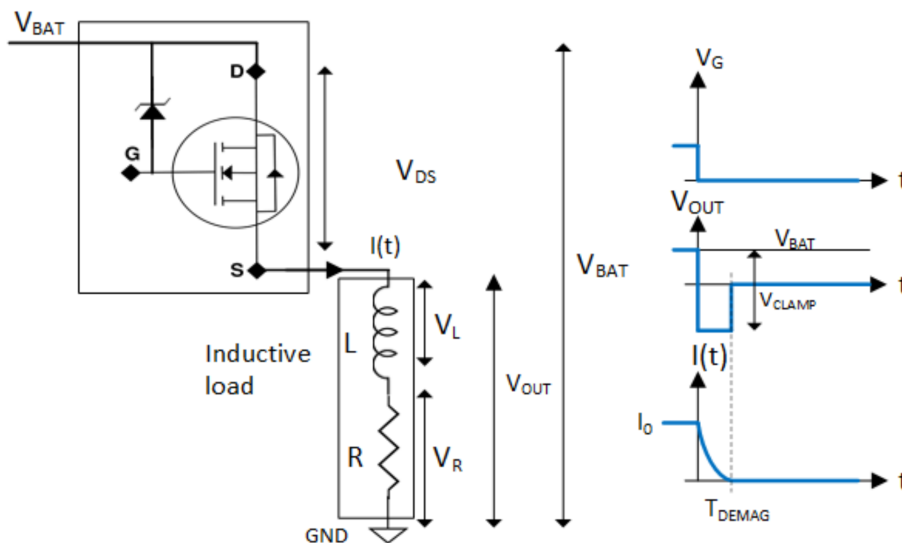


Abbildung 2.8.: Stromverlauf durch eine (reale) induktive Last L (mit Widerstand R) bei Abschaltung mittels High-Side-Switch [20]

I_0 steht für den stationären Nennstrom, welcher bis zum Öffnen des Schalters fließt. Die Spannung V_{clamp} beschreibt die zwischen Lastschalter und Induktivität auftretende EMK-Spannung, welche ein umgekehrtes Vorzeichen zur abgeschalteten Versorgungsspannung aufweist. Diese Spannung kann ein Vielfaches der Versorgungsspannung betragen und hängt wesentlich von der im magnetischen Feld der Induktivität befindlichen Energie ab. Der Spulenstrom 2.9 setzt sich zusammen aus dem stationären Anteil gemäß des ohmschen Gesetzes (über der Spule) und dem rechten in-stationären, exponentiellen Anteil. Dieser Zusammenhang gilt von Beginn des Abschaltvorgangs

$t = 0$ bis zur vollständigen Entmagnetisierung der Induktivität bei $t = t_{end}$ und bis kein Strom mehr fließt. Die Entmagnetisierungsdauer hängt vom Nennstrom I_0 , der Versorgungsspannung V_+ und der Zeitkonstante τ sowie invers von der Klemmspannung V_{clamp} ab.

$$t_{end} = \tau \ln \left(1 + \frac{R \cdot I_0}{V_{clamp} - V_+} \right) \quad (2.10)$$

Die im Magnetfeld gespeicherte Energie wird während der Entmagnetisierungsdauer über den dezidierten High-Side-Schalter und gegebenenfalls weitere Bauteile abgebaut. Die abzubauenende Energie muss beim Schaltkreisentwurf berücksichtigt werden, um eine Bauteilüberlastung zu vermeiden, und berechnet sich wie folgt.

$$E_{mag} = \frac{L}{R} V_{clamp} \left(I_0 - \frac{V_{clamp} - V_+}{R} \ln \left(1 + \frac{R \cdot I_0}{V_{clamp} - V_+} \right) \right) \quad (2.11)$$

Diese Entmagnetisierungsenergie ist von der Energie zu unterscheiden, die im eingeschalteten Zustand durch die Induktivität in Form des Magnetfeldes vorgehalten wird. Letztere berechnet sich zu

$$E = \frac{1}{2} L \cdot I_0^2. \quad (2.12)$$

2.3.2. Schrittmotoren

Im Unterschied zu einfachen Induktivitäten wie Spulen, wie sie in elektromechanischen Ventilen, Relais oder passiven Filtern auftreten, werden für Elektromotoren wie Schrittmotoren erweiterte schaltungstechnische Konzepte benötigt. Neben der Änderung der Drehrichtung erfordert (bei bipolaren Motoren) auch der unidirektionale Betrieb aufgrund des Zusammenwirkens mehrerer Einzelspulen die Möglichkeit, die Motorspulen bipolar oder in entgegengesetzte Polaritäten zu bestromen.

Für einen bipolaren Schrittmotor ist eine H-Brücke je Motorspule ein typisches Konzept, die eine bidirektionale Bestromung ermöglicht. Eine H-Brücke besteht typischerweise aus vier Transistoren, wovon zwei Transistoren als High-Side-Schalter und zwei Transistoren als Low-Side-Schalter mit der Lastinduktivität verbunden sind. Während des Betriebs dürfen sich höchstens zwei der vier Transistoren im leitenden Zustand befinden, um keinen niederohmigen Leitungspfad zwischen Spannungsquelle und Referenzpotential zu konstruieren.

Eine Umkehr der Bestromungspolarität kann durch das Abschalten der stromführenden Halbbrückentransistoren und das Einschalten der jeweils anderen Halbbrückentransistoren erreicht werden. Aufgrund der vergleichsweise hohen Motorströme können insbesondere parasitäre Widerstände zu vergleichsweise hohen Verlustleistungen führen. Um den Gesamtwirkungsgrad der Schaltung nicht zu schmälern oder übermäßiger thermaler Lasten vorzubeugen, ist es daher erstrebenswert, parasitäre Widerstände zu minimieren. Folglich sollte ein Betrieb im linearen/Ohm'schen Bereich beispielsweise von FET vermieden werden und ein möglichst niederohmiger Betriebszustand angesteuert werden. Somit reduziert sich der Steuerungsmodus der H-Brückentransistoren im wesentlichen auf ein pulsweitenmoduliertes Steuersignal, dessen Flankensteilheit für die maximale Effizienz möglichst steil sein sollte. Mit zunehmender Steilheit der Flanke sinkt die im linearen Bereich verbrachte Zeit des Transistors und damit der Zeitanteil, in welchem signifikante dissipative Verluste auftreten können.

Auch beim Betrieb von Schrittmotorspulen mittels H-Brücke nimmt der Abschaltprozess des Spulenstroms eine besondere Rolle ein. Wie in Abschnitt 2.3.1 muss beim Abschalten einer Induktivität der jeweiligen Schaltung die Möglichkeit zum Abbau der im Magnetfeld gespeicherten

Energie eingeräumt werden. Typischerweise wird dies über zusätzliche Einschaltzeit der Low-Side-Transistoren erreicht und auch als Current Decay (Stromabfall) in Motortreiberdatenblättern bezeichnet. Abbildung 2.9 zeigt die Stromflussrichtungen bei beiden vorherrschenden Decay-Konzepten anhand des H-Brücken-Schaltplans und darunter des äquivalenten Ersatzschaltplans. Die blau dargestellte Richtung markiert die Stromflussrichtung während der regulären Einschaltzeit, während die roten Pfeile die Stromflussrichtung während den Entmagnetisierungsphasen darstellt. Durch das gleichzeitige Einschalten wird ein Stromkreis über den gemeinsamen Massepfad

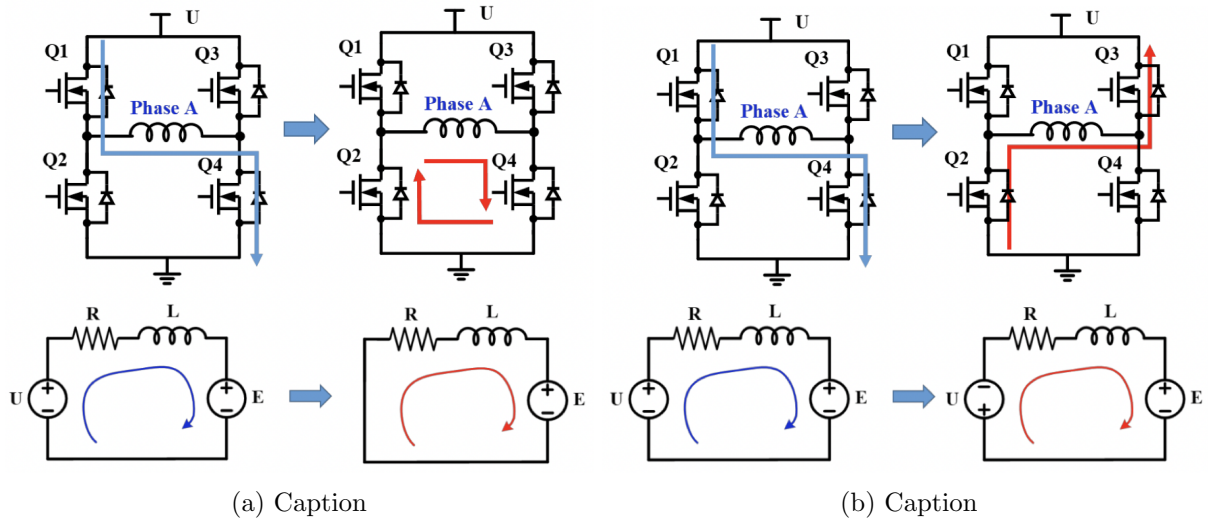


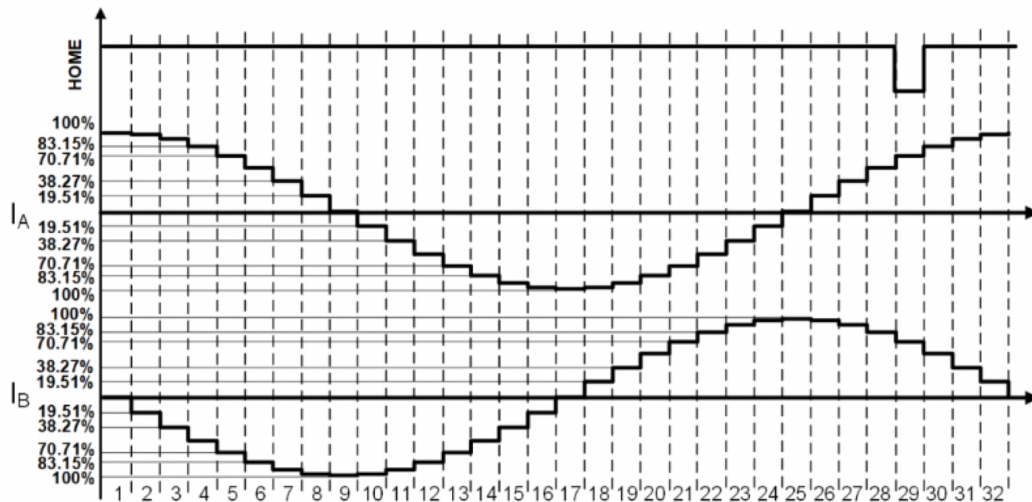
Abbildung 2.9.: ABC

geschlossen und somit ein Magnetfeldabbau über parasitäre Verluste (Dissipation) ermöglicht. Da diese Verluste in Relation zu typischen Motorinduktivitäten vergleichsweise klein sind, ist der Stromabfall gegebenenfalls zu schwach/langsam für eine effiziente Regelung der Rotorposition. Eine effizientere Möglichkeit einen rascheren Stromabfall zu erreichen besteht in dem Einschalten einer Gegenspannung (siehe Abbildung 2.9b), indem die entsprechende Halbbrücke eingeschaltet wird.

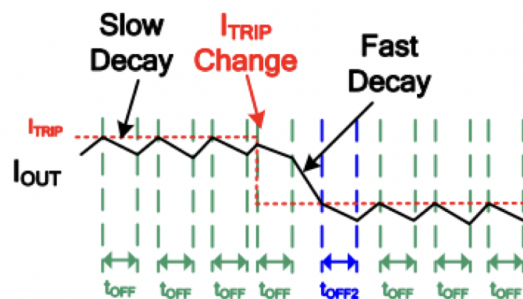
Wie in Abbildung 2.10a dargestellt, folgt der (deale Spulenstrom bei der Motorrotation einer diskretisierten Sinuswelle, deren Auflösung von der Feinheit des Microsteppings abhängt. Ein rascher Stromabfall ist insbesondere zwischen den aufeinanderfolgenden Schritten, das heißt zwischen konstanten Spulenströmen, erstrebenswert. Dies rührt daher, dass die größtmögliche Effizienz und Stellpräzision der Schrittmotorschaltung durch ein möglichst enges Folgen der idealen Spulenstromkurve (I_A bzw. I_B) erreicht werden kann. Die Schrittgrenzen stellen die größten Stromänderungen pro Decay-Phase dar, sodass dort ein schneller Stromabfall wie in Abbildung 2.10b wünschenswert ist. I_{TRIP} steht darin für den Schwellwert, an dem die eingeschaltete Halbbrücke abgeschaltet wird und nicht für den Zielstrom.

2.3.3. Gleichspannungswandlung/Schaltwandler

Analog zu den genannten Treiberkonzepten für Schrittmotoren (2.3.2) werden auch für Schaltwandler als Abwärtswandler (Step-Down Converter) oder Aufwärtswandler (Boost Converter) PWM-Signale zur Arbeitspunkteinstellung bei Gleichspannung verwendet. Somit ergibt sich ein welliger Spulenstromverlauf ähnliche zu (Abb.2.10b) entlang des Sollstroms. Zusätzlich zu einer Induktivität wird eine Kapazität parallel zum Wandlerausgang geschaltet, die für eine Glättung



(a) Relative 8-Step Microstepping-Spulenströme bezogen auf den Maximalstrom (Full scale current)



(b) Der Spulenstromverlauf (schwarz) resultierend aus wiederholtem Ein- und Abschalten (Abschaltdauer t_{OFF}) und dabei angewendetem Fast- bzw. Slow-Decay.

Abbildung 2.10.: Spulenstromverlauf beider Motorspulen über eine vollständige Rotation/Umdrehung (a) und vergrößerter Spulenstromverlauf einer Motorspule über einen Schritt (b) [47]

der Ausgangsspannung sorgt. Ebenso wird eine Schaltmöglichkeit benötigt, um die Entmagnetisierung der Spule während der Abschaltzeit t_{OFF} zu ermöglichen. Typischerweise erfolgt dies anhand einer Diode zwischen Schalttransistor und Spule sowie Referenzpotential.

Der Spannungsabfall über der Induktivität L , resultierend nach dem Ohm'schen Gesetz 2.6 aus der Stromänderung dI/dt , reduziert die Ausgangsspannung beim Einschaltvorgang. Mit der Abschaltung der Versorgungsspannung der Induktivität sinkt der Spulenstrom und die Energie im Magnetfeld der Induktivität wird abgebaut. Die dabei wirkende EMK bewirkt eine Spulenspannung mit umgekehrter Polarität zur Versorgungsspannung. Die negative Spulenspannung schaltet dabei bei überschrittener Vorwärtsspannung die Diode ein und schließt damit den Stromkreis von der Induktivität über die Last zurück zur Induktivität.

Von besonderem Einfluss auf das Schaltwandlerverhalten sind die parasitären Elemente der Kondensatoren. Der äquivalente serielle Widerstand ESR und die äquivalente serielle Induktivität ESL bilden zusammen mit der Kapazität C einen Schwingkreis. Da die Ausgangsspannung eines

Schaltwandlers eine Restwelligkeit mit hochfrequenten Anteilen aufweisen kann, sollte die Eigenfrequenz dieses Schwingkreises möglichst hoch ergo abseits der Frequenz der Ausgangsspannung liegen. Andernfalls kann dies zu exzessivem Überschwingverhalten der Spannung führen und sich gegebenenfalls bauteilschädigend im Schaltkreis auswirken. ESR und ESL stellen auch für sich genommen Herausforderungen für den Schaltungsentwurf des Wandlers dar. Übermäßiger ESR kann durch hohe (restwellige) Ströme zu einer nicht vernachlässigbaren, potentiell schädigenden Wärmeentwicklung und einhergehenden dissipativen (Effizienz-)Verlusten führen. Daneben geht mit einem erhöhten ESR eine erhöhte Restwelligkeit der Spannung einher, welche zu Regelkreisinstabilitäten des Schaltwandlers führen kann. Typischerweise erhöht sich der ESR deutlich unterhalb von Temperaturen von $10C$. ESL wirkt sich hingegen nachteilig auf das hochfrequente Verhalten des Kondensators aus, sodass hochfrequente Restwelligkeiten schlechter gefiltert werden [48].

2.4. Schutzschaltungen

Ein für den autonomen Betrieb von Raumfahrzeugen fundamentales Konzept besteht im dem Paradigma der Fault Detection, Isolation and Recovery (FDIR). Nach diesem gliedert sich das Fehlermanagement eines Systems in die Fehlererkennung oder Diagnostik, der Isolation, also dem unschädlich machen des Fehler, um eine Fehlerausbreitung zu verhindern, sowie der Wiederherstellung des vorausgegangenen fehlerfreien Betriebs [49][50].

2.4.1. Fehlerfälle

2.4.2. Strombegrenzung/LCLs

Eine wichtige und in der Raumfahrt verbreitete Ausprägung dieses Konzepts stellen Latching Current Limiter (LCL) dar. Dabei handelt es sich um Funktionsblöcke eines Schaltkreises, die die drei wesentlichen Eigenschaften des FDIR-Ansatzes schaltungstechnisch implementieren. Die selbstständige Wiederherstellung des nominalen Betriebs obliegt dabei allerdings nicht allen LCL-Varianten.

Der in Abbildung 2.11 gezeigte funktionale Aufbau dieser Funktionsblöcke verdeutlicht, dass es sich beim LCL grundlegend um einen komplexen Schalter handelt. Dieser wird typischerweise mit

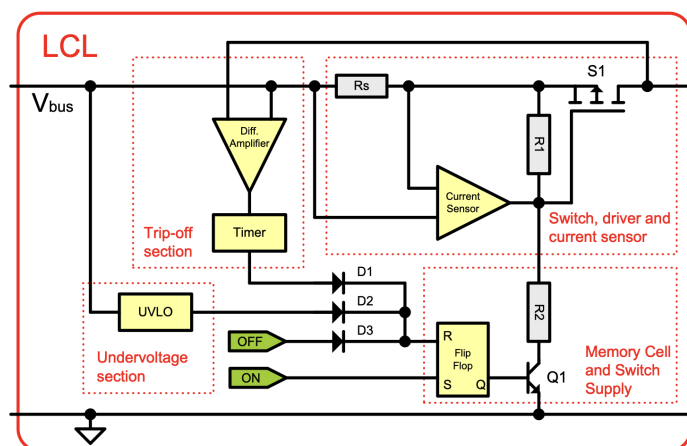


Abbildung 2.11.: Konzeptioneller Aufbau eines Latching Current Limiter [51]

einem Leistungstransistor (S1) realisiert und ist im nominalen Betrieb eingeschaltet, sodass durch diesen ein Strom zu einer Last beziehungsweise zu einem Verbraucher führen kann. Über einen in Reihe geschalteten Stromsensor wird im Fall eines gemessenen Überstroms der Transistor in einen strombegrenzenden Betriebsmodus versetzt. Für einen FET ist dies der Betrieb im linearen Bereich. [52] In dem Fall registriert ein Trip-off-Schaltungsteil, zum Beispiel ein Differenzverstärker, die Abschaltung des Transistors und triggert einen Timer. Sofern die Strombegrenzung fortbesteht und der Timer parallel mit der sogenannten Trip-off-Zeit ausläuft, erfolgt eine vollständige Abschaltung des Schalters und somit die Isolation der abgeschalteten Last. Reduziert sich andernfalls der Überlaststrom wieder unterhalb des Schwellwertes vor der Trip-off-Zeit, erfolgt wieder ein vollständiges Einschalten des Schalters. Damit ist der niederohmige Pfad zur Last wiederhergestellt. Sofern der abgeschaltete LCL kein entsprechendes, externes Kommandierungssignal empfängt, verharrt dieser im ausgeschalteten Zustand ohne eine Möglichkeit erneut einzuschalten, unabhängig davon ob weiterhin eine Überlast anliegt. Eine Sonderform bildet diesbezüglich der retriggerable (wiederauslösbare) Latching Current Limiter RLCL, welcher stets versucht nach einer bestimmten Abschaltdauer den eingeschalteten Zustand einzunehmen, unabhängig davon welche Last anliegt. [51]

3. Konzeptioneller Systementwurf

3.1. Anforderungen

Um eine Grundlage für fundierte Entwurfsentscheidungen zu schaffen, müssen die Anforderungen an das zu entwickelnde System identifiziert werden. Dazu ist es von elementarer Bedeutung die Randbedingungen und operativen Modi des Systems zu betrachten, aus denen sich die Anforderungen herleiten lassen. Die Randbedingungen werden durch den Auftraggeber, das DLR, beziehungsweise die bestehende Systemarchitektur des NDS vorgegeben. Daneben gilt es weitere Randbedingungen offenzulegen, die sich aus möglichen Betriebszuständen des Systems und dabei auftretenden Fehlerfällen ableiten. Methodisch bietet sich dazu eine Failure-Modes-and-Effects-Analyse (FMEA) an. In dieser werden sämtliche Fehlerfälle von Einzelkomponenten gesammelt sowie potentielle Ursachen und Konsequenzen in Bezug zum restlichen System analysiert. Als Resultat dieser Analyse ergibt sich eine Empfehlung zur Behandlung des jeweiligen Fehlerfalls, welche sich direkt in eine entsprechende Anforderung übertragen lässt. Mit zunehmendem Projektfortschritt lassen sich die gesammelten Anforderungen sukzessiv durch detailliertere Anforderungen ergänzen oder gegebenenfalls ersetzen. Dies liegt beispielsweise im Auftreten neuer Erkenntnisse nach der Komponentenauswahl begründet und ist somit dem zunehmendem Detaillierungsgrad während des Entwurfsprozesses geschuldet.

3.1.1. Initiale Anforderungen

Als initiale Anforderungen seien in dieser Arbeit solche Anforderungen bezeichnet, welche bereits im Vorfeld des Entwurfsprojekts der Steuerelektronik durch den Auftraggeber festgelegt sind. Neben den Anforderungen aus dessen Design Description (Entwurfsbeschreibung), welche sich als Lastenheft auffassen lässt, zählt dazu auch die Wunschanforderung ein weitgehend raumfahrttaugliches Design zu erzielen. Raumfahrttauglich ist dabei ein weit gefasster Begriff, welcher nicht mit raumfahrtqualifiziert zu verwechseln ist. Vielmehr steht dieser für die folgenden Implikationen.

- Verwendung von Bauteilen mit erweiterten Betriebsbereichen hinsichtlich der Umgebungsbedingungen im Weltraum
- Betriebstüchtigkeit der Elektronik bei einer nach ECSS-E-ST-20C spezifizierten Busspannung von 28 VDC \pm 4 V [53]
- Autonomer und fernsteuernder Betrieb der Steuerelektronik

Mit dem COTS-basierten Entwurfsansatz und der Berücksichtigung der Umgebungsbedingungen im Weltraum bedeutet dies, dass für die Bauteilauswahl ein zulässiger Temperaturbereich zu definieren ist. Dabei ist eine mindestens zulässige Bauteiltemperatur von $T_{Derate} = \min(110^\circ \text{C}, T_{max} + 40^\circ \text{C})$ entsprechend eines ECSS-konformen Deratings, dem Herabsetzen der Betriebswerte, anzusetzen. T_{max} wird dabei durch die im Rahmen der Mission und für die Elektronik angenommene höchste thermische Last vorgegeben. Ebenso sind demnach vorzugsweise Bauteile mit verfügbaren Strahlungstestdaten für den Entwurf zu verwenden (s. 2.2.2), da diese erste Anhaltspunkte für die Zuverlässigkeit der jeweiligen Komponenten mitbringen. Generell bieten sich COTS-Teile mit

erhöhten Qualitätsstandards wie „Enhanced Products«oder Komponenten, die für militärische oder automobiler Anwendungen qualifiziert sind, als Ersatz für raumfahrtqualifizierte Bauteile an. Diese Bauteile werden herstellerseitig Qualitätstests unterzogen, die über die Testprozeduren von Standardbauteilen hinausgehen [54]. Als Beispiel seien Bauteile gemäß Automotive Electronics Council Q100-Standard genannt, welche einer zusätzlichen Prüfung vor und nach einer Zuverlässigkeitsbelastung bei Raumtemperatur und erhöhter Temperatur unterzogen werden. Ohne Q100-Qualifikation reduziert sich diese Testprozedur auf die Prüfung nach einer Zuverlässigkeitsbelastung bei Raumtemperatur [55]. Dementsprechend ist die gewährleistete Zuverlässigkeit ohne Qualifikation reduziert.

Die Forderung nach einem autonomen Betrieb, welche unter anderem in der erschwerten Reparierbarkeit eines RFZ während der Mission begründet ist, führt unmittelbar auf die Forderung nach einer autonom koordinierenden und überwachenden Instanz. Diese trifft Entscheidungen bezüglich des Betriebsablaufes in Abhängigkeit der Systemeingänge, wie zum Beispiel Messdaten der Sensorik, und kommandiert diese Entscheidungen an die Systemausgänge, als da wären Aktuatoren. Eine derartige Schaltzentrale, sowie eine damit verbundene Kommunikationsschnittstelle für den Fernzugriff werden durch das DLR vorgegeben. Dabei handelt es sich um einen STM32F407-Mikrocontroller sowie eine CAN-Busschnittstelle. Der bis 3.6 V-betreibbare Mikrocontroller besitzt 144-Pins, wovon 114 als digitaler Eingang oder Ausgang fungieren können [56].

Weiterführende Vorgaben liefert die Design Description (Konstruktionsbeschreibung) des DLR. Übersetzt in eine Anforderungsliste sind diese in Tabelle 3.1 aufgeführt. Die darin aufgeführten Abmessungen der Platine (engl.: Printed Circuit Board -PCB) sind in Abbildung 3.1 gezeigt und sind entsprechend einer Kompatibilität mit weiteren Platinen und Onboard-Rechnern gestaltet.

Tabelle 3.1.: Anforderungen an die Steuerelektronik gemäß des Lastenheftes des DLR. F = Funktionalität, H = Hardware

| Komponente | Typ | Nummer | Anforderung | Wert | Einheit |
|-------------------|-----|---------|---|-----------|---------|
| | F | 2.00.00 | Strommessung an allen Ausgängen der Steuerelektronik | | |
| | F | 2.00.01 | Strom- und Spannungsmessung an allen Konvertern (Eingang und Ausgang) | | |
| | H | 2.00.02 | Isolation von fehlerhaften Komponenten über Schalter mit Stromüberwachung | | |
| | F | 2.00.03 | Mechanische Schnittstelle & PCB-Abmessungen | „ICA UMF“ | |
| | F | 2.00.04 | Busspannung | 24 | VDC |
| Dosierungseinheit | F | 2.01.00 | Schrittmotortreiberschaltung für den Schrittmotor einer Peristaltikpumpe | 6 | Stk. |
| | F | 2.01.01 | Sensorinterface für Drehgeber | 6 | Stk. |

| | | | | | |
|--------------------------|---|---------|--|-------------------|-------|
| | F | 2.01.02 | Sensorinterface für Drucksensor der Stock Solution Tanks | 6 | Stk. |
| Zirkulationspumpe | F | 2.02.00 | Pumpentreiberschaltung (Schalter) | 2 | Stk. |
| | H | 2.02.01 | Nennspannung des Pumpentreibers | 24 | VDC |
| | H | 2.02.02 | Maximalstrom des Pumpentreibers | 5 | A |
| | F | 2.02.03 | Sensorinterface für Differenzdrucksensor des Filters | 2 | Stk. |
| | F | 2.02.04 | Analogausgang zur Drehzahlregelung | 2 | Stk. |
| | H | 2.02.05 | Ausgangsspannungsbereich des Analogausgangs zur Drehzahlregelung | 1-5 | VDC |
| Sensorik | F | 2.03.00 | Analogeingang für externen Sensor | 8 | Stk. |
| | H | 2.03.01 | Eingangssignalgröße des Analogeingangs für externen Sensor | 4-20mA oder 1-10V | mA, V |
| | F | 2.03.02 | Sensorspannungsversorgung | 8 | Stk. |
| | H | 2.03.03 | Nennspannung der Sensorspannungsversorgung | 5 oder 24 | VDC |
| | F | 2.03.04 | Analogeingang mit RTD-Sensorschaltung | 8 | Stk. |
| Diverse, Multifunktional | F | 2.04.00 | Schaltausgang 24V | 5 | Stk. |
| | H | 2.04.01 | Ausgangsspannung - Schaltausgang 24V | 24 | VDC |
| | H | 2.04.02 | Maximalstrom - Schaltausgang 24V | 1 | A |
| | F | 2.04.03 | Schaltausgang 5V | 5 | Stk. |
| | H | 2.04.04 | Ausgangsspannung - Schaltausgang 5V | 5 | VDC |
| | H | 2.04.05 | Maximalstrom - Schaltausgang 5V | 1 | A |
| | F | 2.04.06 | Digitaleingang | 10 | Stk. |

3.1.2. FMEA

Damit der Mikrocontroller im Betrieb korrekte Entscheidungen treffen kann und entsprechende Kommandos generiert, müssen alle relevanten Größen zur Verfügung stehen. Aus diesem Grund sollen die benötigten Größen im Rahmen des Systementwurfs identifiziert werden.

3 Konzeptioneller Systementwurf

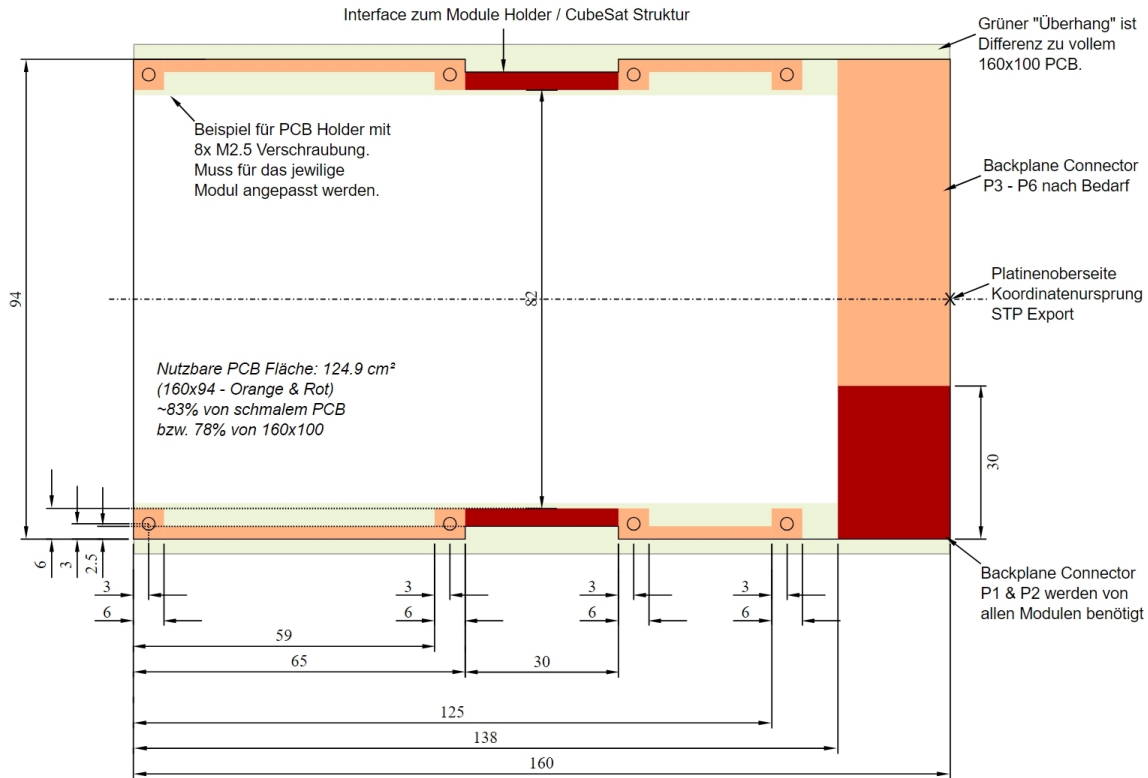


Abbildung 3.1.: ICA UMF Abmessungen. Rote Bereiche sind reservierte, freizuhaltende Bereiche. Orange Bereiche sind anwendungsabhängig freizuhalten.

Ausgehend vom bestehenden Systemaufbau (Abschnitt 2.1.2) und den Vorgaben der Design Description lässt sich anhand der identifizierten Größen ein Überwachungskonzept erstellt werden, welches die laufende Ermittlung dieser Größen im Betrieb sicherstellt.

Die Identifikation dieser Größen erfolgt anhand einer Failure Modes and Effects Analyse (FMEA), welche zu diesem Zweck und zur Erweiterung der Anforderungsliste durchgeführt wird. Nach ECSS-Q-ST-30-02C der European Cooperation for Space Standardization (ECSS) ist eine FMEA für jeden Betriebsmodus des RFZ durchzuführen. Die Anzahl und Typen der Betriebsmodi hängen vom jeweiligen Missionsprofil ab. Um den Umfang dieser Arbeit nicht ausufern zu lassen, beschränkt sich die FMEA ausschließlich auf den Nennbetriebsmodus, da in diesem jede Hardware-Komponente einen Fehler potentiell induzieren könnte.

Da zum Zeitpunkt dieser Arbeit kein entgültig feststehendes Missionsprofil vorliegt, ist in Anbetracht des raumfahrtorientierten Entwurfs das folgende fiktive Szenario als Legitimation des Nennbetriebsmodus anzunehmen. Das Habitat-Modul mit dem integrierten NDS wird nach dem Transport durch den Launch-Service-Provider (LSP) an ein bereits in Betrieb befindliches Zentralhabitat gedockt. Dieses stellt die eigene kontinuierliche Energieversorgung und die der Nachbarhabitate durch dedizierte Energiequellen sicher. Ebenso stellt das Zentralhabitat den Anschluss an weitere Subsysteme wie das Kommunikationssystem, welches Kommunikationskanäle zu terrestrischen Bodenstationen ermöglicht. Die Energieversorgung der Dosier-Steuerelektronik erfolgt durch die PCDU des NDS. Sofern nach der Inbetriebnahme über einen Ramp-Up-Modus oder anschließend kein kritischer Fehler auftritt, der eine Modusdegradation in einen Safe-Modus erfordert, verharrt die Dosierelektronik im Nennbetrieb.

Die Vorgehensweise dieser FMEA ist in Bezug auf die Komponententypen strukturiert und nicht

auf jede Einzelkomponente. Beispielsweise werden die Fehlerfälle der Sensorik allgemein und nicht von Leitfähigkeitssensor und ph-Wertsensor separat analysiert. Die Design Description gibt die Gleichheit der tolerierbaren Betriebsgrenzen beider Sensoren bereits vor, wodurch eine separate Behandlung aus elektronischer Sicht als hinfällig betrachtet wird.

Die zu analysierenden Zusammenhänge vereinfachen sich dadurch auf die in Abb. 3.2 gezeigte Struktur, entlang der sich Fehler auf der Platine oder im System ausbreiten können. Die Pfeile beschreiben den Signal- oder Leistungsfluss.

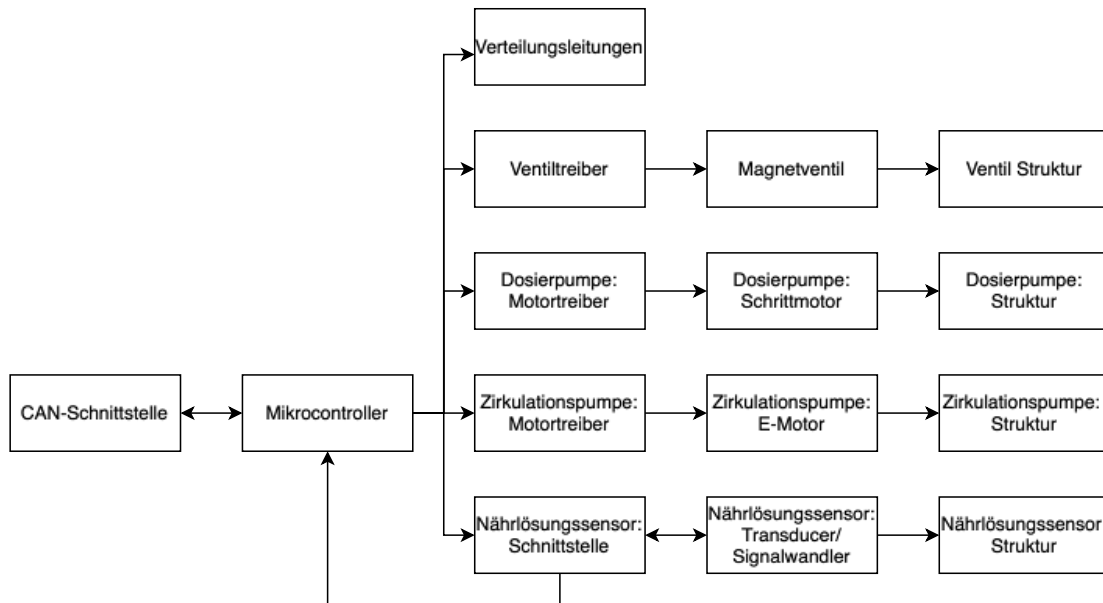


Abbildung 3.2.: Vereinfachung

Um die Fehlerursachen besser eingrenzen zu können, wird die Struktur hinsichtlich der externen Komponenten unterteilt in die Mechanik („Struktur“), die Komponente selber und ihre elektrische Schnittstelle auf der Platine. Auf dieser Grundlage lassen sich mit einer FMEA mögliche Fehler in Bezug auf die Entstehung und Auswirkungen analysieren und Maßnahmpotentiale in Form von Monitoring-Anforderungen ableiten. Die gewählte Vorgehensweise orientiert sich dabei an dem Standard ECSS-Q-ST-30-02C. Nach diesem Standard werden in der FMEA in Bezug auf ein zu entwerfendes funktionales System - in diesem Fall die Platine einer Steuerungselektronik - folgende Schritte durchlaufen.

1. Funktionale Analyse des Systems inklusive der Identifikation von Schnittstellen, Abhängigkeiten, Missions- und Betriebsphasen
2. Definition der Fehlerfälle jeder Systemkomponente unter der Bedingung, dass nur Einzelfehler auftreten
3. Definition der Worst-Case-Auswirkungen jedes Einzelfehlers auf die jeweilige Komponente und das System
4. Zuordnung eines Schweregrads zu jedem Fehlerfall
5. Festlegung von Fehlerdetektionsmaßnahmen
6. Festlegung von Fehlerpräventionsmaßnahmen oder je nach Schweregrad zusätzlicher Maßnahmen
7. Dokumentation

Die Dokumentation des FMEA-Prozesses erfolgt tabellarisch, wie in Tab. 3.2 exemplarisch für

3 Konzeptioneller Systementwurf

den Dosierpumpenzweig aus Abb. 3.2 gezeigt. Abweichend zum ECSS-Standard wird von einer fehlerspezifischen Zuordnung eines Schweregrads abgesehen, da die FMEA an dieser Stelle primär als Hilfsmittel zur generellen Identifikation von potentiellen Fehlerfällen und -typen dient. Eine Kategorisierung insbesondere zusätzlicher unkritischer Fehler stellt einen unverhältnismäßigen Mehraufwand dar.

| Block/ Funktion | Potentieller Fehlerfall | Potentielle Fehlerauswirkung(en) | Potentielle Ursache(n) | Empfohlene Maßnahme(n) |
|---------------------------|---|--|--|--|
| Dosierpumpe: Motortreiber | Verlust der Ausgangsleistung | RK-Instabilität: Fehlkonditionierung der Nährlösung (FKN) | Bauteildefekt, Zuleitungsdefekt, Unterspannung des Mainbus | Detektion: Strom-, Spannungsmessung Schutz: Überstrom-, Überspannungs-, Unterspannungsschutz, thermische Drosselung |
| | Fehlausgabe: Abweichende Leistung, Zeit oder Vorzeichen | RK-Instabilität: FKN, thermische oder mechanische Überlastung Schrittmotor | EMI, Bauteildefekt | Detektion: Strom-, Spannungsmessung Schutz: Überstrom-, Unter-/Überspannungsschutz, therm. Drosselung |
| Dosierpumpe: Schrittmotor | Schrittmotor dreht nicht | RK-Instabilität: FKN, thermische Überlastung Schrittmotor | Zuleitungsdefekt, Windungsunterbrechung, Windungskurzschluss, mechanische Überlast durch Rotorblockage, thermische Überlastung | Detektion: Strom-, Drehgeber-, Temperaturmessung |
| | Abweichendes Folgen der Kommandierung/Anregung | RK-Instabilität: FKN, thermische o. mechanische Überlastung Schrittmotor | Zuleitungsdefekt, mechanische Überlastung (Rotorblockage), thermische Überlastung | Detektion: Strom-, Drehgeber-, Temperaturmessung, ggf. Vibrationsmessung |
| Dosierpumpe: Struktur | keine Flüssigkeitsförderung | RK-Instabilität: FKN, Überlastung Schrittmotor, Defekt Pumpaufsatz | Verlust Welle-Nabe-Verbindung, mechan. Pumpaufsatzdefekt, Verstopfung (Kontamination) | Detektion: Feststellbar über Nährlösungssensoren (Konzentrationsabweichung) o. Pegelsensoren der Speichertanks |
| | Verminderte Flüssigkeitsförderung | RK-Instabilität: FKN | Verminderte Welle-Nabe-Verbindung, Pumpaufsatzdefekt, Verstopfung (Kontamination) | Detektion: Drehgebermessung & Flussmessung oder Pegelmessung i. Speichertanks, |

Tabelle 3.2.: FMEA der Dosierpumpe

Für jeden Funktionsblock aus Abb. 3.2 ergibt sich ein Zeilenblock mit mehreren potentiellen Fehlerfällen (Failure Modes). Zu jedem Fehlerfall gibt es mindestens eine Konsequenz für die Komponente, die restliche Steuerungselektronik oder das gesamte NDS. Ebenso werden die mit dem Fehler assoziierten Fehlerursachen in der gleichen Zeile des Fehlers aufgeführt.

Die Ursachen dienen in der benachbarten Spalte als Grundlage für Handlungsempfehlung. Neben möglichen protektiven Maßnahmen (z.B. Überstromschutz) umfassen diese Empfehlungen auch präventive Optionen (z.B. Messgrößenerfassung) Sofern die Handlungsempfehlung umgesetzt wird, wird diese in Form einer oder mehrerer Anforderungen in das Pflichtenheft übernommen. Das Pflichtenheft dient als Ansatzpunkt für den tatsächlichen Entwurf der Schaltung. Fehlerfälle,

3.2 Konzept zur Überwachung elektromechanischer Komponenten des Dosierungssystems

Ursachen und Effekte stammen unter anderem aus [57] [58] und dem Anhang von ECSS-Q-ST-30-02C.

3.2. Konzept zur Überwachung elektromechanischer Komponenten des Dosierungssystems

Aus den Handlungsmaßnahmen der FMEA hervorgegangen ist die in Abbildung 3.3 dargestellte und blau markierte Sensorik zur Komponentenüberwachung des Dosierungssystems des NDS.

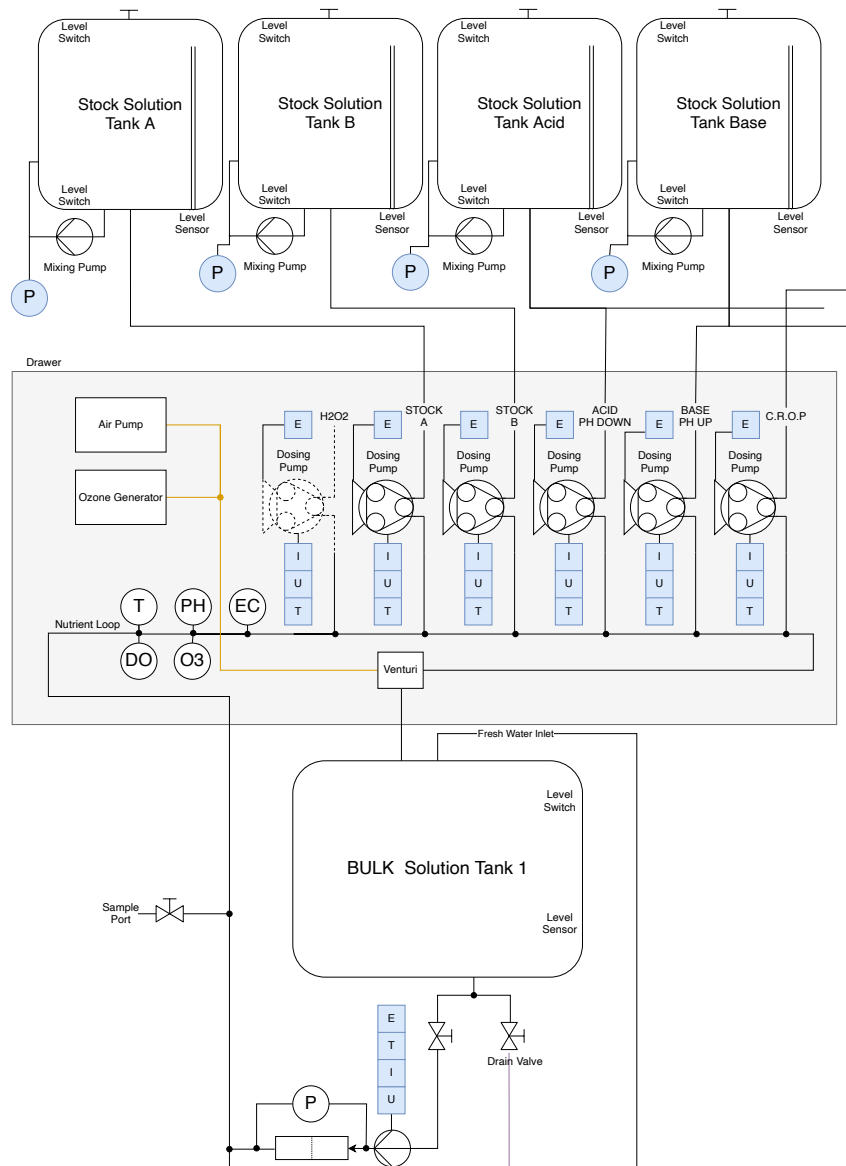


Abbildung 3.3.: Blockdiagramm mit den hinzugefügten Komponenten zum Monitoring der elektromechanischen Komponenten (blau). E = Drehgeber (Encoder), T = Temperatursensor, I = Stromsensor, U = Spannungssensor

Für die Funktionalität des Dosierungssystems ist neben den Schrittmotoren der sechs Peristaltikpumpen, auch die Zirkulationspumpe, in 3.3 ganz unten zu sehen, von besonderer Bedeutung. Ein Ausfall dieser Komponenten würde den Konditionierungs-RK in absehbarer Zeit zum Erliegen

bringen. Für die Durchmischungspumpen der Speichertanks der Nährlösungsbestandteile, gilt dies nicht im gleichen Maße. Ein Pumpenausfall diesen Typs führt langfristig zu Festkörperablagerungen der Lösungsbestandteile. Kurzfristig drohende Fehldosierungen sind aufgrund der noch vor dem Bulk Solution Tank 1 liegenden Peristaltikpumpen nicht zu erwarten. Die Erfassung des Pumpenausfalls ist aus diesem Grund primäreres Überwachungsziel hinsichtlich dieser Komponente. Für die Detektion des Ausfalls reicht ein Drucksensor stromabwärts einer Durchmischungspumpe aus, sodass eine Unterscheidung der Funktionstüchtigkeit anhand der tatsächlichen Flüssigkeitsbewegung getroffen werden kann.

Der kritischere Fall eines Peristaltikpumpenausfalls oder einer bösartigen Fehlfunktion, die auf eine Fehldosierung hinauslaufen könnte, sollte nach Möglichkeit frühzeitig erkannt werden. Bereits aus den elektrischen Grundgrößen Spannung und Strom lassen sich wichtige Fragestellungen des Monitorings beantworten. Dazu zählt die Feststellung der abgerufenen Leistung eines Schrittmotors zur einer bestimmten Zeit und damit dem verfügbaren Spielraum zum Leistungsmaximum. Ein Vorteil dieser Art Sensorik ist eine mögliche Implementierung auf der Platine des Nutrient Solution Conditioning Control Boards (NSCCB) ein damit verbundener Zugewinn an Kompaktheit. Weiterhin können im Rahmen einer prädiktiven Überwachung Alterungserscheinungen, dazu seien an dieser Stelle Strahlungseffekte hinzugezählt, zum Beispiel anhand des Stromverbrauches, analysiert werden.

Um eindeutig eine Bewegung des Schrittmotorrotors entsprechend der Kommandierung feststellen zu können, bedarf es weiterer Sensorik. Diese Information kann entweder über eine Erfassung der Flüssigkeitsbewegung, beispielsweise mittels Flusssensor, abgeleitet werden oder über einen dedizierten Drehgeber direkt gemessen werden. Letztere Variante wird als einfacher zu implementieren eingeschätzt, da keine zusätzlichen Schnittstellen im Leitungssystem des NDS benötigt werden. Die betriebliche Wirkung der Peristaltikpumpen auf das Fluidsystem kann über die Nährlösungssensoren sowie die Pegelstandssensoren in den Tanks auch ohne zusätzliche Flüssigkeitssensorik ermittelt werden.

Ein Temperatursensor kann zudem dazu eingesetzt werden, die tatsächliche Leistungsgrenze des Schrittmotors während des Betriebes zu definieren und einer Überlastung durch Überhitzung zuvor zu kommen. Alternativ kommen Bewegungssensoren zur Vibrationsmessung in Betracht.

Da für die Zirkulationspumpe überwiegend die gleichen Anforderungen wie an die Peristaltikpumpen gelten, wird für diese Komponente die gleiche Monitoring-Konfiguration angesetzt.

3.3. Konzeptioneller Aufbau der Steuerelektronik

Mit den Anforderungen des Lastenhefts (3.1) sowie der im Rahmen der Konzipierung des Komponenten-Monitorings (3.2) durchgeführten FMEA lässt sich eine Systemarchitektur ableiten. Bei der Herleitung des Blockschaltbildes in Abbildung 3.4 gilt es die funktionalen Blöcke aus dem Lastenheft zu identifizieren und diese in Beziehung zu setzen.

Dabei ist zwischen Versorgungsverbindungen zum Betrieb des jeweiligen Blocks (rote Pfeile) und Signalverbindungen zwecks eines Informationsflusses (schwarze Pfeile) zu differenzieren. Anhand der Handlungsempfehlungen der FMEA lassen sich weitere Blöcke, die der Kategorie Fault Detection, Isolation and Recovery (FDIR) zuzuschreiben sind, hinzufügen[50]. Diese dienen primär der Isolation von Fehlern, um eine Ausbreitung im System zu vermeiden. Ist der Fehler behoben, kann eine Wiederherstellung (engl.: Recovery) der ursprünglichen Funktionalität erfolgen

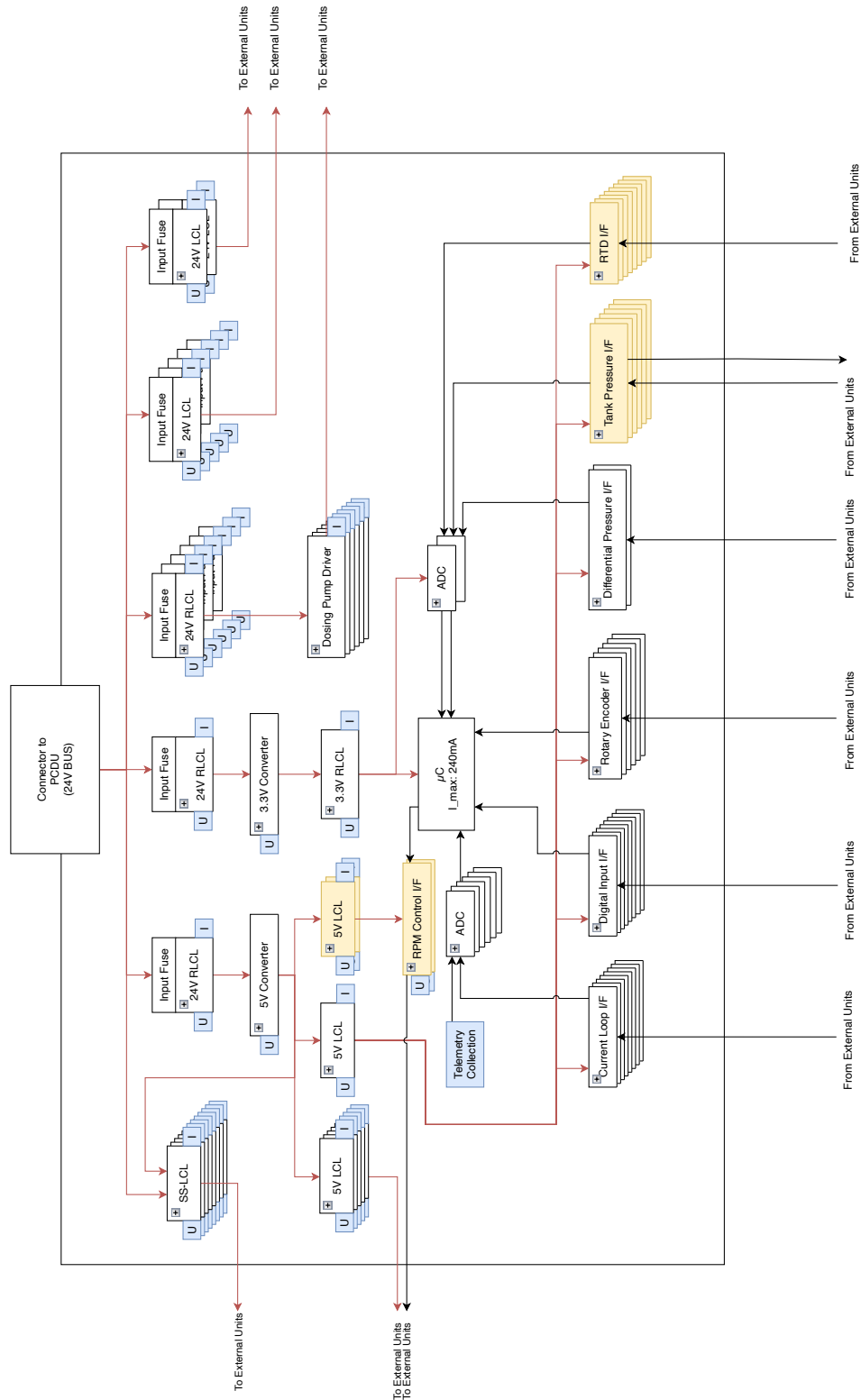


Abbildung 3.4.: Blockschaltbild zur Übersicht der funktionalen Struktur der Steuerelektronik

bzw. die gesperrte Verbindung wieder freigegeben werden. Die Fehlerdetektion (engl.: Fault Detection) wird durch die adjazenten Telemetrieblocke in blau abgedeckt, welche die am jeweiligen Funktionsblock aufgezeichneten Messdaten über die Telemetry Collection (Telemetriesammlung) sowie den ADCs und schließlich zum Mikrocontroller (μC) weiterleiten. Die Pfeilrichtung kennzeichnet die Leistungs- oder Signalfussrichtung. Dies bedeutet, dass eine Fehlerisolation eines LCL-Blocks beispielsweise eine Sperrung des Pfades des abgehenden Pfeils aufweist jedoch nicht in die Gegenrichtung. Mit Ausnahme des „RPM Control I/F“-Blocks sind die Ausgangssignale des Mikrocontrollers der Übersicht halber ausgeblendet, da nahezu alle Blöcke Steuersignale des Mikrocontrollers empfangen. Für die Versorgung der MCU wird laut Anforderung eine 3.3 V-Versorgungsspannung benötigt. Dies erfordert einen Spannungswandler, welcher die 24 V Busspannung reduziert. Da sowohl die MCU als auch der Spannungswandler funktionskritische Aufgaben erfüllen müssen, ist eine autonome, unmittelbare Wiederherstellung der Versorgungspfade zu diesen Einheiten anzustreben. Dazu eignen sich besonders RLCLs. Analog stellen auch der 5 V-Konverter sowie die Schrittmotortreiber der Dosierpumpen eine funktionskritische Last dar, welche mittels RLCL vor potentiell schädigenden Fehlereinflüssen der Bauteile geschützt werden müssen. Als letzte Instanz der Schutzmaßnahmen werden alle direkt an den 24 V-Bus angeschlossenen Lasten, wie die LCL zur Sensorversorgung (engl.: Sensor Supply - SS), und damit alle Versorgungspfade mit einer Sicherungen gegen Überströme abgesichert.

Optionale Funktionsblöcke, die aus optionalen Anforderungen hervorgegangen sind, sind in Gelb hervorgehoben.

4. Implementierung

Auf Grundlage des Systementwurfs im vorherigen Kapitel folgt an dieser Stelle die funktionale Umsetzung der Steuerelektronik, die in der physischen Implementierung eines Schaltkreises mündet. Dazu müssen geeignete Bauteile ausgewählt werden. Typischerweise handelt es sich um integrierte Bauteile, um den Platzanforderungen, vorgegeben durch die Platine, gerecht zu werden. Zuvor erfordert die Auswahl jedoch eine Identifizierung und Sammlung von Anforderungen bzw. Spezifikationen der in Frage kommenden Komponenten. Anschließend lassen sich die Spezifikationen gegenüberstellen, um anhand der Anforderungen eine belastbare Entscheidung zur Auswahl zu treffen. Nach Möglichkeit erfolgt nach der Auswahl eines Bauteils eine Simulation in LTSpice in der die Konfiguration zusätzlicher externer Komponenten sowie Toleranzen in Bezug zur Snippet-Funktionalität angepasst und verifiziert werden kann. Ein entsprechendes SPICE-Modell kann in vielen Fällen direkt vom Hersteller geladen werden. Nach Anforderung... ist die Schaltkreis- und Platinendefinition in KiCAD vorzunehmen. Dies setzt die Erstellung bzw. Einbindung des Schaltzeichensymbols, dem Footprint (Platinenfußabdruck) und eines 3D-Modells in die integrierte Bauteilbibliothek von KiCAD voraus. Die Schaltzeichen werden für die Schaltkreisdefinition zu einem Schaltplan miteinander verknüpft. Dieser stellt eine Abbildung der Platinendefinition auf höherem Abstraktionsniveau dar. Die Beziehungen zwischen den Symbol- bzw. Footprint-Verknüpfungen beider Abstraktionsniveaus stellt KiCAD dabei (halb-)automatisch her. Somit bleibt für die Platinendefinition im wesentlichen nur noch die Platzierung der Footprints innerhalb der Platingrenzen und das geführte Einzeichnen der physischen Verknüpfungen, den Leiterbahnen, mit Hilfe der Halbautomatischen Router-Funktion in KiCAD übrig. Das Routing wird dabei derart geführt, dass Leiterbahnen nur gemäß den Verbindungen des Schaltplans eingezeichnet werden können. Ergebnis dieses Prozesses sind die Fertigungsdateien, sogenannte Gerber-Dateien, zur Einreichung bei einem Platinenhersteller.

4.1. Komponentenauswahl

Der Entwicklungstreiber des COTS-basierten Entwurfes birgt für den Auswahlprozess der Komponenten unterschiedliche Chancen und Risiken. Durch das Zulassen von Bauteilen ohne Raumfahrtqualifizierung ergibt sich eine größere Auswahl an elektrischen Bauteilen, insbesondere integrierten Schaltkreisen (IC). Diese bieten häufig den Vorteil einer überlegenen Leistungsfähigkeit bei größerer Kompaktheit und einem verminderten Entwicklungsaufwand gegenüber diskreten Schaltkreisen. Auf der anderen Seite werden diese bei fehlender Raumfahrtqualifizierung nicht vom Hersteller strahlungstestet [55].

Folglich werden im Gegensatz zu strahlungsharten oder -toleranten Bauteilen typischerweise keine Quantifizierung der Strahlungseffekte vom Hersteller angeboten.

Darüber hinaus erschweren signifikante Schwankungen in der Anfälligkeit der Bauteile zusätzlich einen qualifizierten Einsatz in der Raumfahrt. Diese können zurückgeführt werden auf unterschiedliche Produktionsanlagen einer Bauteilcharge eines Herstellers sowie der Freiheit des Herstellers Produktänderungen ohne Kundenbenachrichtigung vorzunehmen [42].

In einigen Fällen sind bereits durch Dritte Ergebnisse von Strahlungskampagnen mit COTS publiziert worden. Aktive Datenbanken, in denen diese Ergebnisse gesammelt werden, sind die „GSFC Radiation Data Base“ des NASA Goddard Space Flight Centers [59], die „ESA Radiation Test Database“ der ESA sowie die jährlichen IEEE-Veröffentlichungen der „European Conference on Radiation and its Effects on Components and Systems“ (RADECS) [60].

Die Datenbankeinträge ermöglichen eine Vorauswahl der Bauteile in zweifacher Hinsicht. Erstens kann die Vielzahl der zur Verfügung stehenden Bauteile durch das Ausschließen von Komponenten ohne Strahlungstestdaten sinnvoll eingegrenzt werden. Zweitens bieten die vorliegenden Daten eine Grundlage zur Aussonderung von Bauteilen aufgrund mangelnder Strahlungstoleranz, obgleich diese Informationen nicht für eine vollständige Qualifizierung der Bauteile ausreichen.

Für die Qualifizierung von COTS-Bauteilen ist in jedem Fall die Empfindlichkeit einer Charge, deren Homogenität sichergestellt ist, mittels Strahlungstests zu verifizieren [42].

Sofern nach dieser Vorauswahl mehrere Bauteile zur Verfügung stehen, lassen sich weitere Anforderungen an das Bauteil bzw. den Funktionsblock hinzuziehen, um eine fundierte Bauteilauswahl zu erzielen.

Diese Gegenüberstellung der Anforderungen und Spezifikationen wird im folgenden Abschnitt anhand der Auswahl der Schrittmotortreiber der Dosierpumpen demonstriert.

4.1.1. Schrittmotortreiber

Nach Anforderung 2.01.00 aus Tabelle 3.1 ist eine Schrittmotortreiberschaltung zur Ansteuerung der Peristaltikpumpen zu entwerfen. Da es sich bei den Peristaltikpumpen, um jeweils das gleiche Schrittmotormodell (NEMA 17) handelt, ist es hinreichend für alle sechs Pumpen den jeweils gleichen Treiberschaltkreis zu verwenden. Zur Auswahl stehen integrierte Schrittmotortreiber mit oder ohne integrierte Feldeffekttransistoren (FET). Letztgenannte werden auch unter der Bezeichnung Gate-Treiber vertrieben. Aufgrund des größeren Platzbedarfs externer FETs werden Gate-Treiber als Ersatzoption betrachtet und es werden ausschließlich Schrittmotortreiber mit integrierten FETs in den Auswahlprozess einbezogen.

Da sich im Rahmen dieser Arbeit die Gelegenheit aufgetan hat, die Cobalt-60 Strahlungsquelle des Helmholtz-Zentrums für Materialien und Energie nutzen zu können, besteht für die Auswahl der Schrittmotortreiber keine Einschränkung bezüglich vorliegender Strahlungstestergebnisse. Bauteile mit vorhandenen Testergebnissen werden allerdings bevorzugt. Die in Betracht kommenden Treiber müssen den in Tab. B.1 des Anhangs B genannten Anforderungen genügen. Anhand der Anforderungen des Eingangsspannungsbereichs von 0 VDC – 32 VDC (Req. 09.00.02) und des höchsten zulässigen Stroms je Motorphase von 2 A (Req. 09.00.01) lässt sich bereits ein Großteil der verfügbaren Treiber aussortieren. Eine weitere Reduktion der Anzahl an Kandidaten lässt sich erreichen, indem (digitale, serielle) Kommandierschnittstellen (ohne Kommunikationsstandard) wie SPI (Serial Peripheral Interface), oder I^2C vermieden werden (Req. 09.00.06). Dies hat den Hintergrund, dass es sich dabei häufig um vergleichsweise komplexe Schaltungsbereiche im IC handelt, die besonders strahlungssensitiv sind und daher als fehleranfälliger betrachtet werden. Ein weiteres Kriterium stellt die Fähigkeit des Microsteppings dar. Diese erlaubt eine feinere Schrittauflösung als die Nennauflösung des Motors durch das zyklisch variierende Aufteilen des Gesamtmotorstroms auf die beiden Motorphasen. Dieses kann eine flüssigere, vibrationsärmere und ggf. leisere Rotorbewegung zur Folge haben. Da die potentielle Missionen bemannter Natur sind, ist ein möglichst geringer akustischer Störeinfluss der Motoren anzustreben, um die Belastung der Besatzung zu minimieren. Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, dass sich das verminderte Drehmoment als ein Nachteil des Microsteppings bemerkbar machen kann [61]. Weitere Ausscheidungskriterien ergeben sich mit Hilfe von Anforderungen zu den Zusatzfunktionen

des Treibers wie ein verbrauchsarmer Passivierungsmodus, integrierte Schutzmechanismen oder effiziente Decay-Modi. Eine Vielzahl der betrachteten Schrittmotortreiber weisen entweder einen schnellen (Fast Decay), langsamen (Slow Decay) oder einen aus beiden vorherigen Typen kombinierten (Mixed Decay) Stromabfall in den Motorwindungen auf. Dabei ist die prozentuale Dauer je PWM-Zyklus typischerweise unveränderlich [62]. Oftmals lässt sich über externe Konfigurationswiderstände, angeschlossen an den jeweiligen Treiber, ein Decay-Modus auswählen. Alternativ werden zudem Treiber mit adaptiven Decay-Modi angeboten, welche den Windungsstromabfall dynamisch, beispielsweise drehzahlabhängig, im Betrieb festlegen und auf diese Weise einen Effizienzvorteil erzielen können [63].

Anhand dieser Anforderungen kann die Auswahl eingegrenzt werden. Diese Vorauswahl umfasst die Treiber in Tab. 4.1. Vor dem Hintergrund der beschränkten Rahmenbedingungen des Strahlungstests, - die Anzahl an verfügbaren Labornetzgeräten und Messkanälen ist begrenzt - werden aus der Vorauswahl drei Schrittmotortreiber ausgewählt, welche die Strahlungstests durchlaufen sollen. Folglich werden für die weitere Entwicklung und den Strahlungstest drei Snippet-Entwürfe benötigt.

| | | | |
|--|--|---|--|
| Treiber | MAX22210 | DRV8434 | TMC2210 |
| Hersteller | ADI | TI | ADI |
| Nennstrom (RMS) | 2A | 1.8A | 2.1A |
| Spannungsbereich | 34VDC | 40VDC | 34VDC |
| Spannungsbereich Logik | 0 - 5.5V | 0 - 5.5V | 0 - 5.5V |
| Integrierte Schutzfunktionen gegen: | Überstrom, Unterspannung, Überhitzung | Überstrom, Unterspannung (Motor-Supply & FET-Gate), Überhitzung, Kurzschluss, Unterlast | Überstrom, Überspannung, Unterspannung, Überhitzung, Kurzschluss |
| Maximale Mikroschrittzahl pro Schritt | 128 | 256 | 256 |
| Decay-Modus | Slow, mixed, adaptive | Slow, mixed, smart tune | Adaptiver dreiphasiger SpreadCycle-Modus (slow, fast, slow) |
| Zusatzfunktionen | Enable, Sleep, Fault-Indikator, Strommessausgang | Enable, Sleep, Fault-Indikator, | Enable, Sleep, Error-, Overvoltage-(Überspannung), Index-Indikator |

Tabelle 4.1.: Vorauswahl an Schrittmotortreibern [63][64][65]

4.1.2. Stromschleifenempfänger

Nach Anforderung 02.03.00 des Lastenheftes ist ein Analogeingang für externe Sensoren zu entwerfen. Das Eingangssignal muss für eine Weiterverarbeitung mittels Mikrocontroller in eine digitale Repräsentation gewandelt werden. Bevor mit einem entsprechenden ADC die Wandlung erfolgen kann, muss sichergestellt werden, dass am Eingang des ADC nur zulässige Signale anliegen. Der Zulässigkeitsrahmen wird wesentlich durch die Spezifikationen nach dem ADC-Datenblatt bestimmt. Neben den Betriebsgrenzen (engl. Absolute Maximum Specifications) gibt die Abtastrate des ADCs vor, welche Signalfrequenzen zulässig und ohne Aliasing digital rekonstruierbar sind [66]. Da mit den Nährlösungssensoren nur geringe Signalfrequenzen (Zehntelsekundenbereich?) für einen stabilen Regelkreis erfasst oder ausgegeben werden müssen, wird eine Filterung höherer Frequenzanteile vorgenommen. Auf diese Weise können die Ansprüche an die ADC-Abtastrate gesenkt werden und gleichzeitig die Nyquist-Shannon-Bedingung für die Analog-Digital-Wandlung eingehalten werden [66].

Um den Spannungsbereich des ADC-Eingangs und damit die Auflösung möglichst vollständig ausnutzen zu können, ist zudem eine Pegelanpassung des Sensorsignals vorzunehmen. Nach Anf. 02.03.01 handelt es sich bei dem Sensorsignal entweder um ein 4-20 mA oder ein 1-10 V-Signal. Ersteres muss zuvor in eine Spannung gewandelt werden. Eine Möglichkeit dazu besteht in der Verwendung eines Messwiderstandes zwischen Sensorausgang und Referenzpotential [67]. Um die Spannung über dem Widerstand nicht durch Impedanzänderungen des Analogeingangs zu beeinflussen, ist es dabei ratsam einen Spannungsfollower in Form eines OPV als erste Eingangsstufe zu installieren. Weiterhin ermöglicht die hohe Eingangsimpedanz des OPV das Auslesen von niederohmigen Sensoren.

Die Anforderungen an den Analogeingang belaufen sich somit auf die folgenden Punkte:

- Rail-to-Rail OPV
- Verstärkung/Dämpfung auf 3.3V
- Filtereckfrequenz 1kHz
- Filtersperrbereich ab 10kHz
- Dämpfungswirkung im Sperrbereich -40 dB
- Low Noise

Da bei der Sichtung der marktverfügbaren Analog-Front-End-COTS (AFE) keine strahlungsgetesten Modelle ausgemacht werden konnten, bedarf es eines Schaltkreisentwurfs unter Verwendung eines OPV. Mit den genannten Anforderungen lässt sich dieser zum ADA4691-4 bestimmen.

4.1.3. Drucksensorschnittstelle

Der in den Anforderungen 2.01.02 und 2.02.03 geforderte Entwurf einer Schnittstelle für Drucksensoren trägt der Tatsache Rechnung, dass die in Betracht kommenden Drucksensoren mit einem differentiellen Ausgang ausgestattet sind. Als einen Drucksensorkandidaten gibt das DLR die piezoresistive PX26-Serie des Herstellers Omega an. Dieser besitzt die Voraussetzungen zur differentiellen Druckmessung oder zur Messung basierend auf einem Referenzdruck, wobei das Ausgangssignal der Messbrücke in beiden Fällen differentiellen Typs ist.

Da der genaue Messbereich des Drucksensors zum Zeitpunkt der Arbeit noch nicht festgelegt ist, wird für den Entwurf das PX26-005GV- beziehungsweise PX26-005DV-Modell mit einem jeweiligen Messbereich von 5 psi angenommen. Beide Modelle stellen ein anregungsabhängiges Ausgangssignal von 5 mV/V zur Verfügung, sodass eine Anregung von 5 V zu einer differentiellen

Ausgangsspanne von 25 mV führt [68].

In Anbetracht der nicht abschließend ausgewählten Drucksensoren, und damit der Sensitivität, erfolgt die Anregung mittels dedizierter Spannungsreferenz. Diese zeichnen sich durch eine geringe Variation der Ausgangsspannung aus und können auf diese Weise potentielle Ausgabefehler durch Schwankungen der Sensoranregung vermindern. Für die Anwendung der Drucksensoranregung wurde die LM4040 von Texas Instruments als Referenz gewählt. Dabei handelt es sich um eine Reihe präziser Zener-Diodenreferenzen unterschiedlicher Zenerspannungen, welche mittels externem Widerstand bezüglich des Laststrom konfigurierbar sind. Ein Vorteil dieser Referenz besteht in den verfügbaren Strahlungstestdaten [69][70].

Für den im Signalfluss folgenden ADC wird, wie in 4.2.2 beschrieben, eine Eingangsspanne von 3.3 V veranschlagt. Somit muss die Sensorschnittstelle eine Verstärkung der Eingangssignaldifferenz von $G_V = \frac{3.3 \text{ V}}{25 \text{ mV}} = 132$ bereitstellen. Weitere Randbedingungen im Entwurf ergeben sich aus der Forderung nach einer hohen Eingangsimpedanz der Schaltung. Durch die geringe Spannungsdifferenz des Drucksensorausgangs besteht die Gefahr, dass infolge einer zu niedrigen Eingangsimpedanz ein nicht vernachlässigbarer Spannungsabfall über dem Ausgangswiderstand des Sensors auftritt. Zudem ist eine hohe Unterdrückung des Gleichtaktanteils zu erzielen, sodass eine Verstärkung dieses Anteils weitgehend vermieden wird. Beim Gleichtaktanteil handelt es sich um den Spannungsanteil des differentiellen Eingangssignals, der sich bei beiden Signalen nicht unterscheidet und der Differenz beider Signale überlagert ist. Ein Ansatz zur Überführung eines differentiellen Signals in ein einpoliges Signal besteht in Verwendung von Instrumentenverstärkern [71]. Diese weisen typischerweise hohe Gleichtaktunterdrückungsraten (engl.: Common Mode Rejection Ratios - CMRR) von bis zu 140 dB und hohe Eingangsimpedanzen im Bereich mehrerer Mega- bis Giga-Ohm. Ein weiterer Vorteil besteht in der Bandbreite an realisierbaren Verstärkungen mit Verstärkungsfaktoren $G_V = 1 - 1000$ [22]. Die mangelnde Verfügbarkeit strahlungsgetesteter integrierter Instrumentenverstärker bedingt die Entwurfsentscheidung einer OPV-basierten Schaltung als Ersatz für einen IC. Dieser Ansatz ist insofern hinnehmbar, als dass integrierte Instrumentenverstärker in der Regel intern wie eine anwendungsoptimierte Operationsverstärkerschaltung aufgebaut sind INAguide. Die Rekonstruktion einer Instrumentenverstärkerschaltung mittels OPV lässt daher eine vergleichsweise hohe Leistungsqualität erwarten. Als Operationsverstärker bietet sich der bereits für den Stromschleifenempfänger verwendete ADA4691-4 an. Dieser weist einen geringen Eingangsruhestrom im pA-Bereich auf. Diese Eigenschaft, die insbesondere bei niedrigen Eingangspegeln und hohen Impedanzen der Signalequelle an Bedeutung gewinnt (s. Abschnitt 2.2), ermöglicht die Einbindung der hochohmigen OPV-Eingangsimpedanz in den Schaltkreis. Darüber hinaus wirken sich das niedrige Rauschniveau, geringe Offset-Spannungen und thermische Auswirkungen positiv hinsichtlich der Anwendung aus [72].

4.1.4. Temperatursensorschnittstelle

Für die Temperatursensorschnittstelle nach Anforderung 2.03.04 ist nach DLR-Angabe ein Widerstandstemperaturfühler (engl.: Resistive Temperature Detector - RTD) zu verwenden. Bei diesen ändert sich der Widerstand R in Abhängigkeit der Temperatur ϑ . Diese Beziehung wird durch den Temperaturkoeffizienten TK , welcher typischerweise $TK = 0.00385$ beträgt [73], des RTDs bestimmt und berechnet sich zu

$$TK = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{d\vartheta} \quad (4.1)$$

. Aufgrund der resistiven Natur dieser Sensoren muss eine Anregung mittels eines definierten Stroms oder im Fall einer Widerstandsbrücke mittels einer definierten Spannung erfolgen. Insbesondere im Fall einer Stromanregung ist die Eigenerwärmung des RTDs und einem dadurch verursachten Messfehler zu berücksichtigen [74]. Da in der Literatur bereits zur Genüge

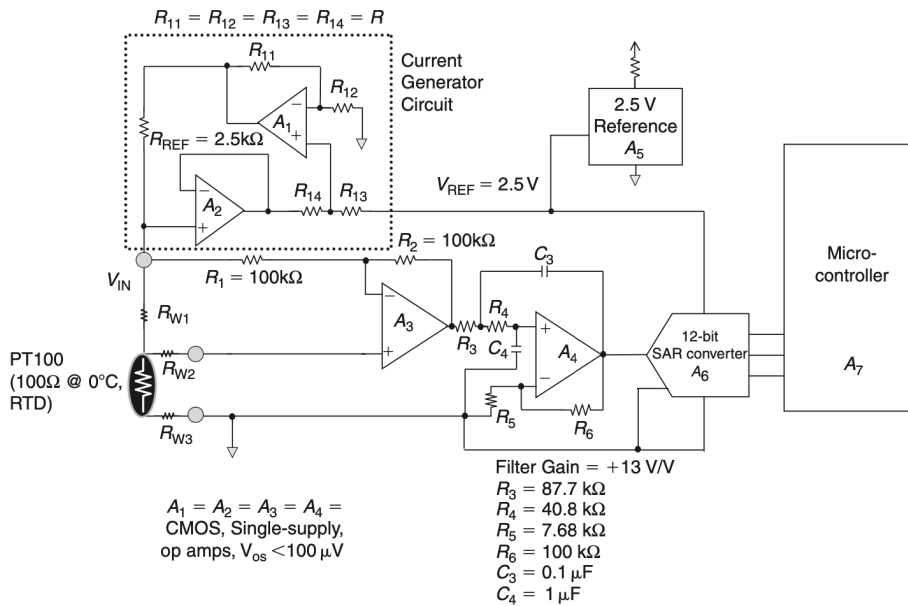


Abbildung 4.1.: RTD-Messschaltkreis mit Anregungsschaltung und Instrumentenverstärker [73].

RTD-Schaltkreise unterschiedlicher Ausprägungen beschrieben sind, wird auf einen Entwurf einer neuen Schaltung verzichtet und stattdessen auf einen vorhandenen Schaltkreis zurückgegriffen [74][73][75]. Der in [73] beschriebene Schaltkreis besteht, wie in Abbildung 4.1 zu sehen, aus einer OPV-basierten Stromanregung und einem Tiefpassfilter zweiter Ordnung mit Verstärkung. Zudem ist der Schaltkreis einem SAR-ADC vorgeschaltet. Dieser ADC-Typ wird auch im Rahmen der Steuerelektronik eingesetzt, wie in Abschnitt 4.1.7 zu sehen ist.

Als Widerstandstemperturfühler wird ein dreipoliger, platinbasierter PT100-Sensor angenommen, welcher einen Linearitäts- und Stabilitätsvorteil gegenüber anderen Typen aufweist [73]. Als OPV wird auch an dieser Stelle der ADA4961-4 angesetzt. Dieser bietet sich an, aufgrund der Kompaktheit im QFN-Format des ICs und der passenden Anzahl an OPVs darin. Zudem erweisen sich die bereits in Abschnitt 4.1.2 genannten Eigenschaften auch bei dieser Anwendung als adäquat. Der Anregungsschaltkreis wird von einer Spannungsreferenz gespeist. Aufgrund der hohen Eingangsimpedanzen der Operationsverstärker ist eine Stromanforderung von weniger als 1 mA von der Spannungsquelle zu erwarten. Mit diesem geringen Laststrom kann für die Referenzspannung auf die Zener-Referenz LM4040 der Drucksensorschnittstelle zurückgegriffen werden.

4.1.5. Analog-Digital-Wandler

Die Vielzahl an Sensoreingängen, wie in Abbildung 3.4 dargestellt, führt durch den begrenzten Platz bedingt durch die PCB-Abmaße (Anf. 02.00.03) auf die Verwendung von mehrkanaligen ADCs. Als strahlungsgesteter Mehrkanal-ADC konnte unter anderem der achtkanalige ADC128S102 von Texas Instruments ausgemacht werden [76], welcher auch als strahlungsfeste Version angeboten wird. Dieser implementiert die Successive-Approximation-Register-Architektur (SAR) und hat eine Auflösung von 12-bit und eine Abtastrate von bis zu 125 kHz pro Kanal bei gleichzeitiger Einschaltung aller Kanäle. Die Nyquist-Frequenz liegt damit bei 62 500 kHz. Da der ADC128S102 laut Datenblatt nur in Verbindung mit einem Mikrocontroller betrieben werden kann, sofern dieser mit 3.3 V versorgt wird, beschränkt sich der Betrieb dieses ADCs ebenfalls auf 3.3 V, was auch der maximalen Eingangsspannung in dem Fall entspricht. Mit der

Referenzspannung von 3.3 V und der minimalen effektiven Bitanzahl n_{ENOB} (engl.: effective number of bits - ENOB) aus dem Datenblatt lässt sich die geringste auflösbare Spannung V_{LSB} zu $V_{LSB} = \frac{3.3\text{V}}{2^{n_{ENOB}}} = \frac{3.3\text{V}}{2^{11.3}} \approx 1.3\text{mV}$ abschätzen. Die COTS-Variante wurde bereits in Verbindung mit einem vergangenen Projekt am DLR als Snippet angelegt. Somit wird auf ein Neuentwurf einer entsprechenden Schaltung verzichtet.

4.1.6. Spannungswandler

Neben den in Anforderung 2.04.03 geforderten 5 V-Ausgängen benötigt auch der Mikrocontroller und die AD-Wandler eine Versorgungsspannung abweichend der Busspannung von 24 V. Eine Spannungswandlung ist aus diesem Grund vorzusehen. Eine besonders effiziente Form der Spannungswandlung bieten Schaltwandler [77]. Während der Komponentenauswahl zeigte sich, dass für eine vergleichsweise große Anzahl an unterschiedlichen Schaltwandlern bereits Strahlungstestdaten veröffentlicht sind [60]. Im Rahmen vorhergehender Projekte des DLR wurden bereits Snippets zu jeweils einem 5 V- und einem 3.3 V-Schaltwandler angelegt. Folglich kann auf eine Neuentwicklung der Schaltwandler-Snippets verzichtet werden. Bei den in der Snippet-Bibliothek hinterlegten Schaltwandlern handelt es sich um den LT8610A, konfiguriert als 3.3 V-Konverter, sowie den LT8650S in der 5 V-Konfiguration. Der maximale Strom des LT8650S ist mit 4 A pro Ausgangsstufe und damit 8 A insgesamt spezifiziert [78]. Der Eingangsspannungsbereich beträgt... Nach den Anforderungen (Tab. 3.1) belaufen sich die Verbraucher der 5 V-Busspannung auf fünf externe Lasten (Anf. 02.04.03) mit einem Maximalstrom von je 1 A, acht Sensorspannungsversorgungen (Anf. 02.03.02) sowie die Steuerelektronik internen Verbraucher, wie die OPV der Sensorschnittstellen. Für die Sensorspannungsversorgung wird nach einer stichprobenartigen Sichtung der marktverfügbaren Nählösungssensoren ein Strombudget I_{Budget} von insgesamt $I_{Budget} = 8 \cdot 200\text{mA} = 1.6\text{A}$ veranschlagt. Für die Versorgung der platineninternen Schaltkreise, dies sind hauptsächlich Logikschaltungen, bleibt somit ein üppiges Strombudget vorhanden, selbst wenn 1 A des Maximalstroms des LT8650S als Reserve vorgehalten werden. Der häufig eingesetzte ADA4691-4 beispielsweise hat einen Stromverbrauch im lediglich einstelligen mA-Bereich unter Vollast [72]. Der LT8610A hat einen Eingangsspannungsbereich von 3.4 bis 42 V und einen Maximalstrom von 2.5 A. Da der Stromverbrauch des Mikrocontrollers stark vom Betriebsmodus abhängt, wird der maximale Stromverbrauch zu 300 mA angenommen, was in etwa dem dreifachen Verbrauch in laufenden Betrieb unter Datenverarbeitung und einer Taktung von 168 MHz entspricht [56]. Der Verbrauch eines ADCs beträgt laut Datenblatt 2.3 mW im 3 V Betrieb. Für einen angenommenen 3.3 V-Betrieb wird der Verbrauch auf 2.5 mW oder 0.75 mA geschätzt. Somit ist die Ausgabeleistung des LT8610A auch für eine Vielzahl an ADCs ausreichend groß dimensioniert.

4.1.7. Latching Current Limiter

Auch für die LCLs beziehungsweise RLCLs gibt es einen Fundus an Snippets des DLR, zu denen Daten aus Strahlungstests öffentlich zugänglich sind. Als LCL der Zirkulationspumpe (Anf. 02.02.00 - 02.02.02) wird eine Schaltung mit dem vollintegrierten TPS1H100-Schalter welcher über eine feste interne Strombegrenzung von 10 A und einen Eingangsspannungsbereich von bis zu 3.5 bis 40 V verfügt [79]. Weitere Anwendung findet der TPS1H100 zudem als LCL der Schrittmotortreiber, der Sensorspannungsversorgungen (Anf. 2.03.02) sowie den 24 V-Schaltausgängen {02.04.00}. In diesen Fällen wird Gebrauch gemacht von der extern bis höchstens 4 A einstellbaren Strombegrenzung, die sofern eingerichtet, vor der festen interne Strombegrenzung priorisiert

wird. Eine Festlegung der Strombegrenzung der Sensorspannungsversorgung hängt von den verwendeten Sensoren ab und wird daher erst im Rahmen des Funktionaltests festgelegt. Die beiden Spannungswandler werden ebenfalls mittels TPS1H100, allerdings in RLCL-Konfiguration, geschützt.

Da der TPS1H100 nur eine Strombegrenzung auf minimal 500 mA unterstützt, wird für die Absicherung der LM4040 Spannungsreferenz auf ein Snippet des ADM1270 zurückgegriffen. Durch einen wählbaren externen Strommesswiderstand und einem hohen Eingangsspannungsbereich von 4 bis 60 V lässt sich dieser Controller auch bei vergleichsweise hoher Spannung von 24 V für niedrige Ströme anwenden [80]. Im Fall der 5 V-Lastausgänge (Anf. 02.04.03) wird auf den TPS2420 von Texas Instruments zurückgegriffen. Bei diesem handelt es sich um einen vollintegrierten 20 V Hotswap-Controller welcher mit einer einstellbaren Strombegrenzung bis 5 A ausgestattet ist [81]. Für die Absicherung des Mikrocontrollers und der ADCs wird der MAX891 von Maxim Integrated verwendet. Dieser weist ein Eingangsspannungsbereich von 2.7 V bis 5.5 V auf. Die einstellbare Strombegrenzung liegt bei maximal 500 mA [82].

4.1.8. Signaleingänge und Drehgeber

Da als Drehgeber keine COTS-basierte und strahlungstestete Lösung gefunden wurde, wird vorbehaltlich einer noch ausstehenden Strahlungstestung der magnetische Encoder AS5600L von Ams Osram ausgewählt. Dieser besitzt einen PWM-Ausgang wodurch sich der Entwicklungsaufwand für die Drehgeberschnittstelle (Anf. 02.01.01) auf den Entwurf eines digitalen Eingangs reduziert [83].

Für die digitalen Eingänge wird jeweils ein Schutzwiderstand des Mikrocontrollers vorgesehen in Verbindung mit einem Kondensator zur Kompensation von ESD-Effekten.

4.1.9. Drehzahlsteuerung

Für die Drehzahlsteuerung der Zirkulationspumpe gemäß Anforderung 02.02.04 lassen sich die integrierten Digital-Analog-Wandler des Mikrocontrollers verwenden. Da der Ausgabebereich dessen nur bis annähernd der Referenzspannung von 3.3 V des Mikrocontroller reicht, ist zusätzlich eine Verstärkung des Signals auf 5 V mittels OPV vorzunehmen. Dazu kann ebenfalls der ADA4691 in nicht-invertierender Verstärkerkonfiguration verwendet werden.

4.2. Snippet-Entwurf

Der Snippet-Entwurf erfolgt mit der EDA-Software KiCAD. Das Konzept des schnipselbasierten Entwurfs (Snippet-based Designs) folgt dem Gedanken der Entwurfsmodularisierung und der Wiederverwendbarkeit von Elektronikentwürfen [16]. Funktionale Einheiten, wie an dieser Stelle ein Schrittmotortreiber mit wenigen externen diskreten Bauteilen (zur Konfiguration), eines elektronischen Systems werden dabei als hierarchisches Schaltplanblatt mit definierten Ein- und Ausgängen angelegt. Entscheidend ist, dass diesem Schaltplanblatt zusätzlich der fertigungsnahe Platinenentwurf zugeordnet ist, welcher direkt als fertigbare Gerber-Dateien exportiert werden kann. Dabei überträgt die Software semantische Verknüpfungen zwischen den unterschiedlichen Abstraktionsschichten automatisch. Somit lässt sich ein auf diese Weise erzeugtes Schaltplanblatt mehrmals innerhalb eines anderen Schaltplanblattes oder sogar kaskadisch über mehrere Hierarchieebenen verteilt verwenden. Dabei müssen stets nur die definierten Ein- und Ausgänge mit den

restlichen Elementen der betrachteten Hierarchieebene verbunden werden. Das Speichern und Replizieren des zugeordneten Platinenentwurfs erfolgt über eine externe, frei zugängliche/verfügbare Erweiterungsanwendung für KiCAD. Der Entwicklungsaufwand wird also auf das Anlegen der Snippets bzw. das Referenzieren bereits angelegter Snippets begrenzt.

Um ein Snippet anlegen zu können, sollte eingangs geprüft werden, ob bereits ein passender Footprint (Fußabdruck), die Lötplananordnung einer Komponente, für alle verwendeten Bauteile in der entsprechenden Bibliothek in KiCAD hinterlegt ist. Ist dies nicht der Fall, kann in vielen Fällen ein Footprint direkt vom Hersteller oder öffentlichen Quellen bezogen werden. Oftmals wird ein Footprint zusammen mit einem passenden Schaltplansymbol angeboten, welches ebenfalls in der entsprechenden Symbolbibliothek in KiCAD hinterlegt sein sollte. Sind die Bibliotheken hinreichend ausgestattet, kann ein hierarchischer Schaltplan mit dem neuen Bauteil angelegt werden. Neben der Zeitersparnis bei der Replikation von Funktionsbausteinen, bietet diese Vorgehensweise den Vorteil, dass ein individuelles Testen der Blöcke außerhalb eines gegebenenfalls komplexen Platinenentwurfs möglich ist. Somit können systematische Fehler, verursacht durch ein fehlerhaften Entwurf, durch einen bereits erprobten Snippet ausgeschlossen werden. Durch das Platzieren eines Snippets auf einer Testplatine wird zudem ein eigener Entwurf für einen Strahlungstest eingespart beziehungsweise der Aufwand auf ein Minimum beschränkt.

4.2.1. Schrittmotortreiber

Aus diesem Grund erfolgt der Entwurf der Snippets der Schrittmotortreiber innerhalb eines vordefinierten Template-Projekts des DLR, welches bereits mehrere Pinreihen an den Platinenaußenkanten enthält. Über diese können Signale des Schaltkreis mit Testequipment abgegriffen werden oder externe Stellsignale eingebracht werden. Vorteil des Templates ist, dass bereits existierende Adapter und Messeinrichtung wiederverwendet werden können und so der Aufwand beispielsweise für Strahlungstests geringer ist.

Die Anzahl der physischen Ein- und Ausgänge des Snippets sowie der verfügbare Platz für Bauteile ist damit festgelegt. Innerhalb des angelegten hierarchischen Schaltplanblattes werden der jeweilige Schrittmotortreiber und zugehörige externe Konfigurationsbauteile platziert. Für die Auswahl, Auslegung und Verbindung zur Konfiguration der Treiberschaltung kann das Datenblatt des jeweiligen Treibers herangezogen werden. Die Anzahl und Kapazitäten der Kondensatoren folgen ebenfalls den Empfehlungen des Datenblattes mit Ausnahme des Entkopplungskondensators. In dem darin genannten Anwendungsbeispiel wird ein 100 μF Kondensator angegeben [63]. Für Raumfahrtanwendungen sind Tantalkondensatoren solchen mit flüssigem Elektrolyt vorzuziehen, aufgrund des höheren Ausgasungsrisikos und strahlungsbedingten parametrischen Veränderungen bei Elektrolytkondensatoren [84]. In der Akquisition führt diese Forderung zum Zeitpunkt der Arbeit unausweichlich auf einen zu großen Footprint für die Testplatine, sodass ersatzweise drei 22 μF Tantal-Kondensatoren eingesetzt sind. Ein positiver Nebeneffekt dieser Maßnahme besteht in der Parallelschaltung der äquivalenten Reihenwiderstände (ESR - engl. Equivalent Series Resistance) [85] der Kondensatoren, also einer effektiven Verringerung des parasitären Widerstandes der Entkopplungskapazität.

Um auch nach der Fertigungsfreigabe der Platinen unterschiedliche Konfigurationen testen zu können, werden die Footprints der Konfigurationswiderstände an den Konfigurationspins M0, M1, TOFF, DEC0, DEC1 und VREF, jeweils in Anordnung eines Spannungsteilers im Schaltplan sowie auf der Snippet-Platine (Abb. 4.10) platziert. Bei diesen Pins handelt es sich (typischerweise) um Tristate-Pins, statt binärer Zustandslogik sind drei definierte Logikzustände (Spannung Hoch/Niedrig und hohe Impedanz) unterscheidbar. Somit lässt sich beispielsweise ein Pull-Up-Widerstand zu einem Pull-Down-Widerstand abändern, ohne das Platinendesign verändern zu

4 Implementierung

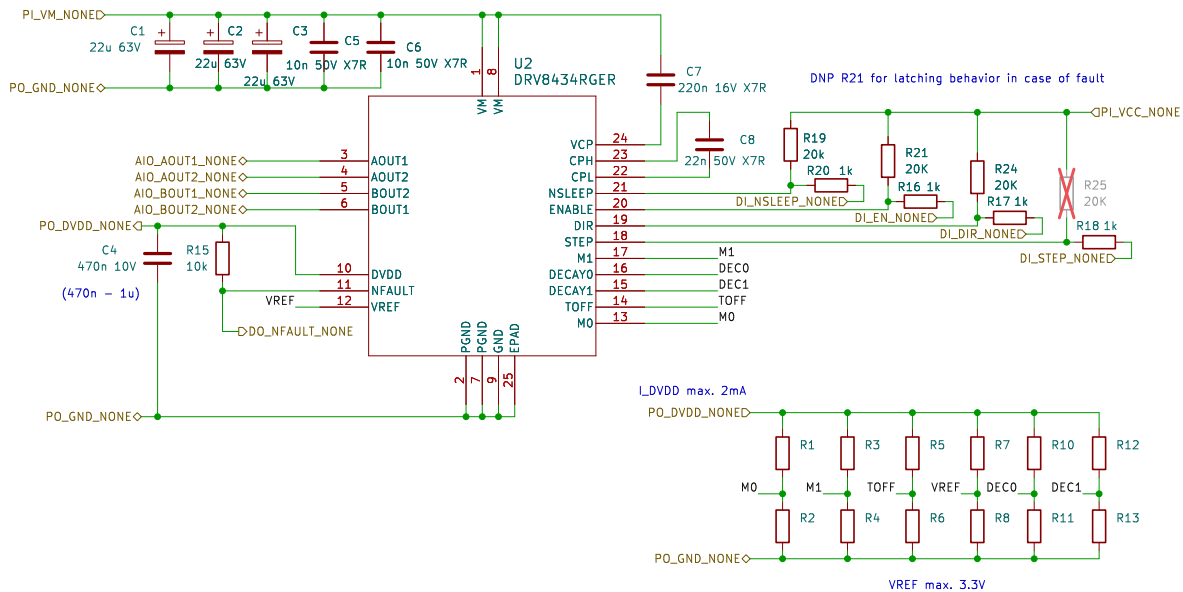


Abbildung 4.2.: DRV8434-Snippet-Schaltplan als Auszug aus dem DRV8434-Snippet

müssen. Eine Festlegung dieser Widerstandswerte ist also zum Zeitpunkt der Entwurfsfreigabe nicht notwendig. Zudem können mit der gleichen Platine auch andere Konfigurationen getestet werden.

Wie in Tabelle 4.1 genannt, besitzt der DRV8434 mehrere Sekundärfunktionen in Form von Steuereingängen. Dazu zählt ein ENABLE, welches die Transistoren der H-Brücken aktiviert, sofern ein logisches High-Signal (mind. 2.7 V) am Steuereingang anliegt. Dieses Verhalten wird auch als active-high bezeichnet [85]. Ebenso dazugehörig ist ein NSLEEP, welches bei einem angelegten Spannungspegel von mindestens 1.5 V den (gesamten) Motortreiber in einen Energiesparmodus versetzt. Da die Pins der Steuereingänge des DRV8434 integrierte Pull-Down-Widerstände besitzen, werden die Steuereingänge ENABLE, NSLEEP und DIR im Snippet mit je einem externen Pull-Up-Widerstand zur Versorgungsleitung der Logikschaltung V_{CC} aktiviert. Dies ermöglicht einen vereinfachten Testaufbau zur Verifikation der Snippet-Funktionalität ohne zusätzliche Signalkabel zur Aktivierung des Treibers. Über die an die Pinleiste des Platinen-Templates führenden 1 k Ω Schutzwiderstände, lassen sich bei Bedarf externe Steuersignale einbringen.

Der Spulenstrom wird über Connector außerhalb des hierarchischen Schaltplanblattes für den Schrittmotor bereitgestellt.

Für eine vereinfachte Testbarkeit der Snippet-Platine werden außerhalb des hierarchischen Schaltplanblattes des jeweiligen Schrittmotortreibers zusätzliche Leuchtdioden (LEDs) mit Vorwiderständen implementiert. Diese dienen der Indikation des anliegenden Potentials an der Motorversorgungsleitung, der Enable-Schnittstelle und des Fault- bzw. nFault-Ausgangs des Treibers. Dies erlaubt eine instantane und leichtere Diagnostik der Schaltkreisfunktionalität verglichen mit der händischen Vermessung mittels Voltmeter.

Die beschriebene Vorgehensweise bestimmt auch wesentlich den Schaltplanentwurf der beiden weiteren gewählten Schrittmotortreiber MAX22210 und TMC2210. Abweichend zum Snippet-Entwurf des DRV8434

Außerdem wird für eine vereinfachte Verifikation der Treiberschaltung ein weiterer hierarchischer Schaltplan dem Snippet-Schaltplan sowie der -Platine hinzugefügt. Darin ist der in Abbildung 4.3

gezeigte INA195 Strommessverstärker von Texas Instruments mit dem nicht-invertierenden und invertierenden Eingang an die Anschlüsse eines $30\text{ m}\Omega$ Strommesswiderstandes angeschlossen.

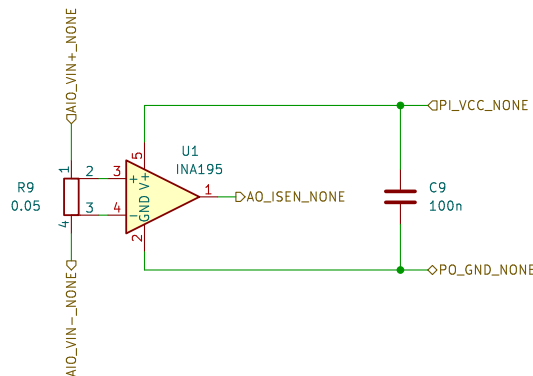


Abbildung 4.3.: INA195-Snippet zur Strommessung des Eingangsstroms I_M

Dieser Verstärker hat bereits in vorherigen Strahlungstests des DLR eine hohe Strahlungstoleranz bis etwa 145 krad(Si) unter Beweis gestellt [86]. Der Strommesswiderstand ist in Reihe geschaltet mit der Motorversorgungsleitung des jeweiligen Schrittmotortreibers. Die bei einem angenommenen Maximalstrom von 1 A über dem Strommesswiderstand abfallende Spannung von etwa 30 mV wird mit der vom INA195 bereitgestellten typischen Verstärkung von 100 V/V auf eine Ausgangsspannung von etwa 3 V verstärkt. Die Ausgangsspannung schwankt folglich zwischen 0 und 3 V und ermöglicht eine Weiterverarbeitung beispielsweise mit kommerziellen ADCs. Zur Spannungsversorgung des INA195 wird die Logikversorgungsspannung des Treibers an V_+ und das zugehörige Massepotential an V_- angeschlossen und mit einem 100 nF Bypass-Kondensator der Empfehlung aus dem Datenblatt folgend nah am Verstärker stabilisiert [87]. Die Ausgangsspannung des Strommessverstärkers wird über einen Analogausgangspin der Snippet-Vorlage für den externen Zugriff bereitgestellt. Der gesamte Schaltplan ist in Anhang C zu finden.

4.2.2. Stromschleifenempfänger

Für den Entwurf des AFE-Schaltkreises wird zunächst vom Fall eines $4\text{--}20\text{ mA}$ Sensorsignals ausgegangen. Bevor die Spannung darin für den ADC-Eingang angepasst werden kann, muss daher der Eingangsstrom in eine Eingangsspannung gewandelt werden. Dazu wird der Widerstand R2 in Abbildung 4.4 verwendet, der über den Widerstand R1 an den nicht-invertierenden OPV-Eingang eines Impedanzwandlers angeschlossen ist. Unter der Annahme eines vernachlässigbaren Stroms in diesen OPV-Eingang aufgrund der großen Eingangsimpedanz ergibt sich eine Spannung über R2 proportional zum Strom durch R2. Der Proportionalitätsfaktor entspricht nach dem ohmschen Gesetz dem Widerstandswert. Unter Einhaltung des genannten Eingangsstroms fällt mit einem Widerstand von $165\ \Omega$ demnach eine Spannung zwischen 0.66 V und 3.3 V über R2 ab. R1 dient als Schutzwiderstand einer (3.3 V -)Zenerdiode, die den OPV-Eingang vor Überspannung (und Unterspannung) schützen soll. Nach Spezifikation des verwendeten OPV, dem ADA4691-4, erträgt dieser nur eine Eingangsspannung von 0.3 V oberhalb der Versorgungsspannung [72].

Die Versorgungsspannung von 3.3 V an Versorgungspin 2 wird von einem 100 nF Entkopplungskondensator stabilisiert.

Der Impedanzwandler (oder auch Spannungsfolger) U1A mit einer nominellen Verstärkung von $h_{fe} = 1$ wird durch die Verbindung des nicht-invertierenden Eingangs mit dem Ausgang von U1A erstellt. Daran anschließend folgt eine nicht-invertierende Verstärkerkonfiguration [88] mit der

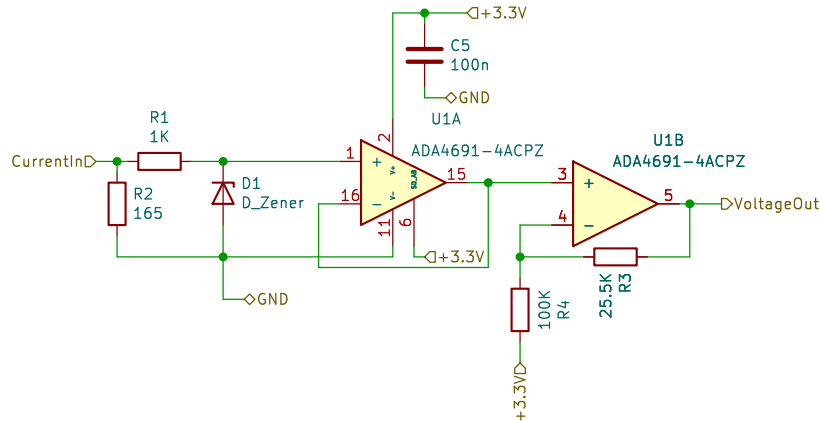


Abbildung 4.4.: Eingangsstufe des AFE der Nährlösungssensoren

OPV-Einheit U1B, wobei die Konfiguration um eine Biasspannung abgeändert wurde. Nach der Annahme eines idealen Operationsverstärkers mit einer unendlich großen Eingangsimpedanz des invertierenden Eingangs fließt kein Strom in den Eingang. Nach den Kirchhoffschen Regeln fließt somit der gleiche Strom durch R4 und R3. Aus diesem Grund müssen folgende Beziehungen ?? - ?? am Knoten zwischen R3 und R4 gelten, wobei V_C die angelegte Biasspannung und I_C der Strom durch R3 und R4 ist. Da an beiden OPV-Eingängen die gleiche Spannung anliegen muss, lässt sich der Strom durch R4 wie folgt schreiben.

$$I_{C,R4} = \frac{V_C - V_{IN}}{R_4} \quad (4.2)$$

Analog lässt sich der Strom durch R3 ebenfalls über das Ohmsche Gesetz definieren [31].

$$I_{C,R3} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{R_3} \quad (4.3)$$

Durch gleichsetzen von 4.2 und 4.3 lässt sich eine Beziehung für V_C aufstellen.

$$V_C = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)V_{IN} - \frac{R_4}{R_3}V_{OUT} = (V_{IN} - V_{OUT})\frac{R_4}{R_3} + V_{IN} \quad (4.4)$$

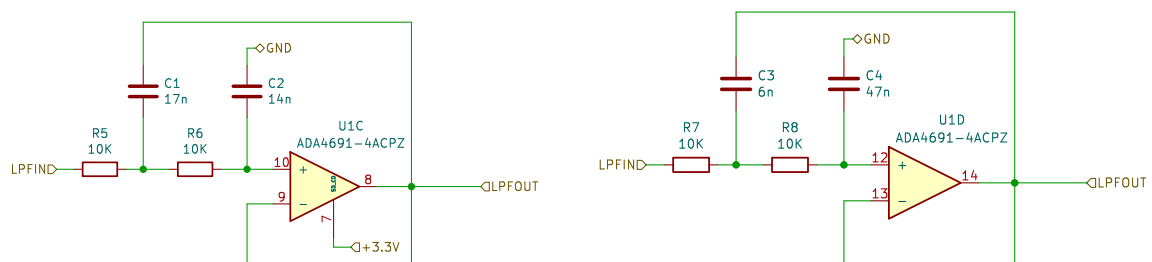
Die Anforderung an die Ausgabespanne des AFE diktiert, dass bei einem 4 mA Eingangssignal 0 V und bei 20 mA genau 3.3 V ausgegeben werden sollen. Somit muss anhand der Biasspannung V_C die Spannung über R2 um 0.66 V in negativer Richtung verschoben werden. Über die Verstärkerschaltung kann diese Spannung wieder auf die volle Ausgabespanne von 3.3 V gebracht werden. Aus Gleichung 4.4 ergibt sich bei gleicher Eingangs- wie Ausgangsspannung von $V_{IN} = V_{OUT} = 3.3$ V widerstandsunabhängig eine Biasspannung von $V_C = 3.3$ V. Bei gewünschter Ausgangsspannung von $V_{OUT} = 0$ V, anliegender Eingangsspannung von $V_{IN} = 0.6$ V und einer Biasspannung von $V_C = 3.3$ V ergibt sich somit ein Widerstandsverhältnis von $\frac{R_3}{R_4} = \frac{1}{4}$. Um den Strom durch den Rückführungspfad (und damit die Belastung der Spannungsquelle von V_C möglichst) gering zu halten, wird für R4 ein Widerstand von $R_4 = 100$ kΩ angesetzt. Folglich kann R3 mit einem Wert der E96-Reihe zu $R_3 = 25.5$ kΩ bestimmt werden. Die Verstärkung A_V berechnet sich damit aus nachfolgender Gleichung [88].

$$A_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = 1 + \frac{R_3}{R_4} = 1 + \frac{25.5K}{100K} \quad (4.5)$$

Das pegelangepasste Eingangssignal passiert anschließend einen zweistufigen Tiefpassfilter in Sallen-Key-Architektur. Dabei handelt es sich um eine aktive Filterarchitektur bestehend aus zwei R-C-Gliedern und einem OPV mit negativer Rückführung. Der Grund für eine zweistufige Filterstruktur liegt in einem steileren Flankenabfall des Frequenzgangs [89]. Nach den Anforderungen aus Sektion 4.1.2 erstreckt sich die Transitionsregion zwischen Durchlassbereich und Sperrbereich über 9 kHz. Für eine angestrebte Dämpfung um -80 dB ist daher eine abfallende Flanke von $-80\text{ dB} - -3\text{ dB} = -77\text{ dB}$ pro Dekade erforderlich. Durch die Kaskadierung zweier zweipoliger Sallen-Key-Stufen mit Einheitsverstärkung ergibt sich eine insgesamt vierpolige Filterstruktur. Da sich die händische Dimensionierung der passiven Komponenten durch die begrenzte Marktverfügbarkeit selten verwendeter Nennwerte aufwändig gestaltet, wird auf die in [90] angewandte Methode zurückgegriffen. Nach dieser erfolgt die Dimensionierung mit einem herstellerseitig bereitgestellten Dimensionierungs-Tool. Anschließend wird der Entwurf mit diesen Werten in einer Spice-Simulation verifiziert. Bei dem verwendeten Tool handelt es sich um den von Analog Devices angebotenen Analog Filter Wizard [91]. Auf die Angabe der verwendeten Eingabewerte sei an dieser Stelle des Umfangs halber verzichtet und vorweggenommen, dass in Kapitel 5 eine Überarbeitung des Filterentwurfs folgt. Die dabei zur Anwendung gekommenen Eingabewerte werden in dem Zusammenhang angegeben.

Nach dem Entwurfstool ergeben sich für die beiden Filterstufen die Werte aus Abbildung 4.5. Die im ADA4691-4 vorhandene Shutdown-Funktionalität an Pin 7 (s. Abb. 4.5a) und 6 (s. Abb. 4.4) zur Passivierung der OPV werden für die Anwendung nicht benötigt und daher jeweils mit der Versorgungsspannungsquelle zur dauerhaften Aktivierung verbunden.

Das Simulationsergebnis der zusammengesetzten Schaltkreise aus Abb. 4.4 und 4.5 ist in Diagramm 4.6 aufgetragen. Dieses zeigen den Spannungsverlauf nach den ersten beiden OPV, dem Impedanzwandler und dem nicht-invertierenden Verstärker, sowie das Ausgangssignal nach anschließendem Passieren des zweistufigen Filters. Das ursächliche Eingangssignal schwankt zwischen 4 mA und 20 mA mit einer Frequenz von 2 kHz . Wie erwartet ist das gefilterte Signal von kleinerer Amplitude als das ungefilterte Signal. Dies lässt den Schluss zu, dass bereits im Transitionsbereich des Filters eine bedeutende Dämpfung entsprechend frequenter Signale erfolgt.



(a) Sallen-Key-Filterstufe 1

(b) Sallen-Key-Filterstufe 2

Abbildung 4.5.: Aufeinanderfolgende Filterstufen als Anti-Aliasing-Filter des AFE der Nählösungssensoren. LPFOUT der 1.Stufe ist direkt an LPFIN der 2.Stufe verbunden.

4.2.3. Drucksensorverstärker

Bei dem in Abb. ?? gezeigten Schaltkreis handelt es sich um die 3-OPV-Architektur eines Instrumentenverstärkers. Diese Architektur basiert auf einer Differenzverstärkerschaltung bestehend aus den Widerständen R6 bis R9 sowie dem OPV U1C. Die beiden Impedanzwandler U1A und

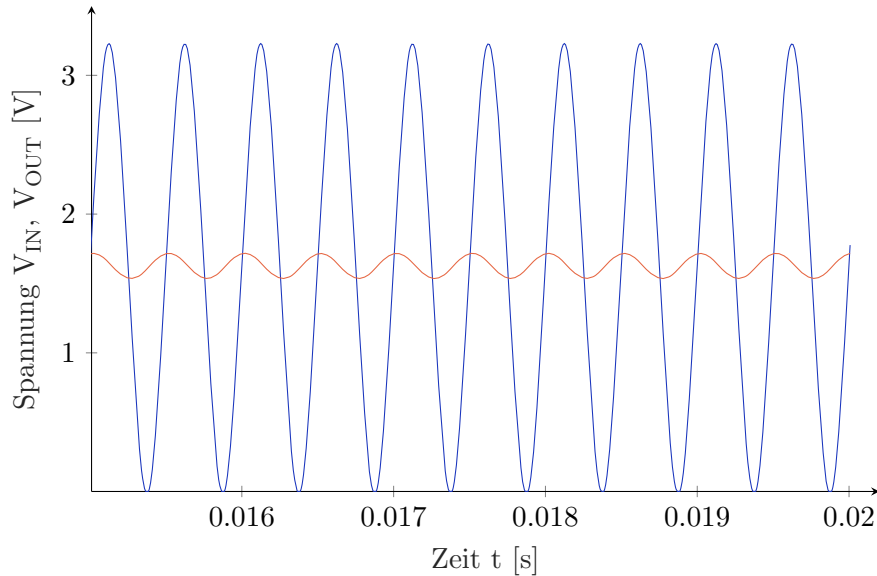


Abbildung 4.6.: Simulation der AFE-Eingangs- (blau) und -Ausgangsspannung (rot) bei einer Signalfrequenz von 2 kHz

U1B sind dem Differenzverstärker vorgeschaltet und weisen eine durch die Widerstände R3, R4 und R5 bestimmte Verstärkung auf. Zusätzlich zur Gleichtaktunterdrückung durch den Differenzverstärker sorgen die Verstärkungen der Impedanzwandler im Idealfall für eine ausschließliche Verstärkung der Spannungsdifferenz des differentiellen Schaltungseingangs. Da an R4 lediglich der differierende Anteil der Eingangsspannungen von U1A und U1B abfällt, wird nur dieser Spannungsanteil verstärkt, während der Gleichtaktanteil unverstärkt bleibt. Ausgangsspannung des 3-OPV-Instrumentenverstärkers berechnet sich unter der Annahme von $R3 = R5$, $R6 = R7$ sowie $R8 = R9$ zu

$$V_{OUT} = (V_{IN+} - V_{IN-}) \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R3}{R4}\right) \frac{R8}{R6} \quad (4.6)$$

[71]. Nach dem Vorbild der Schaltung in [92] nimmt ein weiterer Operationsverstärker U1D die Rolle eines Impedanzwandlers, welcher eine externe Referenzspannung V_{BIAS} puffert, ein. Diese Referenzspannung verschiebt die Ausgangsspannung V_{OUT} , sodass der gesamte Spannungsbereich zwischen 0 und 3.3 V liegt. Weiterhin sorgen die R-C-Glieder (R1 und C1, R2 und C3) an den nicht-invertierenden Eingänge von U1A und U1B für die Filterung hochfrequenter Störsignale, welche sich entlang des Signalpfades von Sensor zu Verstärker dem Messsignal überlagern. Mithilfe der folgenden Gleichung eines passiven Tiefpassfilters 1. Ordnung und der Wahl möglichst gebräuchlicher Bauteilwerte der E-Reihe, lässt sich die Eckfrequenz zu etwa 1600 Hz bestimmen [66][93][92].

$$f_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (4.7)$$

Bei Bedarf kann über die Kondensatoren C4 und C5 eine zusätzliche Tiefpassfilterung des Eingangssignals erfolgen.

Nachteilig wirkt sich das thermische Rauschverhalten der Eingangswiderstände aus. Dieses lässt sich anhand einer auf Johnson zurückführbaren Gleichung quantifizieren [94].

$$e_n = \sqrt{4 \cdot k_B \cdot R \cdot T} \times 10^9 \quad (4.8)$$

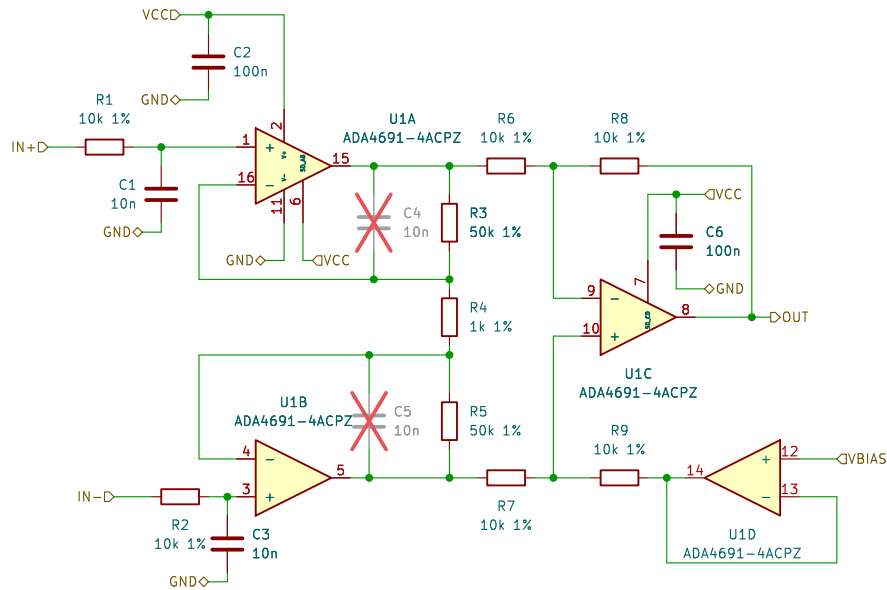


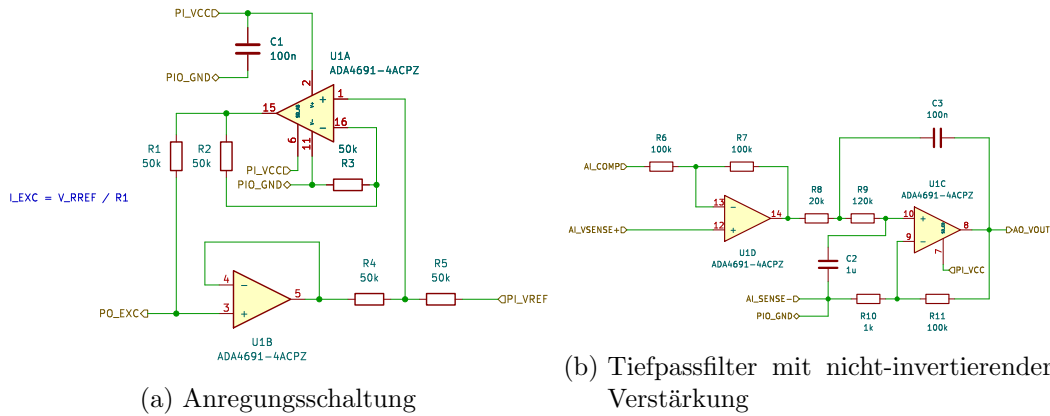
Abbildung 4.7.: Instrumentenverstärkerschaltung zur Vorverstärkung von Drucksensorsignalen.

Darin ist $k_B = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ die Boltzmann-Konstante [43], R der ohmsche Widerstand und T die Temperatur in Kelvin [95]. Die beiden Eingangswiderstände führen somit bei Raumtemperatur $T = 300 \text{ K}$ auf eine zusätzliche spektrale Spannungsrauschdichte von aufgerundet $13 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ zum Rauschniveau des ADA4691-4, welches zu $16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei einer Frequenz von 1 kHz angegeben ist [96][97]. Da die spektrale Rauschdichte von Operationsverstärkern typischerweise mit fallender Frequenz zunimmt [22], wird angenommen, dass das Rauschen innerhalb des Passbandes des Filters durch den „Low Noise“-OPV [72] dominiert wird und der Einfluss der Filterwiderstände vernachlässigbar ist.

4.2.4. Temperatursensorschnittstelle

Mit der Auswahl eines fertigen Schaltkreises als Temperatursensorschnittstelle steht für die Auslegung nur noch die Auswahl der Widerstandswerte und des Entkopplungskondensators, welcher pauschal zu 100 nF bestimmt ist, der OPV aus. Diese sind in Abbildung 4.8 dargestellt. Mit der Referenzspannung am PI_VREF-Eingang von $V_{REF} = 5 \text{ V}$ ergeben sich die Widerstände R_1 bis R_5 zu jeweils $50 \text{ k}\Omega$ und mit der in [73] genannten Beziehung ein Anregungsstrom von $I_{EXC} = \frac{V_{REF}}{R_1} = 0.0001 \text{ A}$, womit die Anregungsleistung wie in [74] empfohlen unter 1 mW bleibt. Die Vorgehensweise zur Bestimmung der Widerstandswerte des Tiefpassfilters in Sallen-Key-Struktur gleicht der in Abschnitt 4.2.2 beschriebenen unter Vorgabe der Kondensatorwerte aus [73]. Der Messfehler dieses Schaltkreises wird im Allgemeinen dominiert durch den temperaturabhängigen Offset-Drift der OPV, der Spannungsreferenz und des RTDs. Diesem Umstand wird mit dem Einsatz der LM4040-Referenz und dem Offset-Drift des ADA4691-4 begegnet.

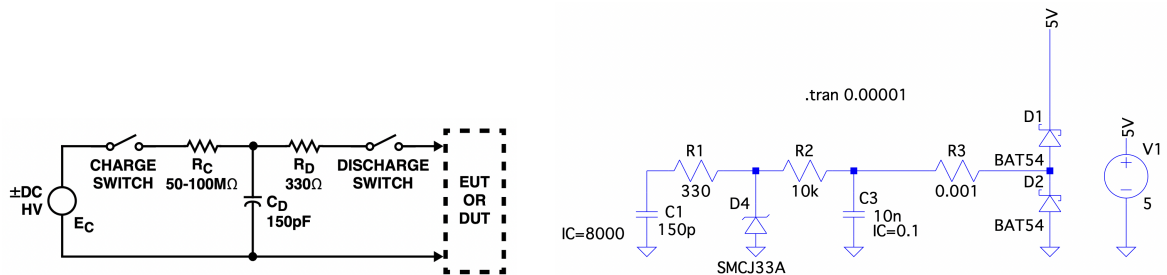
Ein positiver Nebeneffekt der beiden Eingangsfilter in Abbildung 4.7 besteht in dem Schutz der OPV vor extern eingebrachten elektrostatischen Entladungen (engl.: electrostatic discharge - ESD). Durch den $10 \text{ k}\Omega$ Widerstand in Verbindung mit einer ESD-Schutzdiode wird der höchstzulässige Eingangsstrom des ADA4691-4 von höchstens 10 mA nicht überschritten. Zudem verhindert der 10 nF Kondensator eine Überschreitung der maximalen Eingangsspannung [72].



4.2.5. Digitaleingänge

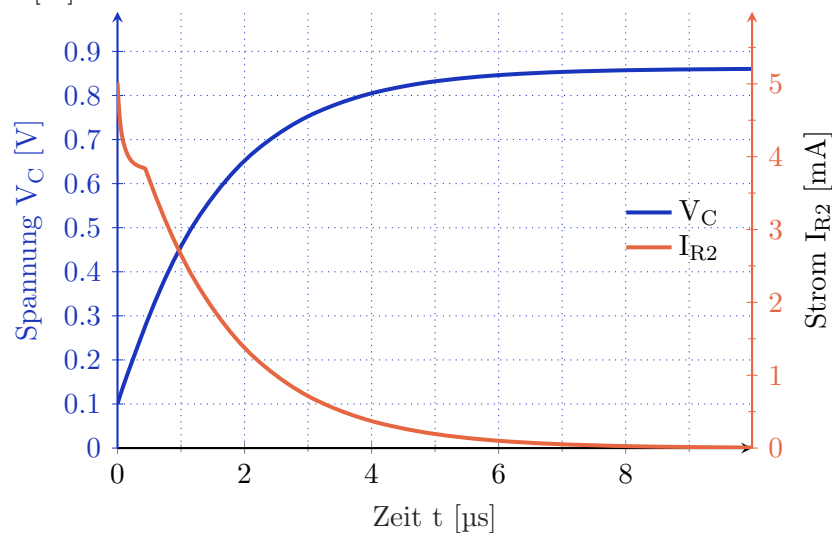
Abbildung 4.8.: Der Schaltkreis der Schnittstelle des Temperatursensors.

Dies lässt sich anhand einer LTspice-Simulation einer Ersatzschaltung demonstrieren. Als Schutzdiode wurde dabei die SMCJ33A von Littelfuse ausgewählt, welche eine Spitzenleistung von mindestens 1500 W bei einer Temperatur von 25 °C dissipieren kann. Für diese ist standardmäßig ein Modell in der LTspice-Bauteilbibliothek hinterlegt. Die maximale Sperrspannung dieser Diode beträgt 33 V. Somit bleibt die im Rahmen der Steuerelektronik höchste regulär erwartete Spannung von 32 V, die maximale Busspannung, von dem Diodenbetrieb im wesentlichen unberührt. Zudem bewegt sich der rückwärtige Diodenleckstrom im pA-Bereich mit höchstens 1 µA bei angelegter Sperrspannung [97]. Die Ersatzschaltung (Abb. 4.9a) beruht auf dem Human-Body-Modell des IEC61000-4-2 Standards, welches die Entladung eines elektrostatisch aufgeladenen Menschen über das Testobjekt (engl.: device under test - DUT) imitiert. Bei einer Entladung durch Kontakt beträgt die Höchstspannung, auf die ein 150 pF großer Kondensator aufgeladen und über einen 330 Ohm Widerstand durch das DUT anschließend entladen wird, 8 kV. Im Fall einer Entladung über die umgebende Luft des DUT wird eine Höchstspannung bis maximal 15 kV angenommen [98]. Die Ersatzschaltung in LTspice verwirft, die Spannungsquelle aus in 4.9a. Stattdessen wird von der Möglichkeit Gebrauch gemacht, eine initiale Kondensatorspannung von 8 kV über einen Parameter des Kondensatormodells zu spezifizieren. Die Eingangsstufe des OPV wird in Form von dessen interner ESD-Dioden zwischen einer 5 V-Spannungsquelle und Masse modelliert. Dafür wurde das Modell der BAT54-Schottky-Diode gewählt, da diese eine ähnlich niedrige Vorwärtsspannung aufweist, wie die ESD-Dioden des ADA4691-4 [33]. Für den protektiven Filterkondensator unmittelbar nach dem Widerstand wird eine anfängliche Spannung von 0.1 V angenommen. Stellvertretend für den Leiterbahnwiderstand zwischen Filterkondensator und OPV wird ein Widerstand vom Wert 1 mΩ hinzugefügt. Sowohl die Kondensatoren, als auch die Widerstände werden durch die generischen Modelle von LTspice simuliert. Die Simulationszeit der durchgeführten transienten Analyse beträgt $t_{sim} = 10 \mu s$. Aufgrund des geringen Spannungsabfalls über R3 bildet die Spannung über C3 effektiv die Eingangsspannung des OPV beziehungsweise der Eingangsdiode D1 und D2. Die Spannung über C3 V_C steigt mit Simulationsbeginn und einsetzender Entladung von C1, der ESD-Quelle, streng monoton an. Wie in Abbildung 4.9c dargestellt, beginnt die Spannung aufgrund der Randbedingung des Parameters des Kondensatormodells bei 0.1 V zur Zeit $t_{sim} = 0$ und endet bei etwa 860 mV. Aufgrund der Monotonie des Spannungsverlaufes und dessen betragsmäßig kleiner werdendem Gradienten ist ein Simulationende bei $t_{sim} = 10 \mu s$ für eine Aussage zur Güte der Schutzschaltung hinreichend. Der Kondensator wird durch den Strom I_{R2} geladen, welcher beginnend bei etwa $I_{R2} = 5 \text{ mA}$ nahezu exponentiell abnimmt und mit zunehmender Zeit gegen 0 geht. Da die Spannung unter



(a) Testschaltkreis zur Prüfung der ESD-Toleranz von elektrischen Bauteilen nach IEC61000-4-2 [98].

(b) Adaptierter LTSpice-Schaltkreismodell des Testschaltkreises



(c) Die Kondensatorspannung von C3 sowie der Strom durch R2 aus (b) über der Simulationszeit t_{Sim}

Abbildung 4.9.: Modellbildung zur Auslegung einer Schutzschaltung von integrierten Operationsverstärkern für das Problem der elektrostatischen Entladung.

5.3 V bleibt, werden D1 und D2 nicht eingeschaltet. Entsprechend bleibt auch der Strom durch diese im zulässigen Bereich. Die OPV-Schaltung wird damit als geschützt angenommen.

4.3. Platinenentwurf

4.3.1. Schrittmotortreiber

Aus dem in Abschnitt 4.2.1 beschriebenen DRV8434-Schaltplan ergibt sich der zweilagige Platinenentwurf in Abb. 4.10. Das Optimierungsziel bei der Platzierung der Bauteile aus dem Schaltplan und dem Einzeichnen der Leiterbahnen erweist sich als vielschichtig/komplex. Neben einer

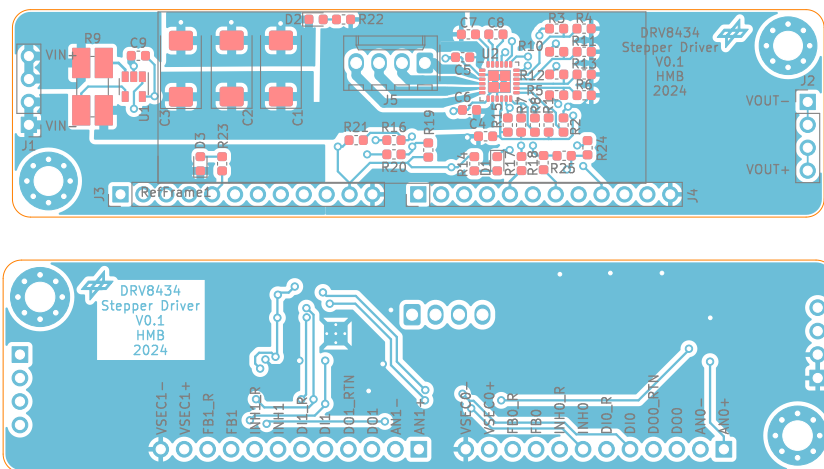


Abbildung 4.10.: Platinenentwurf des DRV8434-Snippets dargestellt als Platinenoberseite (oben) und -unterseite

Erzielung einer möglichst kompakten Bauteilanordnung und Leiterbahnführung gilt es Verbindungen mit vergleichsweise großen Strömen, wie die Motorversorgungsleitung (mit dem Strom I_M), möglichst breite Leiterbahnen einzuräumen. Neben eines verringerten parasitären Widerstandes fällt mit der Breite der Leiterbahn auch die Induktivität [99]. Neben geringeren dissipativ-resistiven Verlusten lassen sich auf diese Weise Spannungstransienten durch die EMK bei Abschaltung von induktiven Lasten reduzieren. Je geringer sich die Leitungslänge halten lässt, desto weniger Einbußen müssen bei den positiven Effekten einer breiten Leiterbahn in Kauf genommen werden. Für die Umsetzung in KiCAD bietet sich dazu das Anlegen von (sog. gefüllten Zonen) an. Diese repräsentieren zusammenhängende, äquipotentiale Kupferschichten und sind in Abbildung 4.10 beziehungsweise D.3 wie die Leiterbahnen in blau dargestellt. Die roten Anteile symbolisieren die Ausschnitte der Lötmaske und sind (in etwa) gleichbedeutend mit den Löt pads, auf denen die Bauteile bei der Bestückung platziert werden. Dazu zählen wohlgermerkt nur die Bauteile in SMD-Bauweise (Oberflächenmontage, engl. Surface Mount Components). Durchsteckbauteile wie die Pinleisten werden in einem separaten Bestückungsprozess verlötet und sind daher von der Lötmaske ausgenommen. Weiße Bereiche stehen für Unterbrechungen in der jeweiligen Kupferschicht und grenzen so die unterschiedlichen gefüllten Zonen und Leiterbahnen voneinander ab.

Bezüglich Leitungen mit geringen Strömen/Leistungen, wie Logiksignalbahnen oder der sekundären Versorgungsleitung mit der Logikspannungsversorgung, liegt der Optimierungsfokus ebenfalls auf

der Schaffung kurzer Signalpfade. Dies lässt sich beispielsweise durch Einbezug beider Platinenseiten in den Signalpfad mittels Vias erreichen. Zusammen mit einer sich über die gesamte Platinenunterseite erstreckenden gefüllten Zone mit Massepotential ergibt sich für den Rückführungspfad eines Signals eine kürzere Strecke als mit einem dezidierten Rückführpfad für jedes Einzelsignal. Dies gilt vorbehaltlich einer Vermeidung querschneidender Pfade durch die gefüllte Zone, sodass der Elektronenfluss keinen (größeren) Umweg nehmen muss. Der Optimierungsprozess des Layouts hinsichtlich der beschriebenen Parameter erfolgt letztlich durch Trial and Error (Versuch und Irrtum), da eine qualitativ äquivalente Automatisierung dieses Prozesses in KiCAD zum Zeitpunkt der Arbeit nicht zur Verfügung steht. Die gleiche Vorgehensweise führt zu den in Abb. D.3 dargestellten Platinenlayouts des TMC2210- und MAX22210-Testplatine. Das dieses Entwurfsprozess gilt exemplarisch auch für die zuvor eingeführten Schaltkreise. Da sich das Vorgehen des Platinenlayouts prinzipiell für die weiteren Snippets nicht ändert, wird auf eine Diskussion dieser verzichtet.

5. Strahlungstest

Wie in Kapitel 4 erwähnt, liegen nicht für alle verwendeten integrierten Schaltkreise Strahlungstestdaten vor. Neben den drei in Betracht kommenden Schrittmotortreibern, dem MAX22210, DRV8434 und dem TMC2210, werden auch Exemplare des Stromschleifen-Snippets mit dem ADA4691-4 einem TID-Test unterzogen. Dazu konnte auf die Kobalt-60 Quelle des Helmholtz Zentrums Berlin für Materialien und Energie zurückgegriffen werden. In Vorbereitung darauf wurde die Funktionalität der entsprechenden Snippets in einfachen Funktionaltests verifiziert.

5.1. Vorbereitende Arbeitspakete

Um potentielle Strahlungseffekte infolge der Bestrahlung von entwurfstechnischen Fehlern differenzieren zu können, erfolgt im Vorfeld eine Inbetriebnahme der gefertigten Snippet-Platinen. Ebenso lassen sich über dieses Vorgehen Fehler infolge der Fertigung identifizieren.

5.1.1. Inbetriebnahme der Snippets

Das Vorgehen bei der Inbetriebnahme der gefertigten Platinen richtet sich nach einer zuvor definierten Einschaltsequenz und der in jedem Schritt erwarteten Beobachtung. Die Versorgung und Signalgenerierung der binären Steuersignale wie ENABLE werden anhand eines mehrkanaligen Netzgerätes bereitgestellt. Dieses verfügt über die Möglichkeit einer einstellbaren Spannungs- oder Stromregulation für jeden Kanal. Die bereitgestellten Signale werden mithilfe einer speziell für die Snippet-Platinen ausgelegten Schnittstellenplatine an die jeweilige Testplatine angeschlossen. Die Versorgungs- und Steuersignale werden nacheinander und mit schrittweise vergrößerter Strombegrenzung angelegt, sodass im Fall eines potentiell destruktiven Fehlerereignisses eine Zerstörung der verbauten Bauteile ausgeschlossen werden kann. Dabei wird mit jeweils einer Messung an ausgewählten Messpunkten unter Verwendung eines Multimeters oder eines Oszilloskops gegen den erwarteten Messwert verifiziert.

Die ersten Schritte der Einschaltsequenz, noch bevor eine Spannung angelegt wird, umfassen die Messung der Widerstände zwischen den Masse- und Versorgungsleitungen der Platine, sodass auf diese Weise verursachte Kurzschlüsse ausgeschlossen werden können.

Im Fall des ADA4691-4 erfolgt anschließend das Anlegen einer 3.3 V-Spannung an den VSEC0-Eingang zur Spannungsversorgung. Mit einer eingestellten Strombegrenzung von 4 mA und darauf folgenden 20 mA sowie einer hinreichend großen Spannung zum Auslösen der Strombegrenzung erfolgt anschließend das Anlegen des Eingangstroms durch R2 aus dem Schaltplanblatt 4.4. Als Messpunkt für das Multimeter dient dabei der Ausgang an Pin 14 des OPV (siehe Abb. 4.5b). Zuletzt wird ein zeitlich variierendes Stromsignal zwischen 4 und 20 mA ebenfalls an R2 angelegt mit schrittweise ändernder Signalfrequenz. Erneut wird an Pin 14 jedoch mittels Oszilloskop die Ausgangsspannung des Stromschleifenempfängers erfasst.

Im Fall der drei Schrittmotortreiber wird in ähnlicher Weise vorgegangen. Begonnen wird mit der Widerstandsmessung zwischen den Versorgungsleitungen gefolgt von dem Einschalten der 5 V-Versorgungsspannung V_{SEC} der integrierten Treiberlogik. Anschließend erfolgt das sequenzielle Einschalten der Motorversorgungsspannung V_M zunächst bei deaktiviertem SLEEP-Modus und

anschließend bei zusätzlich aktiviertem ENABLE-Modus. Zuletzt wird ein 1 Hz-Signal und im Anschluss daran eine 1 kHz-Signal an den STEP-Pin des jeweiligen Treibers angelegt. Zusätzlich zur Messung mit Multimeter und Oszilloskop bieten, die Snippet-extern verbauten LEDs eine zusätzliche Indikation bezüglich des Systemzustands, wie zum Beispiel ein aktivierter ENABLE-Modus.

5.1.2. Beobachtungen und Erkenntnisse aus der Inbetriebnahme

ADA4691

Das Verhalten der Snippet-Platine des ADA4691-4 während der Inbetriebnahme deckt sich über weite Teile mit dem erwarteten und simulierten Verhalten (s. Abschnitt 4.2.2). Abweichend zur Simulation ergibt sich im Fall eines sinusförmigen Eingangssignals ab einer Spannung von 2.3 V an einem Eingangspin eines OPV (s. Abb. 4.4) eine Verzerrung der Sinuswelle. Die Verzerrung äußert sich in einem schlagartigen Sprung auf 3.3 V bis die Eingangsspannung wieder 2.3 V unterschreitet.

Ursächlich für dieses Verhalten ist die Überschreitung des Eingangsspannungsbereichs, die zu einem Sprung des OPV-Ausgangs zur Rail-Spannung, in dem Fall der 3.3 V-Versorgungsspannung resultiert [72]. Die identifizierten Abhilfemaßnahmen beschränken sich auf eine Anpassung des Schaltkreises (s. Abschnitt 6.1). Eine Vermeidung dieser Einschränkung lässt sich beispielsweise durch eine erhöhte Versorgungsspannung erreichen. Nach dem Datenblatt des OPV ist der Eingangsspannungsbereich bei einer Versorgungsspannung von 5 V auf eine maximale Spannung von 3.9 V begrenzt [72]. Als Anpassung wird

Schrittmotortreiber

Im Fall der Schrittmotortreiber erfolgte die Inbetriebnahme der DRV8434-Platine sowie der TMC2210-Platine erwartungsgemäß ohne atypisches Verhalten. Dies äußert sich beispielsweise in einem reduzierten Stromverbrauch des TMC2210-Snippets von unter 600 μ A während des SLEEP-Modus bei angelegter Masse an den entsprechenden Pin [65]. Bei der MAX22210-Platine konnte mittels des anfänglichen Widerstandstests eine abweichende Pinreihenfolge des Adaptersteckers des Schrittmotors festgestellt werden. Darüber hinaus ließ sich im weiteren Verlauf eine Rotation des Schrittmotors nur erreichen mittels eingebrachtem High-Signal am INH0-Pin der Platine, welcher direkt an den NSLEEP-Pin des Treibers angeschlossen ist. Abseits dieser Komplikation konnte auch im Fall des MAX22210 ein regulärer Betrieb erreicht werden.

Somit wurde bei allen Schrittmotortreibern eine Rotation entsprechend der Steuersignale beobachtet.

5.1.3. Testaufbau

Die für den TID-Test genutzte Strahlungsquelle basiert auf dem Zerfall radioaktiver Kobalt-60-Isotope. Aus dem Zerfall resultiert die Emission von Gammastrahlung und Betastrahlung. Letztere wird durch eine Stahlhülle der Quelle absorbiert, sodass lediglich Gammastrahlen einer Energie von 1.17 MeV sowie 1.33 MeV in Richtung der Testobjekte emittiert werden. Die theoretisch höchste erreichbare Dosisleistung von 200 Gy/h oder 20 krad/h fällt quadratisch mit dem Abstand zur Quelle gemäß des Abstandsquadratgesetzes [100] [101]. Somit kann über die Abstandsvariation der Testobjekte zur Quelle die Wahl der Dosisleistung entsprechend der gewünscht Gesamtdosis in Verbindung mit der Testdauer getroffen werden. Die Strahlungsquelle lässt sich

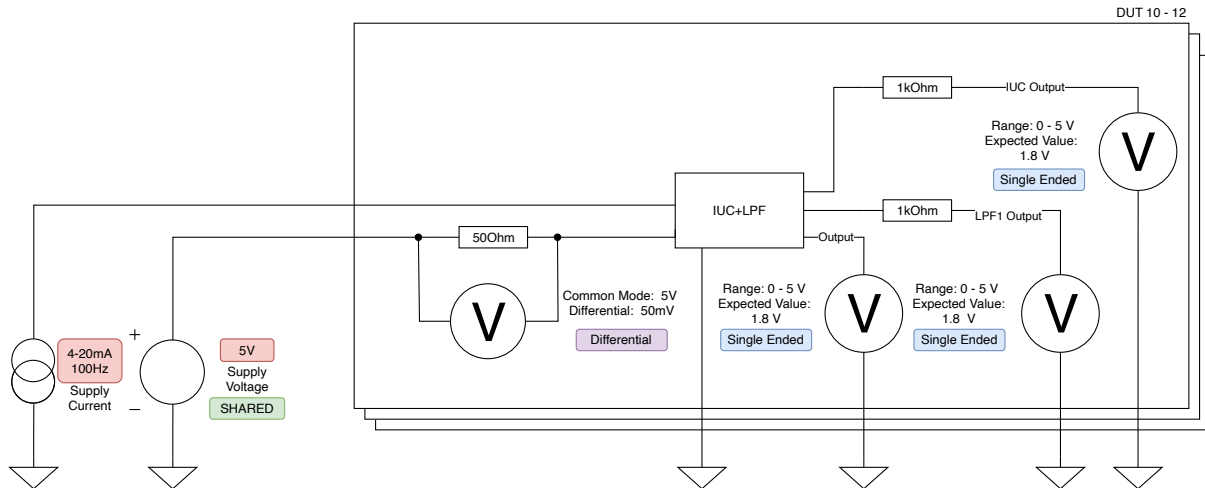


Abbildung 5.1.: Messpunkte des ADA4691-4-Stromschleifenempfängers während des TID-Tests

ferngesteuert in einen Bleibehälter fahren und somit auch für Menschen in der näheren Umgebung unschädlich machen.

Der Testaufbau besteht aus drei Montageplatten, auf welchen die zwölf aktiven, in Betrieb befindlichen DUTs montiert sind. Die Platten stehen senkrecht zur zylinderförmigen Strahlungsquelle, in einem Abstand einer gemessenen Dosisleistung von circa 0.74 krad/h auf einem Fixiertisch. Auf diesem beziehungsweise auf einer darauf liegenden Metallplatte befinden sich zudem die Schrittmotoren der jeweiligen Treiber. Die Ansteuerung und Versorgung der Schaltkreise erfolgt über vier Netzgeräte außerhalb der Testkammer, die über mehrere Meter lange Leitungen an die DUT-Schaltungen angeschlossen sind. Analog sind auch die Messpunkte auf den Platinen mit der Rechnerschnittstelle, einem Labjack T7, außerhalb der raumtemperierten Testkammer angeschlossen. Diese ermöglicht die permanente Aufzeichnung ausgewählter elektrischer Größen. Die Messpunkte des DRV8434-Schrittmotortreibers und des ADA4691-4 Schaltkreises können Abbildung 5.2 und 5.1 entnommen werden.

Die Messpunkte sind über die Layout-eigenen Anschlüsse der Platine mit dem Schnittstellen-ADC verbunden. Alternativ lassen sich zu messende Signale über zusätzliche Widerstände, die jeweils explizit in 5.2 beziehungsweise 5.1 innerhalb der Platinengrenzen abgebildet sind, abgreifen. Die Versorgungsleitungen und Steuersignale sind anhand der dargestellten Spannungs- und Stromquellensymbole spezifiziert.

Neben den eingeschalteten DUTs wird zusätzlich die gleiche Anzahl der bestückten Snippet-Platinen unverbunden, ohne Anregung im Testfeld platziert. Hintergrund dieser Maßnahme ist der dadurch ermöglichte Ausschluss etwaiger Fehlerdependenzen von der angelegten Spannung an die Bauteile. In diesem Zusammenhang wurde der Testdurchlauf in drei Fällen für höchstens 23 Minuten unterbrochen, um Messung unter Betriebsbedingungen dieser DUTs durchführen zu können. Die Messpunkte gleichen denen der dauerhaft betriebenen Exemplare.

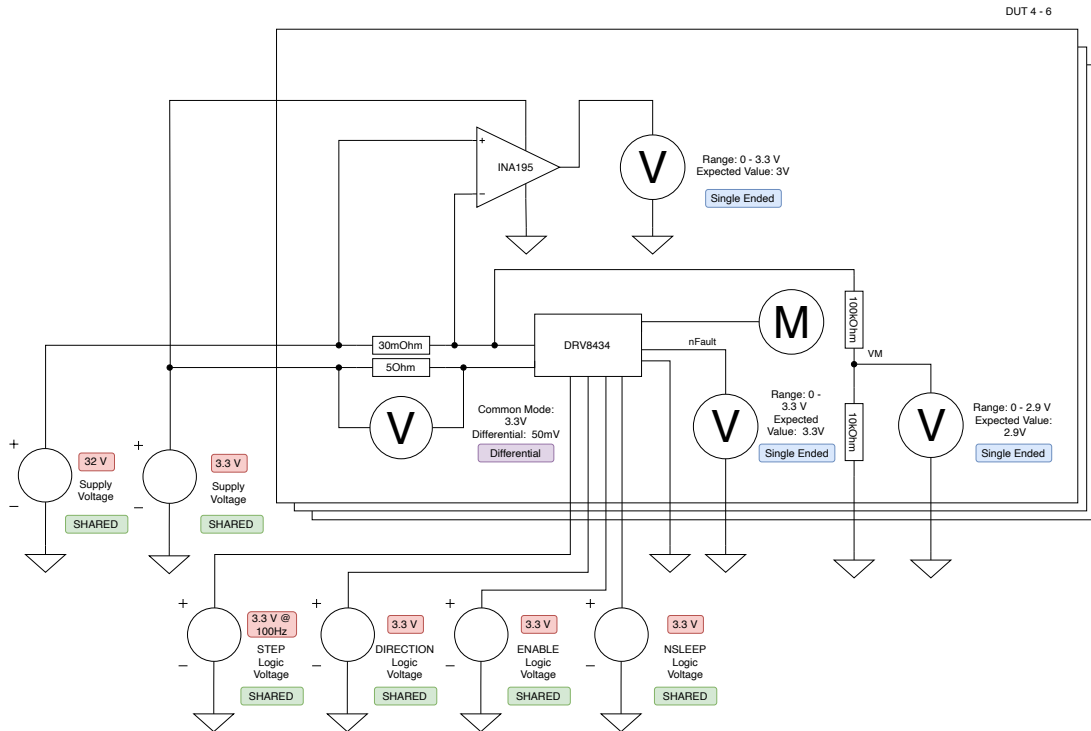


Abbildung 5.2.: Der Testschaltkreis des DRV8434 Schrittmotortreiber-Snippets mit den Messpunkten (V) und Motor (M)

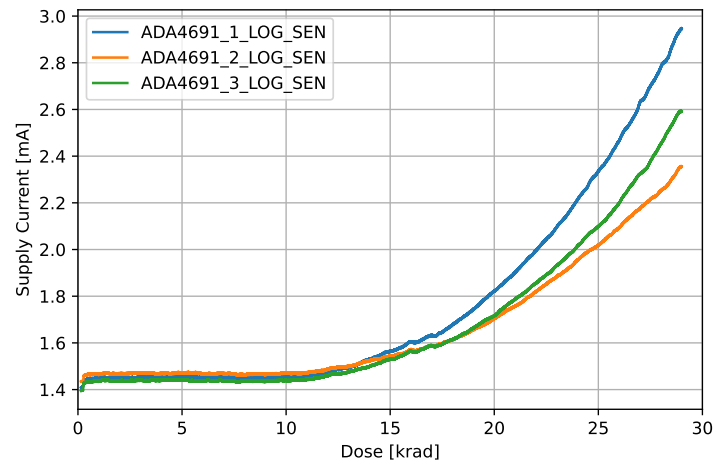
5.2. Testdurchführung

5.2.1. Beobachtungen

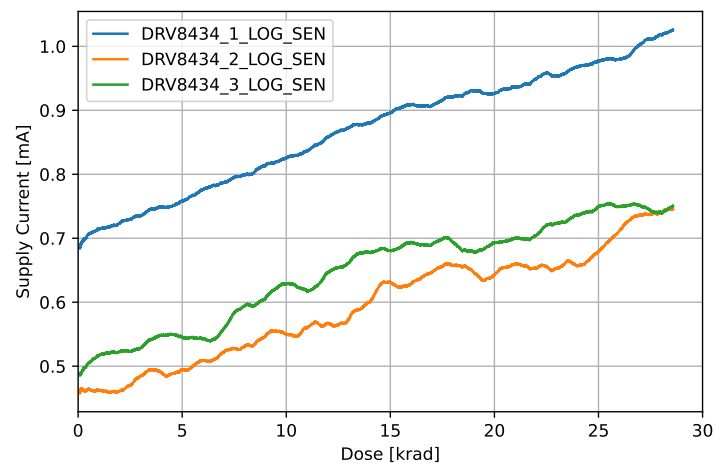
Nach einer Gesamtstrahlungsdosis von etwa 29krad zeigten sich alle getesteten DUTs weiterhin funktional. Die dargestellten Kurven in ?? repräsentieren den zeitlichen Stromverlauf der Logikversorgung durch den 5Ω-Widerstand in Abbildung 5.2 beziehungsweise 5.1. Zu Anschauungszwecken wurden die den Verläufen zugrundeliegenden Daten über jeweils 2000 Datenpunkte gemittelt.

Über die Gesamtdosis nimmt der Stromverbrauch der Logikschaltungen somit um einen Faktor zwischen 1.6 bis 2.0 für den ADA4691 zu und um 1.2 für den DRV8434 zu.

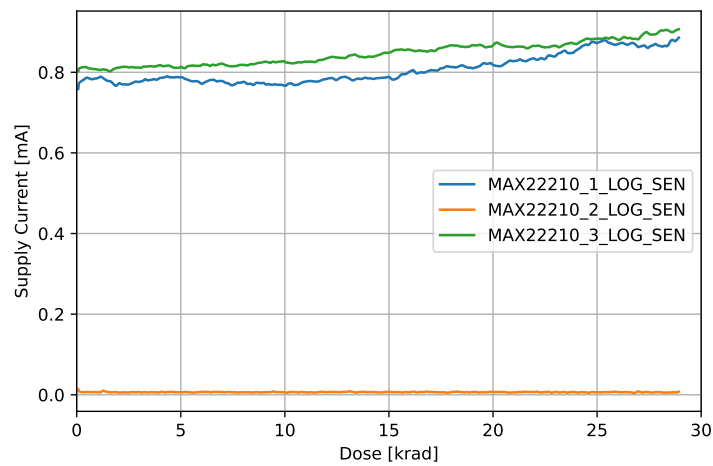
Auch bei den Verläufen der Logikversorgung der Schrittmotortreiber MAX22210 und TMC2210 in Abb. ?? lässt sich ein annähernd konstant steigender Trend mit zunehmender Strahlungsdosis erkennen. Eine Ausnahme bildet das zweite Testobjekt der MAX22210-Snippets, welches unabhängig der Strahlungsdosis einen verschwindend geringen Messwert zu verzeichnen hat. Einen Sonderfall stellen zudem die Stromverläufe von DUT zwei und drei des TMC2210-Snippets dar. Im Gegensatz zum ersten TMC2210-Snippet, dessen Stromverbrauch nahezu linear mit der Strahlungsdosis wächst, unterliegen deren Stromverbräuche vergleichsweise großen Schwankungen über mehrere Stunden.



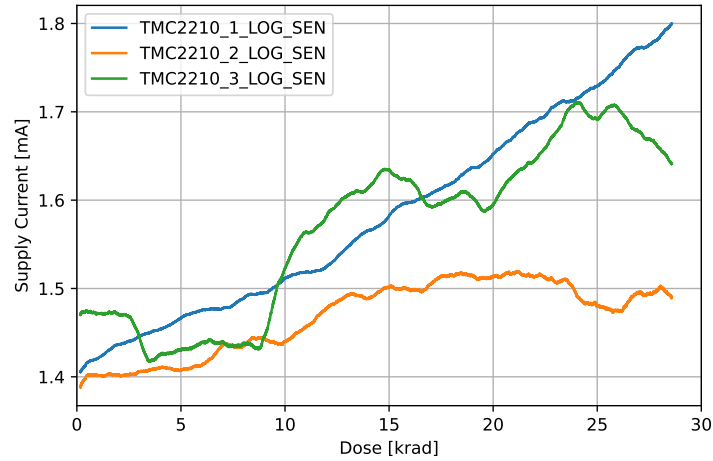
(a) Aufgezeichneter und gefilterter Versorgungsstrom des ADA4691-4 OPV während des Strahlungstests



(b) Aufgezeichneter und gefilterter Versorgungsstrom des DRV8434 Schrittmotortreibers während des Strahlungstests



(a) Aufgezeichneter und gefilterter Versorgungsstrom des MAX22210 Schrittmotortreibers während des Strahlungstests



(b) Aufgezeichneter und gefilterter Versorgungsstrom des TMC2210 Schrittmotortreibers während des Strahlungstests

5.2.2. Folgerungen

Die genannte Abweichung im Verlauf des zweiten DUTs aus 5.4a deutet auf einen systematischen Messfehler oder eine gestörte Zuleitung der Versorgungsspannung der Treiberlogik hin, da nach abgeschlossener Bestrahlung und fortgeführtem Betrieb eine Bewegung des Schrittmotors zu beobachten war. Zur genauen Ursache der Abweichung kann jedoch zu diesem Zeitpunkt keine Aussage getätigt werden. Für eine eindeutige Fehleridentifikation bedarf es einer weiterführenden Analyse, die über den Umfang dieser Arbeit hinaus geht. Diesbezüglich sei auf die geplante Veröffentlichung verwiesen, die eine weiterführende Diskussion dieser Strahlungstestergebnisse zum Gegenstand hat.

In Bezug zur Bauteilwahl für die Steuerelektronik ergibt sich folgendes Bild. Wie bereits in Abschnitt 2.2.2 ausgeführt, zählt der beobachtete Parameterdrift, wie für den Stromverbrauch beobachtet wurde, zu den typischen Effekten der TID-Belastung. Da keine zerstörerischen Auswirkungen unmittelbar festgestellt werden konnten, kommen weiterhin alle getesteten Modelle für eine Anwendung im Rahmen der Steuerelektronik in Betracht. Dies gilt vorbehaltlich dessen, dass die beobachteten Sonderfälle des MAX22210 und TMC2210 weitergehend untersucht werden, um die verbundenen Risiken der aufgetretenen Inkonsistenzen zwischen den baugleichen Einheiten einschätzen zu können. Aus diesem Grund wird für die Steuerelektronik der DRV8434 als Schrittmotortreiber gewählt. Auch die Wahl des ADA4691 erweist sich in Bezug auf das Strahlungsergebnis als valide. Dies begründet sich durch die vernachlässigbar geringen Auswirkungen der Strahlungslast bis 12 krad. Weitere Strahlungseffekte sind in Bezug auf diese Arbeit nicht untersucht worden, da sich die präsentierten Ergebnisse bereits als hinreichend für eine potentielle Eignung der Bauteile für die Steuerelektronik erwiesen haben.

6. Optimierung und Finaler Entwurf

6.1. Revisionen

Die in Abschnitt 5.1.2 vorgeschlagene Methode der Erhöhung der Versorgungsspannung wird als Lösungsansatz des zu schmalen Eingangsspannungsbereichs des ADA4691-4 übernommen. Dazu wird die Versorgungsspannung der OPV von 3.3 V auf 5 V angehoben. Um den Entwurfsaufwand gering zu halten, wird die gewählte Schaltkreisarchitektur aus 4.2.2 so weit wie möglich beibehalten. Die Änderungen sind in Abbildung 6.1 abgebildet. Um die Bauteilbeschaffung zu erleichtern wird der Widerstandswert zur Wandlung des Stromschleifensignals in eine proportionale Spannung auf $100\ \Omega$ geändert. Die erhöhte Versorgungsspannung hat über R5 einen Einfluss auf den mit U1B eingebrachten Signalbias. Die vorzunehmenden Änderung der Widerstände im Rückkopplungspfad werden wie zuvor über eine Worst-Case-Simulation in LTspice ermittelt. Anhand der von U1A ausgegebenen Maximal- und Minimalspannung und dem anzustrebenden Signalbias ergibt sich der Verstärkungsbedarf der nachfolgenden OPV des zweistufigen Sallen-Key-Filters. Wie in 4.2.2 erfolgt die Auslegung der Filterbauteile mit Hilfe des Entwurfstools Analog Filter Wizard [91]. Die gewählten Eingabegrößen sind im Folgenden aufgelistet.

- Filtertyp: Tiefpassfilter
- Passband-Verstärkung von 5.11 dB bzw. 1.8 V/V mit einer Eckfrequenz von 1 kHz am -3 dB -Punkt des Amplitudengangs
- Sperrbereichsdämpfung (engl. Stopband) von -79 dB (um einen zweistufigen Filter beizubehalten) des Amplitudengangs bei einer Frequenz von 10 kHz
- Reine Butterworth-Filterantwort
- Versorgungsspannung (engl. Voltage Supplies) von $+V_s = 5\text{ V}$ und $-V_s = 0\text{ V}$
- Verwendeter OPV für beide Stufen ist der ADA4691-4
- Implementation in Sallen-Key-Architektur
- Zulässige Kondensatorwerte stammen aus der E12-Reihe und die Kondensatortoleranz beträgt 10 %
- Zulässige Widerstandswerte stammen aus der E24-Reihe und die Widerstandstoleranz beträgt 5 %
- Die Gain-Bandwidth-Toleranz beträgt 20%

Als ESD-Schutz des OPV wird zusätzlich ein Kondensator C1 sowie ein Widerstand R4 hinzugefügt. Im Verbund mit R2 können auf diese Weise statische Kontaktentladungen entsprechend des IEC61000-4-2 Standards abgeleitet werden. Nach einer vereinfachten Simulation in LTspice ergibt sich mit dieser Konfiguration ein maximaler Strom von 6.14 mA bei zulässigen 10 mA durch die ESD-Dioden von U1A. Optional kann eine externe ESD-Diode D1 verwendet werden.

Mit den Bauteilwerten des Konfigurator-Tools erfolgt die LTspice-Simulation vom Typ transient zur Festlegung der noch offenen Bauteilwerte.

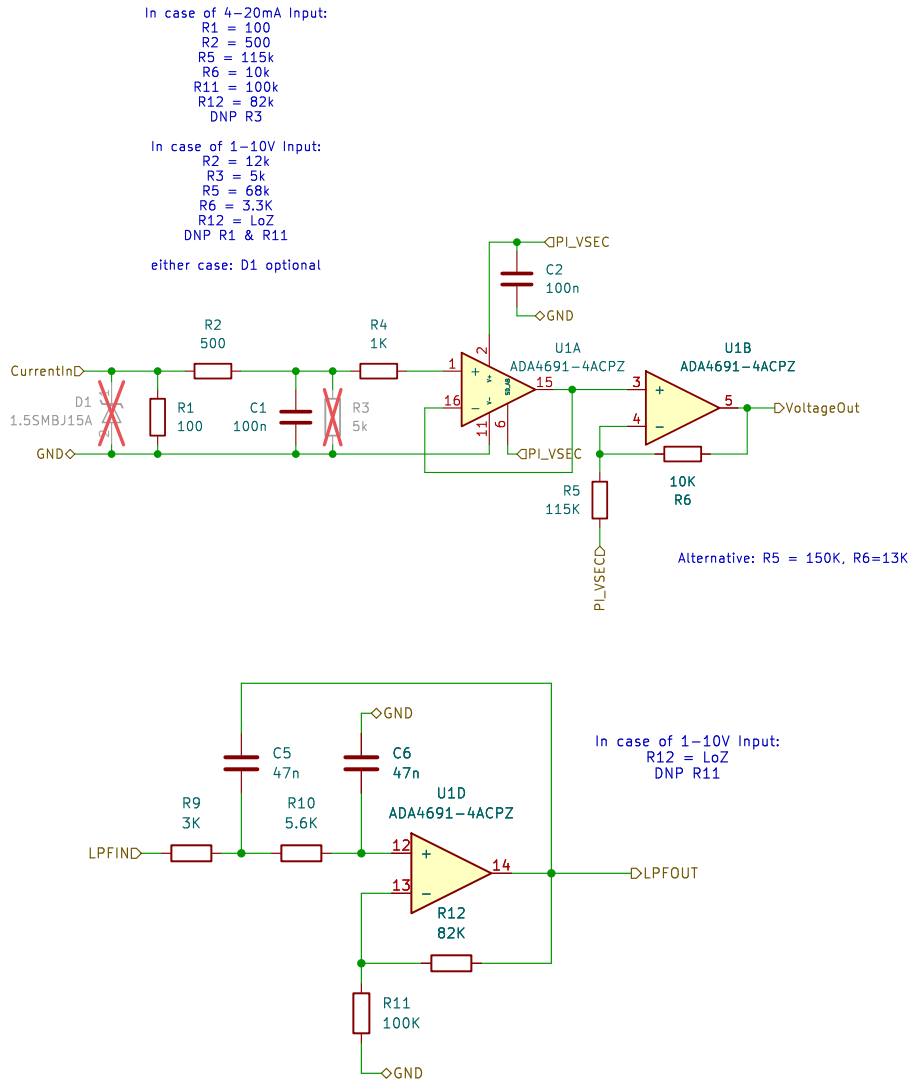


Abbildung 6.1.: Anpassungen des Stromschleifenempfänger Schaltkreises

Die somit festgelegte Schaltkreisstruktur lässt sich mit geringem Mehraufwand auch als Analog-Front-End zwischen Sensoren mit 1 bis 10 V Ausgang und den gleichen ADCs der Stromschleifen-Konfiguration adaptieren. Dazu bedarf es der Entfernung der Rückkopplungswiderstände R_{11} und R_{12} in der letzten Filterstufe und dem Kurzschließen des invertierenden Eingangs mit dem Ausgang von U1D. Dazu kann ein $0\ \Omega$ Widerstand verwendet werden, sodass der gleiche Footprint wie in der Stromschleifen-Konfiguration genutzt werden kann. Weiterhin kann der Widerstand R_1 entfernt werden, da in diesem Fall das Eingangssignal bereits eine Spannung ist. R_2 kann im Zusammenhang mit einem zusätzlichen Widerstand R_3 einen Spannungsteiler bilden, um den Spannungsbereich des OPV-Eingangs von U1A einzuhalten. Ein Spannungsteiler aus $R_2 = 10\ k\Omega$ und $R_3 = 5\ k\Omega$ sorgt für eine Spannung von etwa 3.3 V bei einem 10 V-Sensorausgang. Wie beim Stromschleifenempfänger ist eine Anpassung des Nullpunkts, der einem 1 V-Signal gemäß Anforderung 2.03.01 entspricht, anhand der Verstärkerabwandlung mit U1B erforderlich. Die beiden Widerstände R_5 und R_6 werden einmal mehr anhand einer Simulation in LTspice festgelegt. Die darin veranschlagte Bauteiltoleranz von 10 % führt auf die genannten Bauteilwerte der Anmerkungen in Abbildung ???. Der Spannungsverlauf des Filterausgangs eines einzelnen Durchlaufs

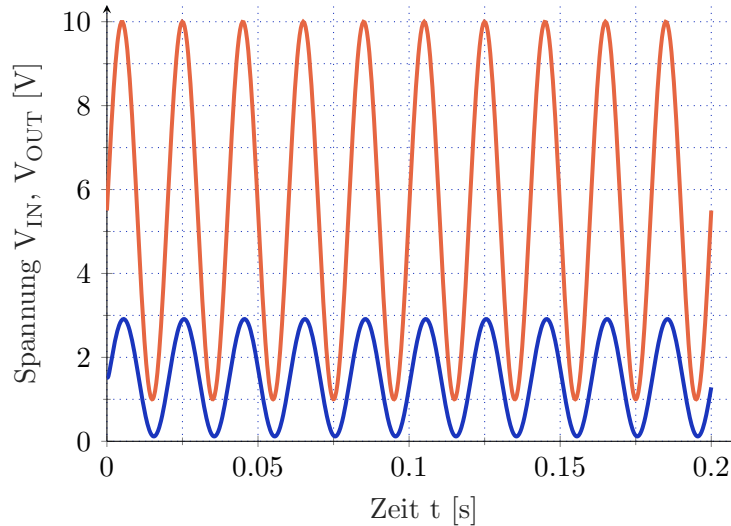


Abbildung 6.2.: Zeitantwort der 1-10 V Sensorschnittstelle einer „Transient“-Simulation in LTspice

der Worst-Case-Simulation ist in Abbildung 6.2 zu sehen. Das rot markierte Eingangssignal V_{IN} des Sensors schwankt zwischen exakt 1 V und 10 V mit einer Frequenz von 50 Hz. Bei diesem sind die nominellen Bauteilwerte als Berechnungsgrundlage angewandt. Der blaue Filterausgang erreicht unter nominellen Bauteilwerten nur Spannungen leicht unterhalb von 3 V, anstatt der möglichen 3.3 V, und größer 0 V anstatt des Nullpunktes. Diese Differenz entspricht dem angesetzten Toleranzbereich, der den nicht idealen-Bauteilen gewährt wird. Da sich die Bauteilwerte der Filterstrukturen in Stromschleifen- und Spannungsempfänger-Konfiguration, abgesehen von der Verstärkung in der zweiten Filterstufe, nicht unterscheiden, unterscheidet sich der Amplitudengang des Sallen-Key-Filters ebenfalls nur unwesentlich. Eine um die Verstärkung des jeweiligen Empfängerschaltkreises bereinigte Frequenzantwort des Filters ist in Abbildung 6.3 dargestellt. Zu sehen ist der auf der linken Seite der Kurve liegende Passbandbereich, in welchem Signale bis etwa 1 kHz nur unwesentlich gedämpft werden. Der Übergangsbereich weist eine Steigung von annähernd -80 dB pro Dekade auf. Die im Stopband ab 100 kHz einsetzende Dämpfungsabnahme ist auf ein von [90] beschriebenes Phänomen zurückzuführen. Für hochfrequente Signale stellen Kondensatoren effektiv einen niederohmigen Pfad dar. Im Falle der Sallen-Key-Architektur führt dies dazu, dass am OPV-Eingang das Referenzpotential (Masse) des hochfrequenten Signals anliegt. Dieses Referenzpotential wird durch den OPV beziehungsweise dessen Closed-Loop-Impedanz an den Ausgang weitergegeben. Dabei bestimmt ebendiese Closed-Loop-Impedanz des verwendeten OPV-Modells die Filtercharakteristik. Eine bewährte Methode gegen eine verminderte Dämpfung in diesem Frequenzbereich kann mit Hilfe eines folgenden passiven R-C-Filters erreicht werden. Dieser ist bereits im ADC-Snippet enthalten und muss daher nicht weiter im Entwurf berücksichtigt werden.

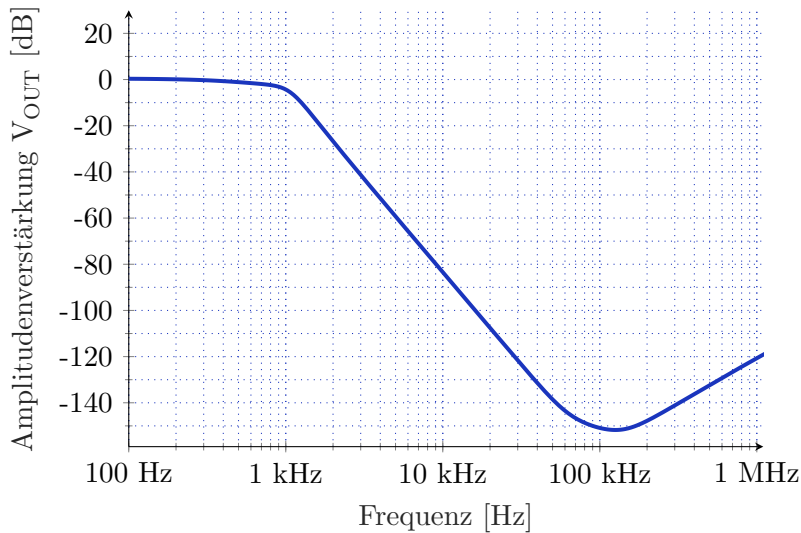


Abbildung 6.3.: Amplitudengang des Sallen-Key-Filters des Stromschleifenempfängers bereinigt um die Vorverstärkungen

6.2. Gesamtentwurf

Mit den genannten Revisionen erfolgt die Implementierung der Snippets in Form eines Platinenlayouts des Gesamtentwurfs wie bereits bei den Snippets in KiCAD. Dazu erfolgt zunächst die Erstellung des Gesamtschaltplanes mit Hilfe eines Templates, welchem bereits die Platinenabmaße (s. Anf. 02.00.03) zugeordnet ist. Dieses Template beinhaltet auch die Maße eines Montagerahmens und einhergehende Sperrzonen auf den PCB-Lagen. Nach der Fertigung der Platine, erfolgt über diesen Rahmen beispielsweise das Stapeln mehrerer baugleicher Platinen.

Da die Snippets bei der Erstellung bereits in einem hierarchisch Schaltplanblatt angelegt wurden, reduziert sich der Arbeitsaufwand entsprechend auf das Laden und Platzieren dieser Schaltplansnippets. Zusätzlich zu den bereits in Kapitel 4 genannten Baugruppen müssen noch Steckerleisten für den Anschluss der externen Komponenten wie Sensoren oder Schrittmotoren hinzugefügt werden. Bei den verwendeten Steckerleisten handelt es sich um mehrere Exemplare der Gecko-Reihe G125 von Harwin unterschiedlicher Größe.

Nach der Platzierung aller Bauteile im Schaltplan erfolgt die Einzeichnung der elektrischen Verbindungen zwischen einzelnen Snippets und hierarchischen Gruppen von Snippets. Die bereits entworfenen Platinenlayouts der Snippets werden nach der Fertigstellung des Gesamtschaltplans mithilfe eines KiCAD-Plugins rekonstruiert. Somit reduziert sich auch bezüglich des Gesamtlayouts der Arbeitsaufwand auf die Platzierung der einzelnen Snippet-Layouts und Steckerleisten innerhalb der vom Template bereitgestellten PCB-Abmaße. Abschließend erfolgt das Routing der Leiterbahnen der zuvor im Schaltplan eingezeichneten Verbindungen zwischen den Snippets.

Das Ergebnis dieses Prozesses ist in den Abbildung 6.4 und 6.5 gezeigt. Die Platine enthält insgesamt acht Lagen, wobei zwei interne Lagen als reine Massepfade ausgeführt sind. Aufgrund

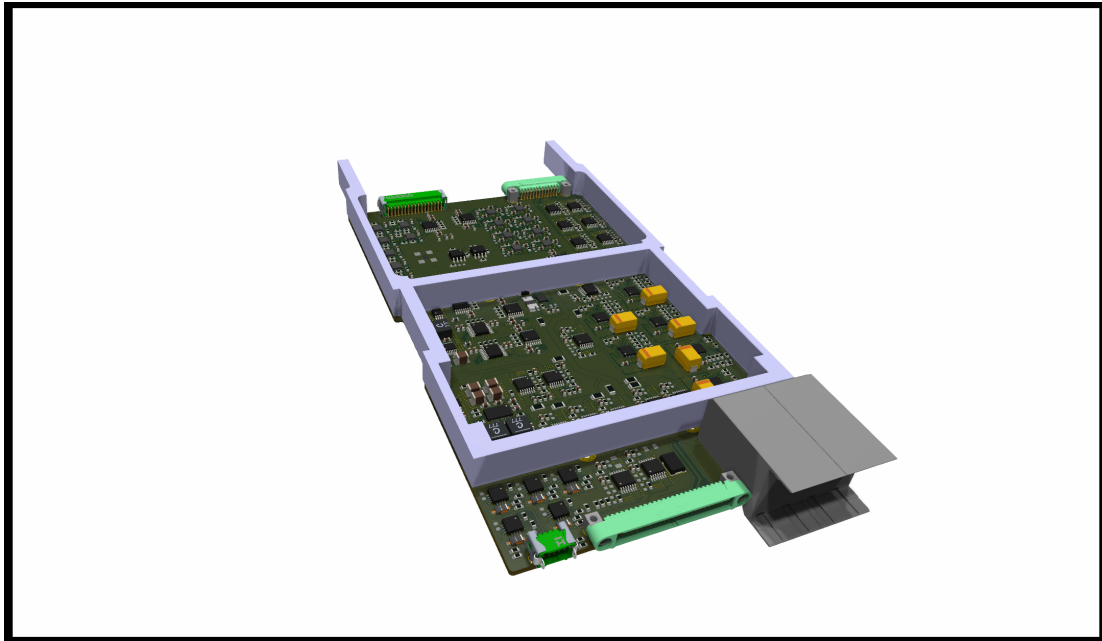


Abbildung 6.4.: Enter Caption

des begrenzten Platzangebots und der dazu im Kontrast stehend Vielzahl an Sensorschnittstellen wird auf die Umsetzung der optionalen Anforderungen verzichtet. In einer potentiellen zukünftigen Modifikation oder Optimierung der Platine oder einer anderweitigen Implementation dieser Schaltkreise, wird dennoch von den entworfenen Snippets von einem reduzierten Arbeitsaufwand profitiert.

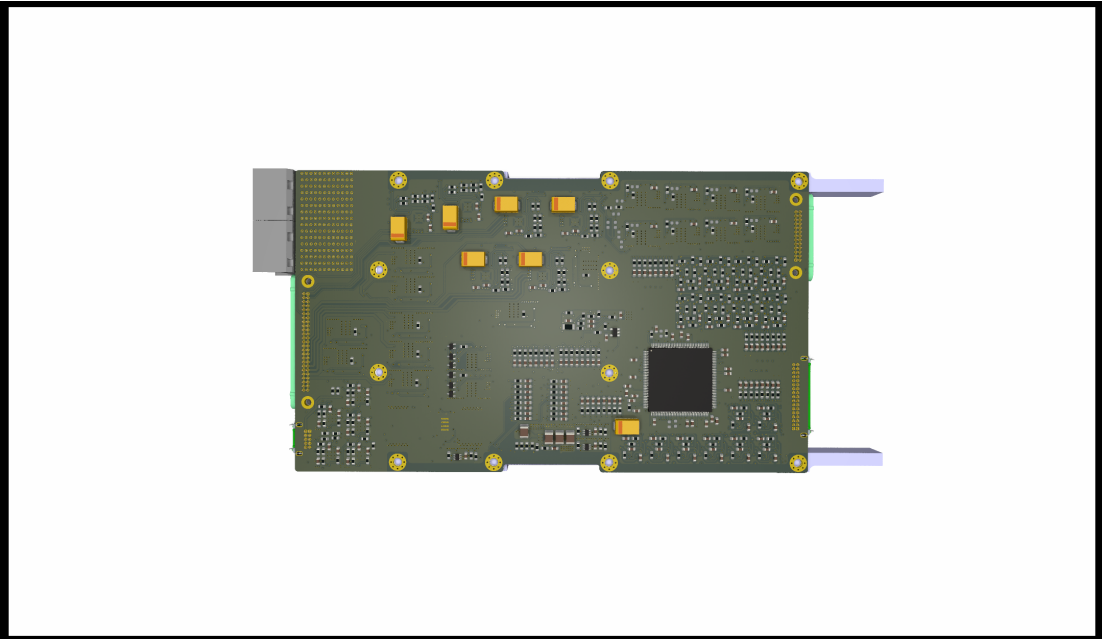


Abbildung 6.5.: Enter Caption

7. Fazit

Im Rahmen des Gewächshausprojektes EDEN LUNA, dem Nachfolgeprojekt von EDEN ISS, bestand ein Ziel in der Entwicklung einer neuen Steuerelektronik für das Nährstoffversorgungssystem (NDS). Dieses Ziel wurde in dieser Arbeit insofern erreicht, als dass eine elektrische Schaltung und der in Abbildung 6.4 und ?? dargestellte Platinentwurf dieser Schaltung in der EDA-Software KiCAD erarbeitet wurde. Dabei erfolgte der Entwurf unter ausschließlicher Verwendung von COTS-Bauteilen, darunter der DRV8434 Schrittmotortreiber und der OPV ADA4691-4. Somit wurde das Ziel eines rein COTS-basierten Entwurfs umgesetzt. Ein weiteres Ziel bestand in der Entwicklung eines Überwachungskonzeptes der elektromechanischen Komponenten des Dosiersystems des NDS EDEN LUNAs. Der Entwurf aus Abbildung 3.3 wurde auf Basis der Analyse der potentiellen Fehlerfälle der mechanischen Komponenten mit Hilfe einer FMEA entwickelt und ist das Ergebnis dieses Analyseprozesses. Als zweckdienliche Entwurfsmethode wurde der Snippet-basierte Entwurf identifiziert, welcher einen modularen Ansatz im Entwurfsprozess verfolgt [16]. Ziel war es, diese Methode in den Entwicklungsprozess der Steuerelektronik zu implementieren. Im Entwurfsprozess wurden neben der Einbindung von fertigen Snippets des DLR weitere Snippets wie Schnittmotortreiber oder Sensorschnittstellen erstellt, die zum Teil in den Gesamtentwurf der Platine eingeflossen sind.

7.1. Zusammenfassung

Zu Beginn wurde der initiale Systemaufbau anhand eines Blockschaltbildes vorgestellt und die bei der Elektronikauslegung zu berücksichtigenden Störeinflüsse auf die Schaltkreiselemente betrachtet. Dabei wurde die Unterscheidung getroffen zwischen platineninternen, wie parasitäre Widerstände, Kapazitäten oder Induktivitäten, und -externen Einflüssen, welche auf potentielle Umgebungsbedingungen im Weltraum allen voran der Partikelstrahlung, zurückzuführen sind. Anschließend wurden die Anforderungen an die Steuerelektronik erhoben. Die Anforderungen des Auftraggebers DLR wurden durch eine FMEA für die Funktionsgruppen des Dosiersystems und weitere Komponenten zur Nährlösungsbehandlung ergänzt. Dabei bildeten die ergänzten Anforderungen an die elektromechanischen Funktionsgruppen den Überwachungsbedarf dieser Komponenten ab, welcher im initialen Blockschaltbild ergänzt wurde. Die Gesamtheit der Anforderungen wurde anschließend genutzt, um ein funktionales Blockschaltbild der Schaltkreismodule herzuleiten. Der Entwurf dieser Module oder Snippets erfolgte im nächsten Schritt anhand der Datenblattspezifikationen der integrierten Bauteile in der EDA-Software KiCAD in hierarchischer Vorgehensweise. Gestützt und verifiziert wurde die Auslegung im Fall von Operationsverstärkerschaltungen durch LTspice-Schaltkreissimulationen.

7.2. Ausblick

Mit der noch ausstehenden Fertigung der entworfenen Platine, steht das nächste Ziel für die Entwicklung der Steuerelektronik bereits fest. Nach der Fertigung lässt sich der Gesamtentwurf

unter Laborbedingungen gegen die Anforderungen aus Tabelle 3.1 verifizieren. Sofern die Steuerelektronik den Labortests standhält und keine Irregularitäten auftreten, kann eine umfassende Testkampagne unter Betriebsbedingungen beginnen. Der Nutzen solcher Funktionaltests liegt in der verbesserten Bewertung des Entwurfs hinsichtlich einer Praktikabilität sowie möglicher Optimierungen vor dem Einsatz der Steuerelektronik in der LUNA-Analoganlage in Köln. Dazu kann eine Optimierung des Platinenlayouts gezählt werden, die eine Einbindung auch der optional geforderten Temperatursensorschnittstellen und des Drehzahlsteuerungsausgangs.

Literatur

- [1] Schulz, S.: *20 Jahre ISS: Die unwahrscheinlichste Maschine, die die Menschheit jemals gebaut hat*. [Online]. DLR e.V. 2018. URL: https://www.dlr.de/de/aktuelles/nachrichten/2018/4/20181120_20-jahre-iss. Abgerufen am: 04.03.2024.
- [2] Baird, D.: *The International Space Station: 20 Years of Communications Excellence*. [Online]. 2020. URL: <https://web.archive.org/web/20240415073917/https://www.nasa.gov/missions/station/the-international-space-station-20-years-of-communications-excellence/>. Abgerufen am: 12.03.2024.
- [3] European Space Agency: *Europe's automated ship docks to the ISS*. [Online]. 2008. URL: https://www.esa.int/Science_Exploration/Human_and_Robotic_Exploration/ATV/Europe_s_automated_ship_docks_to_the_ISS. Abgerufen am: 12.03.2024.
- [4] Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.: *Mond-Programm Artemis*. [Online]. 2024. URL: <https://www.dlr.de/de/forschung-und-transfer/themen/artemis-programm>. Abgerufen am: 12.03.2024.
- [5] cmwarner: *Lunar Living: NASA's Artemis Base Camp Concept*. [Online]. 2020. URL: <https://blogs.nasa.gov/artemis/2020/10/28/lunar-living-nasas-artemis-base-camp-concept/>. Abgerufen am: 12.03.2024.
- [6] Donaldson: *NASA Shares Progress Toward Early Artemis Moon Missions with Crew*. [Online]. 2024. URL: <https://www.nasa.gov/news-release/nasa-shares-progress-toward-early-artemis-moon-missions-with-crew/#:~:text=NASA%20will%20now%20target%20September,remains%20on%20track%20for%202028..> Abgerufen am: 17.03.2024.
- [7] Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.: *EDEN ISS – DLR-Gewächshaus in der Antarktis*. [Online]. ? URL: <https://www.dlr.de/de/forschung-und-transfer/projekte-und-missionen/eden-iss>. Abgerufen am: 12.03.2024.
- [8] Caesar, P. C.: „Design of the Nutrient Delivery System for the EDEN NextGen Greenhouse Module“. master thesis. Mekelweg 5, 2628 CD Delft: Delft University of Technology, 2021. URL: <http://resolver.tudelft.nl/uuid:1f33ba66-6fd2-44f4-9f2f-50ee19a1d97b>.
- [9] Maiwald, V. u. a.: „From ice to space: a greenhouse design for Moon or Mars based on a prototype deployed in Antarctica“. In: *CEAS Space Journal* 13 (2021), S. 17–37. ISSN: 1868-2502. DOI: 10.1007/s12567-020-00318-4. URL: <https://doi.org/10.1007/s12567-020-00318-4>.
- [10] *EDEN LUNA*. [Online]. URL: <https://www.dlr.de/de/irs/forschung-und-transfer/projekte/eden-luna>. 16.07.2024.
- [11] Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.: *Gewächshaus EDEN ISS zurück in Bremen mit neuem Ziel*. [Online]. 2023. URL: <https://www.dlr.de/de/aktuelles/nachrichten/2023/03/gewaechshaus-eden-iss-zurueck-in-bremen-mit-neuem-ziel>. Abgerufen am: 19.03.2024.
- [12] Hofmann, S.: *Was ist Predictive Maintenance? definition, Beispiele Anbieter*. Feb. 2020. URL: <https://www.maschinenmarkt.vogel.de/was-ist-predictive-maintenance-definition-beispiele-anbieter-a-909046/>.

- [13] *Zustandsbasierte prädiktive Instandhaltung*. [Online]. URL: <https://web.archive.org/web/20230930022013/https://www.ivf.fraunhofer.de/de/forschungsfelder/zivilschutz-und-sicherheit/infrastrukturmanagement/zustandsbasierte-praediktive-instandhaltung.html>. Abgerufen am 10.07.2024.
- [14] Kaufmann, J.: „Development and Verification of a Spacecraft Array Power Regulator Module“. Diss. Jan. 2022, S. 2–4.
- [15] McLain, M. u. a.: „Enhanced TID Susceptibility in Sub-100 nm Bulk CMOS I/O Transistors and Circuits“. In: *IEEE Transactions on Nuclear Science* 54.6 (2007), S. 2210–2217. DOI: 10.1109/TNS.2007.908461.
- [16] AKSTEINER, N. SCHULZ, R.; HÄSEKER, J. S.: „Snippet Based Electronics Design for Spacecraft Avionic Controllers“. In: *Journal of Evolving Space Activities* 1 (2023), S. 31. DOI: <https://doi.org/10.57350/jesa.31>.
- [17] Stasiak, M.; Dixon, M.: *D3.5 NDS Final Design Document*. Mai 2019. DOI: 10.5281/zenodo.3229759. URL: <https://doi.org/10.5281/zenodo.3229759>.
- [18] Boscheri, G. u. a.: „The EDEN ISS Rack-Like Plant Growth Facility“. In: *46th International Conference on Environmental Systems* (2016). URL: <http://hdl.handle.net/2346/67681>. Abgerufen am: 19.03.2024.
- [19] *Wasserdesinfektion mit Ozon*. [Online]. 2021. URL: <https://web.archive.org/web/20240622213724/https://www.fraunhofer.de/de/presse/presseinformationen/2021/februar-2021/wasserdesinfektion-mit-ozon.html>. Abgerufen am 23.06.2024.
- [20] ND: *How to Drive Resistive, Inductive, Capacitive, and Lighting Loads*. Techn. Ber. Texas Instruments Incorporated, 2021. URL: <https://web.archive.org/web/20240307042006/https://www.ti.com/lit/an/slva30e/slva30e.pdf>. Abgerufen am: 26.05.2024.
- [21] *How parasitic capacitance and inductance affect your signals*. Juni 2024. URL: <https://web.archive.org/web/20240411183509/https://resources.pcb.cadence.com/blog/2019-how-parasitic-capacitance-and-inductance-affect-your-signals>.
- [22] Horowitz, P.; Hill, W.: *The art of electronics; 3rd ed.* Cambridge: Cambridge University Press, 2015, S. 223–388.
- [23] Guerrero-Linares, L. Sandoval-Ibarra, F.; Loo-Yau, J. R.: „Non-idealities in analog circuits design: What does it really mean?“ In: *2012 IEEE 55th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*. 2012, S. 586–589. DOI: 10.1109/MWSCAS.2012.6292088.
- [24] Karki, J.: *Effect of Parasitic Capacitance in Op Amp Circuits*. SLOA013A. 2000. URL: <https://web.archive.org/web/20231119204547/http://www.ti.com/lit/an/sloa013a/sloa013a.pdf>. Abgerufen am 01.03.2024.
- [25] Morrison, R.: *Grounding and shielding*. 5. Aufl. Wiley - IEEE. Hoboken, NJ: Wiley-Blackwell, Apr. 2007, S. 1–22.
- [26] Schwab, A.; Kürner, W.: *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Springer Berlin Heidelberg, 2011. ISBN: 9783642166105. DOI: 10.1007/978-3-642-16610-5. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-642-16610-5>.
- [27] Peterson, Z.: *How to reduce parasitic capacitance in a PCB layout*. [Online]. Juli 2024. URL: <https://resources.altium.com/p/how-reduce-parasitic-capacitance-pcb-layout>. Abgerufen am 24.04.2024.
- [28] Horowitz, P.; Hill, W.: *The art of electronics; 3rd ed.* Cambridge: Cambridge University Press, 2015, S. 1–68.

- [29] Franz, J.: *EMV: Störungssicherer Aufbau elektronischer Schaltungen*. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013, S. 7–55. ISBN: 9783834822116. DOI: 10.1007/978-3-8348-2211-6. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-8348-2211-6>.
- [30] Kleinschmidt, P.; Lange, K.: „Material properties and concentrated passive components“. In: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik: Band 1: Grundlagen*. Hrsg. von Lange, K.; Löcherer, K.-H. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 1992, S. 111–137. ISBN: 978-3-642-58104-5. DOI: 10.1007/978-3-642-58104-5_5. URL: https://doi.org/10.1007/978-3-642-58104-5_5.
- [31] Bartlett, J.: *Elektronik für Einsteiger - eine praktische Einführung in Schaltpläne, Schaltkreise und Mikrocontroller*. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2023, S. 387–405. ISBN: 978-3-662-66242-7.
- [32] *Handbuch Elektrotechnik: Grundlagen und Anwendungen für Elektrotechniker*. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013, S. 231–234. ISBN: 9783834820716. DOI: 10.1007/978-3-8348-2071-6. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-8348-2071-6>.
- [33] *BAT54 /A /C /S Surface-Mount Schottky Barrier Diode*. DS11005 Rev. 34 - 2. 2023. URL: https://web.archive.org/web/20240702012934/https://www.diodes.com/assets/Datasheets/BAT54_A_C_S.pdf. Abgerufen am: 26.05.2024.
- [34] Tietze, U. Schenk, C.; Gamm, E.: *Electronic Circuits*. Springer Berlin Heidelberg, 2008, S. 3–70. ISBN: 9783540786559. DOI: 10.1007/978-3-540-78655-9. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-540-78655-9>.
- [35] *Q. Bipolar transistor*. [Online]. URL: https://web.archive.org/web/20191227121538/https://ltwiki.org/LTspiceHelp/LTspiceHelp/Q_Bipolar_transistor.htm. 17.06.2024.
- [36] Mancini, R.: *Op Amps For Everyone*. Texas Instruments Incorporated, 2002, S. 11-01 – 11-14. URL: https://web.archive.org/web/20240423111514/https://web.mit.edu/6.101/www/reference/op_amps_everyone.pdf. Abgerufen am: 26.05.2024.
- [37] Karki, J.: *Understanding Operational Amplifier Specifications*. 2018, ab 8. URL: <https://web.archive.org/web/20230716003850/https://www.ti.com/lit/an/sloa011b/sloa011b.pdf>. Abgerufen am: 26.05.2024.
- [38] Finckenor M. M. de Groh, K. K.: *A researcher's Guide to Space Environmental effects*. NASA ISS Research Integration Office, März 2015. URL: https://web.archive.org/web/20240129041513/https://www.nasa.gov/wp-content/uploads/2020/10/researchers-guide-space-environment-effects_tagged.pdf?emrc=3de546. Abgerufen am 19.07.2024.
- [39] Ray, B.: „Electronic Circuit Design and Analysis for Space Applications“. In: *Proceedings of the 2001 American Society for Engineering Education Annual Conference Exposition*. tbd 2001, S. 6.411.1–6.411.8. URL: tbd.
- [40] Baumann, R.; Kruckmeyer, K.: *Radiation Handbook for Electronics*. Techn. Ber. Texas Instruments Incorporated, 2020. URL: <https://web.archive.org/web/20240329044617/https://www.ti.com/seclit/eb/sgzy002a/sgzy002a.pdf>. Abgerufen am: 28.05.2024.
- [41] Velazco, R. McMorrow, D.; Estela, J.: *Radiation Effects on Integrated Circuits and Systems for Space Applications* -. Berlin, Heidelberg: Springer, 2019.
- [42] Faccio, F.: „COTS for the LHC radiation environment: The rules of the game“. In: *6th Workshop on Electronics for LHC Experiments*. Sep. 2000, S. 50–65. URL: <https://web.archive.org/web/20240420220102/https://cds.cern.ch/record/478245/files/p50.pdf>.

- [43] Plaßmann, W.; Schulz, D.: *Handbuch Elektrotechnik: Grundlagen und Anwendungen für Elektrotechniker*. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013, S. 246. ISBN: 9783834820716. DOI: 10.1007/978-3-8348-2071-6. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-8348-2071-6>.
- [44] Nöldeke, C.: *The Space Radiation Environment*. epubli, 2017.
- [45] Kurckmeyer, K.: *Cosmic radiation effects on electronics and how to pick the right part*. 2019. URL: https://web.archive.org/web/20240530212329/https://www.ti.com/content/dam/videos/external-videos/en-us/3/3816841626001/6018870011001.mp4/subassets/spaceseriespart4_1.pdf. Abgerufen am: 30.05.2024.
- [46] European Cooperation For Space Standardization: *EECSS-E-HB-10-12A: Calculation of radiation and its effects and margin policy handbook*. ESA-ESTEC. Noordwijk, Niederlande, 2010.
- [47] *Bipolar Stepper Motors (Part II): Microstepping and Decay Modes*. 2022. URL: <https://www.monolithicpower.com/learning/resources/bipolar-stepper-motors-part-ii-microstepping-and-decay-modes>. Abgerufen am: 17.06.2024.
- [48] Castaldo, A.: *Switching regulator fundamentals*. SNVA559C. Texas Instruments Inc. 2019. URL: https://www.ti.com/lit/an/snva559c/snva559c.pdf?ts=1722244863099&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F. Abgerufen am 13.03.2024.
- [49] *Fault-Detection, Fault-Isolation and Recovery (FDIR) Techniques*. Techn. Ber. Technique DFE-7. Johnson Space Center (JSC). URL: https://web.archive.org/web/20240423201839/https://extapps.ksc.nasa.gov/Reliability/Documents/Preferred_Practices/dfe7.pdf.
- [50] Ballweg, R. Ohndorf, A.; Chatel, F.: „Flight Experience“. In: *Spacecraft Operations*. Hrsg. von Sellmaier, F. Uhlig, T.; Schmidhuber, M. Cham: Springer International Publishing, 2022, S. 95–115. ISBN: 978-3-030-88593-9. DOI: 10.1007/978-3-030-88593-9_6. URL: https://doi.org/10.1007/978-3-030-88593-9_6.
- [51] *Space engineering - Guidelines for electrical design and interface requirements for power supply*. Techn. Ber. ECSS-E-HB-20-20A. Noordwijk, Niederlande: European Cooperation For Space Standardization, 2016, S. 13–24.
- [52] Radici, C.: *Power MOSFETs in linear mode*. AN50006. Rev. 2. 2022. URL: https://web.archive.org/web/20231203134530/https://www.nexperia.com/applications/interactive-app-notes/IAN50006_Power_MOSFETs_in_linear_mode. 14.07.2024.
- [53] *Space engineering - Electrical and electronic*. Techn. Ber. ECSS-E-ST-20C Rev.2. Noordwijk, Niederlande: European Cooperation For Space Standardization, 2022, S. 42–74.
- [54] *Part Ratings Part ratings*. [Online]. URL: <https://web.archive.org/web/20240601000336/https://www.ti.com/support-quality/certifications-and-standards/part-ratings.html>. Abgerufen am 20.06.2024.
- [55] *Qualification summary FAQs*. [Online]. URL: <https://web.archive.org/web/20240228191937/https://www.ti.com/support-quality/faqs/qualification-summary-faqs.html>. Abgerufen am 20.06.2024.
- [56] *STM32F405xx STM32F407xx*. S8626 Rev 9. STMicroelectronics, 2020. URL: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f405rg.pdf>.
- [57] Metzger, F.: *Failure Modes of Electronics*. The English Press, 2011.
- [58] Chesley, J.; Branch, N. S. W. C. L. E. T.: *Handbook of Reliability Prediction Procedures for Mechanical Equipment*. NSWC Carderock Division, 2010.

-
- [59] *GSFC Radiation Data Base*. [Online]. URL: <https://radhome.gsfc.nasa.gov/radhome/RadDataBase/RadDataBase.html>. Abgerufen am 21.05.2024.
- [60] Hiemstra, D. M.: „Guide to the 2017 IEEE Radiation Effects Data Workshop Record“. In: *2018 IEEE Radiation Effects Data Workshop (REDW)*. 2018, S. 1–9. DOI: 10.1109/NSREC.2018.8584294.
- [61] Fiore, C.: *Stepper Motors Basics: Types, Uses, and Working Principles*. 2023. URL: <http://www.monolithicpower.com/en/learning/resources/stepper-motors-basics-types-uses>. Abgerufen am: 17.02.2024.
- [62] *DRV8841 Dual H-Bridge Driver IC*. SLVSAC0F. Texas Instruments Incorporated. 2015. URL: <https://web.archive.org/web/20240613002229/https://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv8841.pdf>. Abgerufen am 09.07.2024.
- [63] *DRV8434 Stepper Driver With Integrated Current Sense, 1/256 Microstepping, STEP/DIR Interface and smart tune Technology*. SLOSE47A. Rev. A. Texas Instruments Incorporated. 2022. URL: https://web.archive.org/web/20240603000658/https://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv8434.pdf?ts=1717373199458&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FDRV8434. Abgerufen am 12.06.2024.
- [64] *MAX22210 36V, 3.8A Stepper Motor Driver with Integrated Current Sense and 128 Microstep Indexer*. 19-101181. Rev. 0. Analog Devices, Inc. 2023. URL: <https://web.archive.org/web/20231007153242/https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/max22210.pdf>. Abgerufen am 04.07.2024.
- [65] *TMC2210 36V 2ARMS+ Standalone Integrated S/D Stepper Driver*. 19-101595D. Rev. 2. Analog Devices, Inc. 2024. URL: https://web.archive.org/web/20240517185945/https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/TMC2210_datasheet_rev1.pdf. Abgerufen am 04.07.2024.
- [66] Plaßmann, W.; Schulz, D.: *Handbuch Elektrotechnik: Grundlagen und Anwendungen für Elektrotechniker*. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013, S. 1000–1022. ISBN: 9783834820716. DOI: 10.1007/978-3-8348-2071-6. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-8348-2071-6>.
- [67] Elliott, R.: *4-20mA current Loop Basics*. 2011. URL: <https://web.archive.org/web/20200121095059/https://sound-au.com/appnotes/an011.htm>. Abgerufen am 24.01.2024.
- [68] *PX26 SERIES Pressure Transducers*. OMEGA ENGINEERING, INC. 2010. URL: <https://web.archive.org/web/20231204031334/https://assets.omega.com/manuals/test-and-measurement-equipment/pressure/pressure-transducers/M1608.pdf>. Abgerufen am 13.03.2024.
- [69] Nancekievill, M. u. a.: „Radiation Tolerance of Commercial-Off-The-Shelf Components Deployed in an Underground Nuclear Decommissioning Embedded System“. In: *2016 IEEE Radiation Effects Data Workshop (REDW)*. 2016, S. 1–5. DOI: 10.1109/NSREC.2016.7891730.
- [70] Reddell, B. D. u. a.: „Compendium of Single Event Effects Test Results for Commercial-Off-The-Shelf and Standard Electronics for Low Earth Orbit and Deep Space Applications“. In: *2017 IEEE Radiation Effects Data Workshop (REDW)*. 2017, S. 1–6. DOI: 10.1109/NSREC.2017.8115433.
- [71] Kitchin, C.; Counts, L.: *A DESIGNER'S GUIDE TO INSTRUMENTATION AMPLIFIERS*. 3RD Edition. Analog Devices, Inc., 2006, S. 1-1–2-5.
-

- [72] *Low Power, 3.6 MHz, Low Noise, Rail-to-Rail Output, Operational Amplifiers*. Analog Devices, Inc. 2019. URL: https://web.archive.org/web/20221204151352/https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4691-2_4691-4_4692-2_4692-4.pdf. Abgerufen am 03.02.2024.
- [73] Williston, K.: *Analog Circuits: World Class Designs*. London: Newnes, 2009, S. 327–352. ISBN: 978-0-7506-8627-3.
- [74] Schenk, C.; Tietze, U.: *Halbleiter Schaltungstechnik*. 12. Aufl. Berlin, Germany: Springer, Apr. 2002, S. 1097–1115.
- [75] Analog Devices Inc. (Norwood; Mass,) *Practical design techniques for sensor signal conditioning*. en. Prentice Hall, 1999.
- [76] Hiemstra, D. M.: „Guide to the 2016 IEEE Radiation Effects Data Workshop Record“. In: *2017 IEEE Radiation Effects Data Workshop (REDW)*. 2017, S. 1–7. DOI: 10.1109/NSREC.2017.8115488.
- [77] Tietze, U. Schenk, C.; Gamm, E.: *Electronic Circuits*. Springer Berlin Heidelberg, 2008, S. 885–926. ISBN: 9783540786559. DOI: 10.1007/978-3-540-78655-9. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-540-78655-9>.
- [78] *Dual Channel 4A, 42V, Synchronous Step-Down Silent Switcher 2 with 6.2A Quiescent Current*. Rev. C. Analog Devices, Inc. 2021. URL: <https://web.archive.org/web/20220122202347/https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/lt8650s.pdf>. 29.05.2024.
- [79] *TPS1H100-Q1 40-V, 100-mA Single-Channel Smart High-Side Power Switch*. SLVSCM2D. Rev. D. Texas Instruments Incorporated. 2019. URL: <https://web.archive.org/web/20240712140027/http://www.ti.com:80/lit/ds/symlink/tps1h100-q1.pdf>. Abgerufen am 24.04.2024.
- [80] *High Voltage Input Protection Device*. Rev. A. Analog Devices, Inc. 2016. URL: <https://web.archive.org/web/20240715201024/https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADM1270.pdf>. 22.07.2024.
- [81] *5-A, 20-V Integrated FET Hot-Swap Controller*. SLUS903F. Rev. F. Texas Instruments Incorporated. 2014. URL: <https://web.archive.org/web/20220705193837/https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps2420.pdf?ts=1638488241929>. Abgerufen am 24.04.2024.
- [82] *Current-Limited, High-Side P-Channel Switches with Thermal Shutdown*. Rev 0. Maxim Integrated Products. 1997. URL: https://web.archive.org/web/20240613195346/https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/MAX891L-MAX892L.pdf?ADICID=SYND_WW_P682800_PF-spglobal. Abgerufen am 12.05.24.
- [83] *AS5600L 12-Bit Programmable On-Axis Magnetic Rotary Position Sensor*. v1-12. ams OSRAM AG. 2020. URL: <https://web.archive.org/web/20230803154238/https://look.ams-osram.com/m/657fca3b775890b7/original/AS5600L-DS000545.pdf>. Abgerufen am 12.05.2024.
- [84] Slovic, M.: *Capacitors for Spacecraft: Withstanding a Harsh Radiation Environment*. 2016. URL: <https://web.archive.org/web/20220708215608/https://www.tti.com/content/ttiinc/en/resources/marketeye/categories/passives/me-slovick-20160809.html>. Abgerufen am 12.07.2024.
- [85] *Analog Engineer's Pocket Reference*. 2019. URL: <https://web.archive.org/web/20240211170309/https://www.ti.com/seclit/eb/slyw038c/slyw038c.pdf>. Abgerufen am: 12.07.2024.

- [86] Aksteiner, N.; Budroweit, J.: „Total Ionizing Dose Effects on Current Sense Amplifiers“. In: *2021 21th European Conference on Radiation and Its Effects on Components and Systems (RADECS)*. IEEE, Sep. 2021. DOI: 10.1109/radecs53308.2021.9954538. URL: <http://dx.doi.org/10.1109/RADECS53308.2021.9954538>.
- [87] *INA19x Current Shunt Monitor 16 V to +80 V Common-Mode Range*. 2022. URL: <https://web.archive.org/web/20230315214521/https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina195.pdf>. Abgerufen am: 12.07.2024.
- [88] Gift, S. J. G.; Maundy, B.: *Electronic Circuit Design and Application* -. 2. Singapore: Springer Nature, 2021, S. 325–373. ISBN: 978-3-030-79375-3.
- [89] Zwick, A.; Zwick, J.: *Operationsverstärker und Transistoren: Elektronische Schaltungen mit Alternativen Methoden Dargestellt*. Springer Vieweg, 2022, S. 396–418.
- [90] Karki, J.: *Active Low-Pass Filter Design*. Texas Instruments Limited. 2023. URL: <https://web.archive.org/web/20240502143241/https://www.ti.com/lit/an/sloa049d/sloa049d.pdf>. 27.01.2024.
- [91] *Analog Filter Wizard*. Analog Devices, Inc. URL: <https://tools.analog.com/en/filterwizard/>. Abgerufen am 20.04.2024.
- [92] Bishop, J.: *Pressure Transducer to ADC Application*. Techn. Ber. SLOA056. Texas Instruments Incorporated, Okt. 2000.
- [93] Plaßmann, W.; Schulz, D.: *Handbuch Elektrotechnik: Grundlagen und Anwendungen für Elektrotechniker*. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013, S. 425–438. ISBN: 9783834820716. DOI: 10.1007/978-3-8348-2071-6. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-8348-2071-6>.
- [94] Johnson, J. B.: „Thermal Agitation of Electricity in Conductors“. In: *Phys. Rev.* 32 (1 Juli 1928), S. 97–109. DOI: 10.1103/PhysRev.32.97. URL: <https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRev.32.97>.
- [95] Bryant, J. u. a.: „Protecting instrumentation amplifiers“. In: 17 (Apr. 2000), S. 62+64–69.
- [96] Bryant, J.; Counts, L.: *Ask the Applications Engineer—7: Op-amp Noise*. Analog Devices, Inc., ? URL: <https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/what-should-i-know-about-opamp-noise.html#:~:text=Op%2Damp%20voltage%20noise%20may,factor%20in%20system%20noise%20performance..> 23.07.2024.
- [97] *TVS Diodes Surface Mount – 1500W $\dot{\bar{z}}$ SMCJ series*. Rev. BA.08/31/20. Littelfuse, Inc. URL: https://web.archive.org/web/20201022035748/https://m.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/tvs_diodes/littelfuse_tvs_diode_smcj_datasheet.pdf. 22.07.2024.
- [98] Austin, W.: *IEC 1000-4-2 ESD Immunity and Transient Current Capability for the SP72X Series Protection Arrays*. Techn. Ber. AN9612.2. Littelfuse, Inc., 1999. URL: https://web.archive.org/web/20210227185857/https://m.littelfuse.com/~media/electronics_technical/application_notes/tvs_diode_arrays/littelfuse_iec_1000_4_2_esd_immunity_and_transient_application_note.pdf. Abgerufen am 30.06.2024.
- [99] *PCB Design Guidelines For Reduced EMI*. Texas Instruments Incorporated. 1999. URL: <https://web.archive.org/web/20240426143724/http://www.ti.com:80/lit/an/szza009/szza009.pdf>. Abgerufen am 12.06.2024.
- [100] Krieger, H.: „Das Abstandsquadratgesetz“. In: *Strahlungsmessung und Dosimetrie*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2021, S. 350–361. ISBN: 978-3-658-33389-8. DOI: 10.1007/978-3-658-33389-8_16. URL: https://doi.org/10.1007/978-3-658-33389-8_16.

- [101] *Kobalt-60 Quelle - Gammabestrahlungen*. [Online]. URL: https://web.archive.org/web/20230331002314/https://www.helmholtz-berlin.de/forschung/quellen/radhard/bestrahlung_de.html. Abgerufen am 15.07.2024.

Anhang

A. FMEA

| Item/ Function | Potential Failure Mode | Potential Effect(s) of Failure | Potential Cause(s)/ Mechanism(s) of Failure(s) | Recommended Action(s) | Action Results |
|-------------------|---|---|---|--|--|
| CAN-Schnittstelle | Kommunikationsverlust bzw. Signalausfall (Empfangsverlust/Sendeverlust) | CAN-Schnittstellenverlust - \bar{z} Fernzugriffsverlust | Bauteildefekt (Overvoltage, Short to Ground/Rail (Overcurrent), Open Circuit), Undervoltage | CAN-internes Fault Confinement, OVP, Abschaltung CAN-Schnittstelle und ggf. Platine durch μ C, ggf. Fehler-Output (bspw. Indikator-LED, Drahtlos-I/F) | Req.: 6-01-00, 6-01-01, 6-01-02 |
| | Fehlkommunikation (Fehlinterpretation/Fehlausgabe/Timing Fehler) | Fernzugriffsverlust oder Verlust von Kommando- bzw. Datenintegrität | Noise/EMI, Signaldämpfung durch Impedanzänderung, Ringing/Oszil., (Softwarefehler), Parasitäre Kapazität, Bauteildefekt | CAN-internes Fault confinement - \bar{z} Fehlerdetektion und -management(Abschaltung CAN-Schnittstelle und ggf. Platine durch μ C, ggf. Fehler-Output (bspw. Indikator-LED, Drahtlos-I/F)) | Req.: 6-01-01, 6-01-02, 6-01-03, 6-01-04 |
| Mikrocontroller | Kommunikationsverlust zu Steuerlasten (Sensoren, Motortreibern etc.) | Fehlkommandierung, Fernsteuerungsverlust | Bauteildefekt[Overvoltage (bspw. GPIO-Überlast), Short to Ground/Rail (Overcurrent), Open Circuit], getriggertes Passivierungsmodus, Undervoltage, Thermal-Shutdown, Absturz Programmausführung | OCP, OVP der Versorgungsleitung, UVLO,Abschaltung externer Steuerlasten & μ C (- \bar{z} Enable Signal/Load Switch), ggf. Fehler-Output (bspw. Indikator-LED, Drahtlos-I/F), Monitoring der Kommandoausgänge, Power Sequencing | Req.: 7-00-01 - 7-00-06, 4-00-01 |
| | Kommunikationsverlust zu CAN-Schnittstelle | Fernsteuerungsverlust | Bauteildefekt[Overvoltage, Short to Ground/Rail, Open Circuit], getriggertes Passivierungsmodus, Undervoltage, Thermal-Shutdown, Absturz Programmausführung | OCP, OVP der Versorgungsleitung, UVLOAbschaltung externer Steuerlasten & μ C, ggf. Fehler-Output (bspw. Indikator-LED, Drahtlos-I/F)Power Sequencing | Req.: 7-00-01 - 7-00-06, 4-00-01 |
| | Fehlkommunikation (Fehlinterpretation/Fehlausgabe/Timing Fehler) | Fehlkommandierung(Pumpen/Lasten), Datenmanipulation (Sensoren), Fernzugriffsverlust | Noise(GND)/EMI, Signaldämpfung/Impedanzänderung, (-Parasitäre Effekte zB. Kapazität), Ringing/Oszil., (Softwarefehler), (Excessive Ripple Supply Voltage- \bar{z}) Undervoltage, Excessive Temperature, Interner Struktureller Fehler | Passive Kompensationsbauteile, OCP, OVP, UVLO, Spannungsrückführung | Req.: 7-00-01 - 7-00-09, 4-00-01 |
| Nährlösungssensor | Fehlausgabe: Fehlerhafte Signalkonditionierung (Amplitude, Frequenz, Phase) | Datenmanipulation, Fehlkommandierung (Nomin. Regelkreis) | Undervoltage, Bauteildefekt[Overvoltage (ESD), Short to Ground/Rail (Overcurrent)] (Bsp. Referenz verschoben), Impedanzänderung, parasitäre Effekte (Kapazität, Induktivität), Noise/EMI, (Fehlkalibrierung), Betrieb außerhalb Spezifikation (Temperatur/Luftfeuchte) | Spannungs-/Stromrückführung (innerhalb Schnittstelle oder zu μ C?), OCP, OVP, (Reverse Polarity Protection?), Derating | Req.: 5-00-06 - 5-00-10 |
| | Fehlausgabe: Fehlerhafte A/D-Wandlung | Datenmanipulation, Fehlkommandierung (Nomin. Regelkreis) | Undervoltage, Bauteildefekt[Overvoltage (ESD), Short to Ground/Rail/zw. Pins (Overcurrent), Offset/Gain/Clock-Änderung, Soft Error (SEU), Bitfehler], Impedanzänderung, parasitäre Effekte (Kapazität, Induktivität), Noise/EMI, (Fehlkalibrierung), Betrieb außerhalb Spezifikation (Temperatur/Luftfeuchte) | OCP, OVP, Kalibrierung, Derating (falls nicht möglich Temperaturkompensation), ... ?, | Req.: 5-00-06 - 5-00-11 |

| | | | | | |
|--------------------------------------|--|---|---|---|----------------------------------|
| | Verlust Ausgangssignal (Receiver) | Datenverlust, Verlust des nomin. Regelkreises | Bauteildefekt[Overvoltage, Short to Ground/Rail (Overcurrent), Open Circuit], Undervoltage (Track Defekt) | OCP, OVP, Derating, Supply-Spannungs-/Stromrückführung zu μ C | Req.: 5-00-06 - 5-00-10 |
| Nährlösungssensoren Signalwandler | Verlust Anregungsenergie | Datenmanipulation, (Fehlkommandierung (Nomin. Regelkreis)) | Zuleitungsdefekt (inkl. Wackelkontakt), Schnittstellendefekt (SC/OC/OV), Schnittstellen-Undervoltage | anhand Schnittstellenmaßnahmen wartbar (oder ggf. MUX/Schalter-Cross-Strapping zu anderen Schnittstellen umgehbar) | |
| | Verlust Ausgangssignal | Datenmanipulation, (Fehlkommandierung (Nomin. Regelkreis), eingeschränktes Fern-Monitoring) | Kontamination, Bauteildefekt [Degradation (Zyklen: therm./Last/etc.), Exzessive(r) Biasspannung/-strom oder Umgebungsspezif. (T,p,etc.)], Zuleitungsdefekt | - \dot{z} Fehlerhafte Messung auch in Ferndiagnose (oder Algorithmus) feststellbar (Nährstoff Dosierung erhöhen und anhand Tankpegelsensor und Pumpfeedback auf Messfehler eingrenzen - \dot{z} Fehlkommandierung nur, wenn "dummer" Regelkreis Fehler nicht erkannt (oder bei Doppelfehler (in FMEA nicht zu berücksichtigen!)) anhand Schnittstellenmaßnahmen wartbar | Req.: 5-00-06 - 5-00-10, 1-00-04 |
| | Fehlwandlung (physik. Signal - \dot{z} elektr. Signal) | Datenmanipulation, (Fehlkommandierung (Nomin. Regelkreis)) | Bauteildefekt [Exzessive(r) Biasspannung/-strom (Overvoltage/Overcurrent), überschrittene Umgebungsspezifikation (T, p), ADC-Error], EMI, Kontamination, (Impedanzänderung) | Kalibrierung, anhand Schnittstellenmaßnahmen, wenn möglich Derating | Req.: 5-00-06 - 5-00-10 |
| Nährlösungssensoren | mechanische Zerstörung (Deformation/Bruch) - \dot{z} Failure mode? | | | | |
| | | | | | |
| | | | | | |
| | | | | | |

B. Anforderungsliste

B Anforderungsliste

| Nr. | Requirement | Wert | Einheit | Toleranz | Req. Typ | Req. Ursprung |
|---------|---|--|---------|----------|----------|---------------|
| 9.00.01 | Full-scale Current pro Phase | 2 | A | | M | Req. 9-00-05 |
| 9.00.02 | minimale Eingangsspannung (High Side) | 0 | VDC | | W | Design |
| 9.00.03 | maximale Eingangsspannung (High Side) | 28 | VDC | ±6 | F | DLR, Design |
| 9.00.04 | Logiklevelbereich | 0-5 und/oder 0-3.3 | VDC | | F | Design |
| 9.00.05 | Baureihen/-größenkompatibilität | NEMA17, NEMA23 | | | F | DLR |
| 9.00.06 | Schnittstelle (Kommandierung) | kein SPI der I2C | | | F | Design |
| 9.00.07 | Passivierungs-/OFF-Eingang | Enable/Sleep/-Shutdown | | | F | FMEA, Design |
| 9.00.08 | Analogausgang | Strommessung | | | W | FMEA, Design |
| 9.00.09 | Analogausgang | Fehlerindikation | | | W | FMEA, Design |
| 9.00.10 | Decay-Steuerung | automatisch, adaptiv | | | W | Design |
| 9.00.11 | Schutzvorkehrung (der Versorgungsleitung) | Überspannung (OVP) | | | F | FMEA |
| 9.00.12 | Schutzvorkehrung (der Versorgungsleitung) | Überstrom (OCP) | | | F | FMEA |
| 9.00.13 | Schutzvorkehrung (der Versorgungsleitung) | Unterspannungsauskopplung | | | W | FMEA |
| 9.00.14 | Schutzvorkehrung (der Versorgungsleitung) | Thermal Shutdown (Überhitzungsauskopplung) | | | W | FMEA |
| 9.00.15 | R_DS(ON) (HS + LS) | < 100 | mOhm | | M | Design |
| 9.00.16 | Temperaturbereich | -40 - 125 | °C | | W | Design |
| 9.00.17 | Schrittauflösung | microstepping bzw. 1/2 | step | | M | Design |
| 9.00.18 | Schutzvorkehrung | Stall-Detection | | | W | Design |
| 9.00.19 | Packung | QFN | | | W | Design |

Tabelle B.1.: Anforderungen an den Schrittmotortreiber

C. Schaltpläne

C.1. Testplatine des DRV8434 Schrittmotortreibers

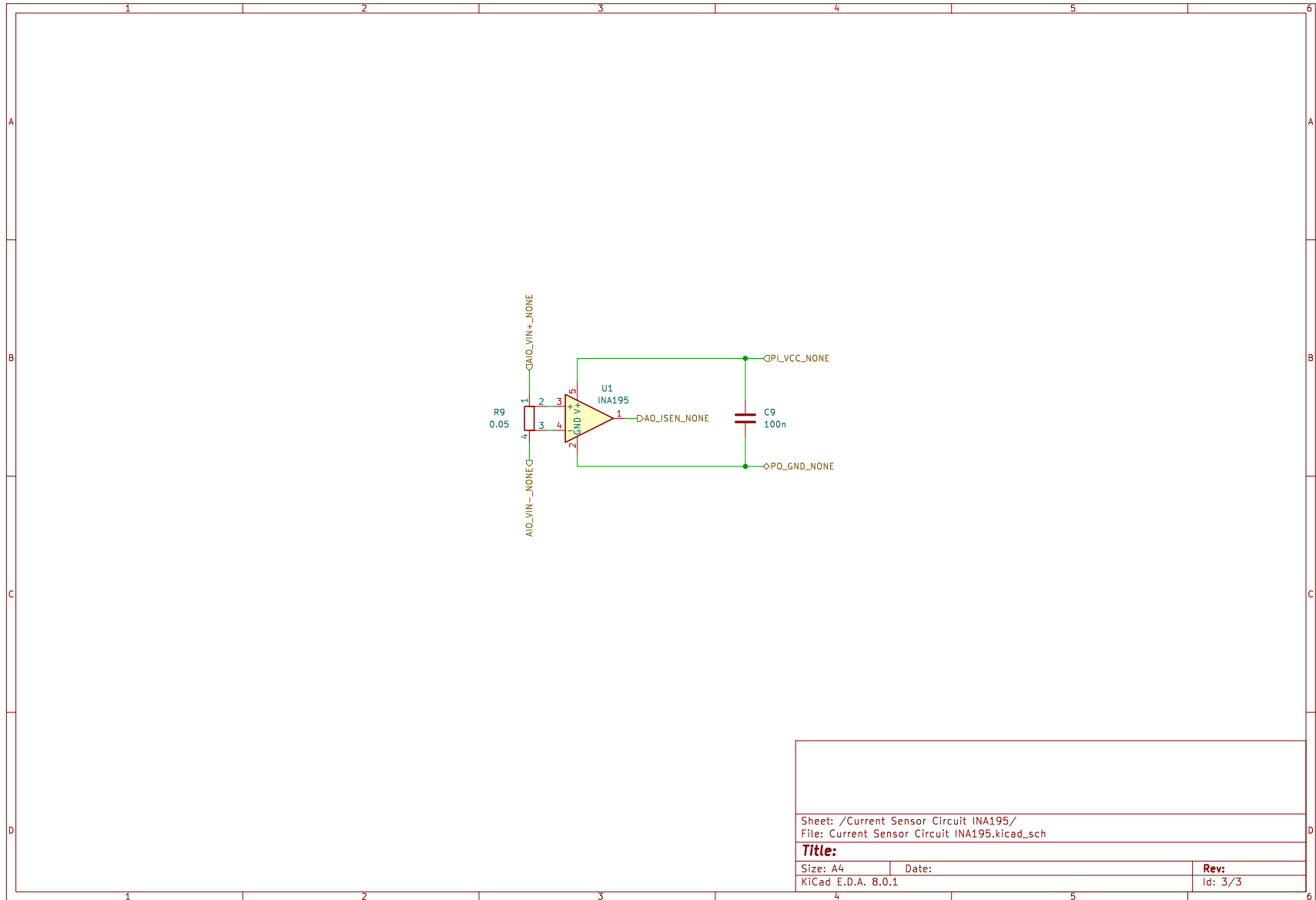


Abbildung C.1.: Hierarchisches Schaltplanblatt INA195 der Testplatinen der Schrittmotortreiber

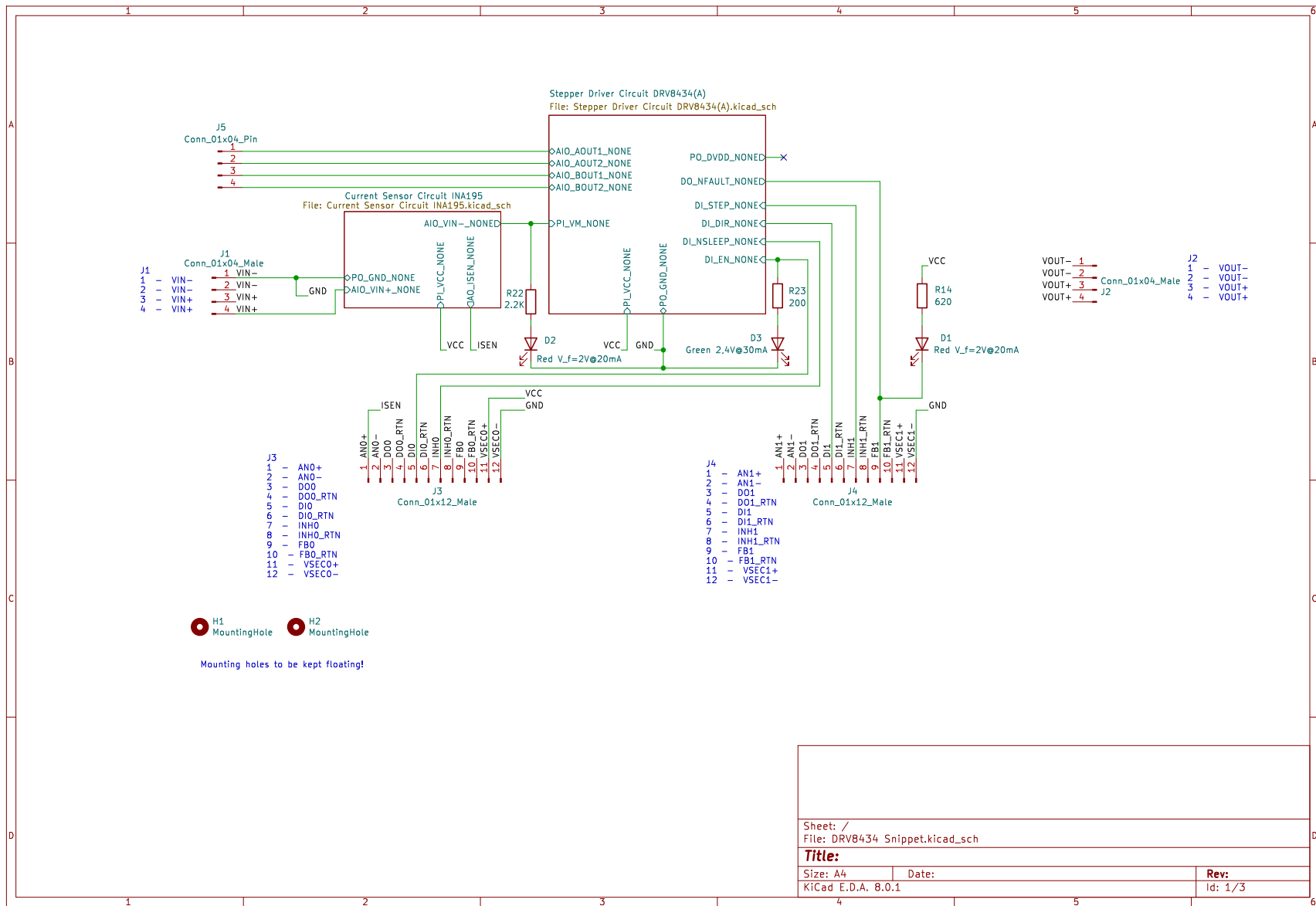


Abbildung C.2.: Schaltplan der DRV8434-Testplatine

| | | | |
|--------------------|-------|---------------------------------|--|
| Sheet: / | | File: DRV8434 Snippet.kicad_sch | |
| Title: | | | |
| Size: A4 | Date: | Rev: | |
| KiCad E.D.A. 8.0.1 | | Id: 1/3 | |

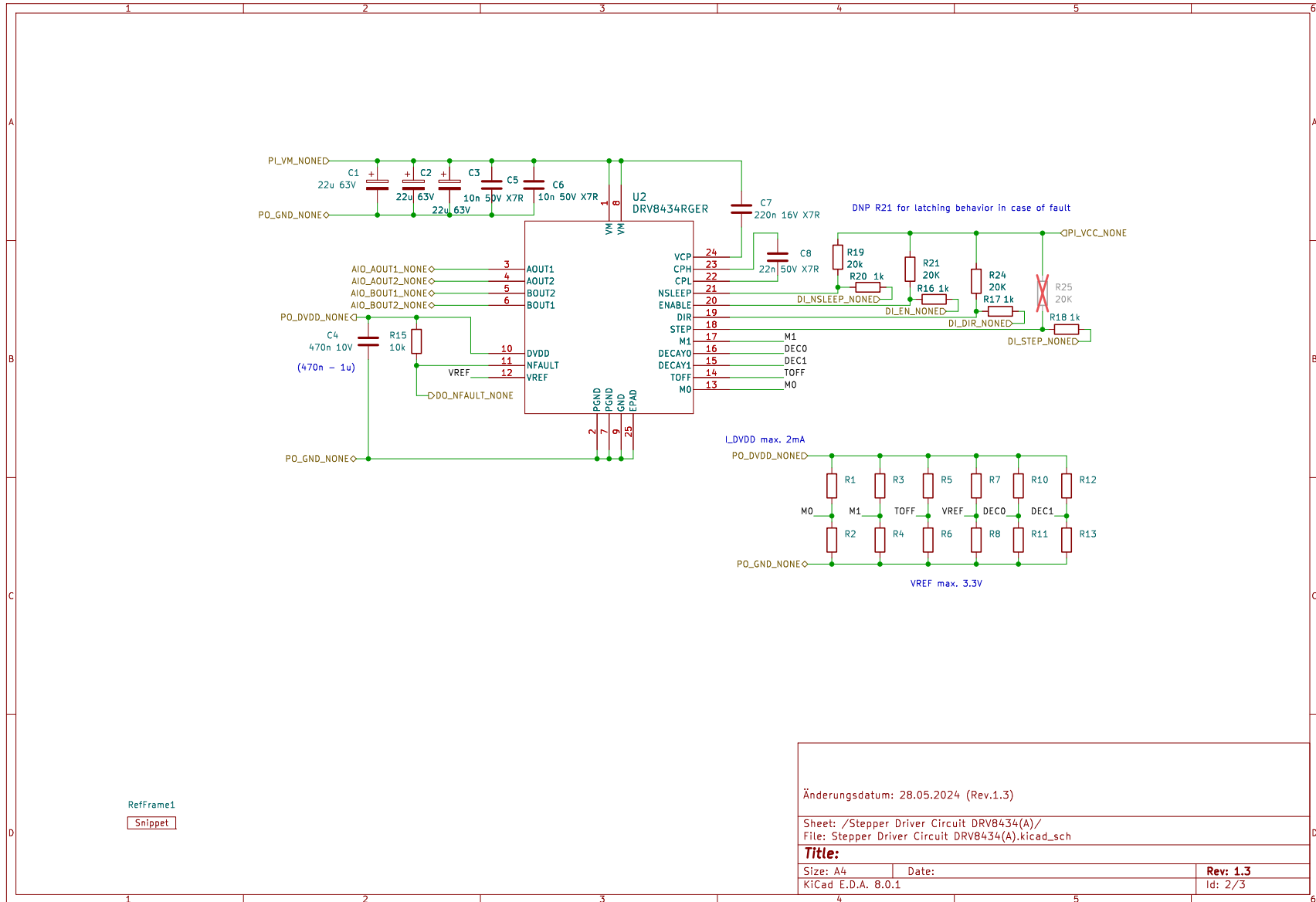


Abbildung C.3.: Hierarchisches Schaltplanblatt DRV8434-Snippet der Testplatine des DRV8434 Schrittmotortreibers

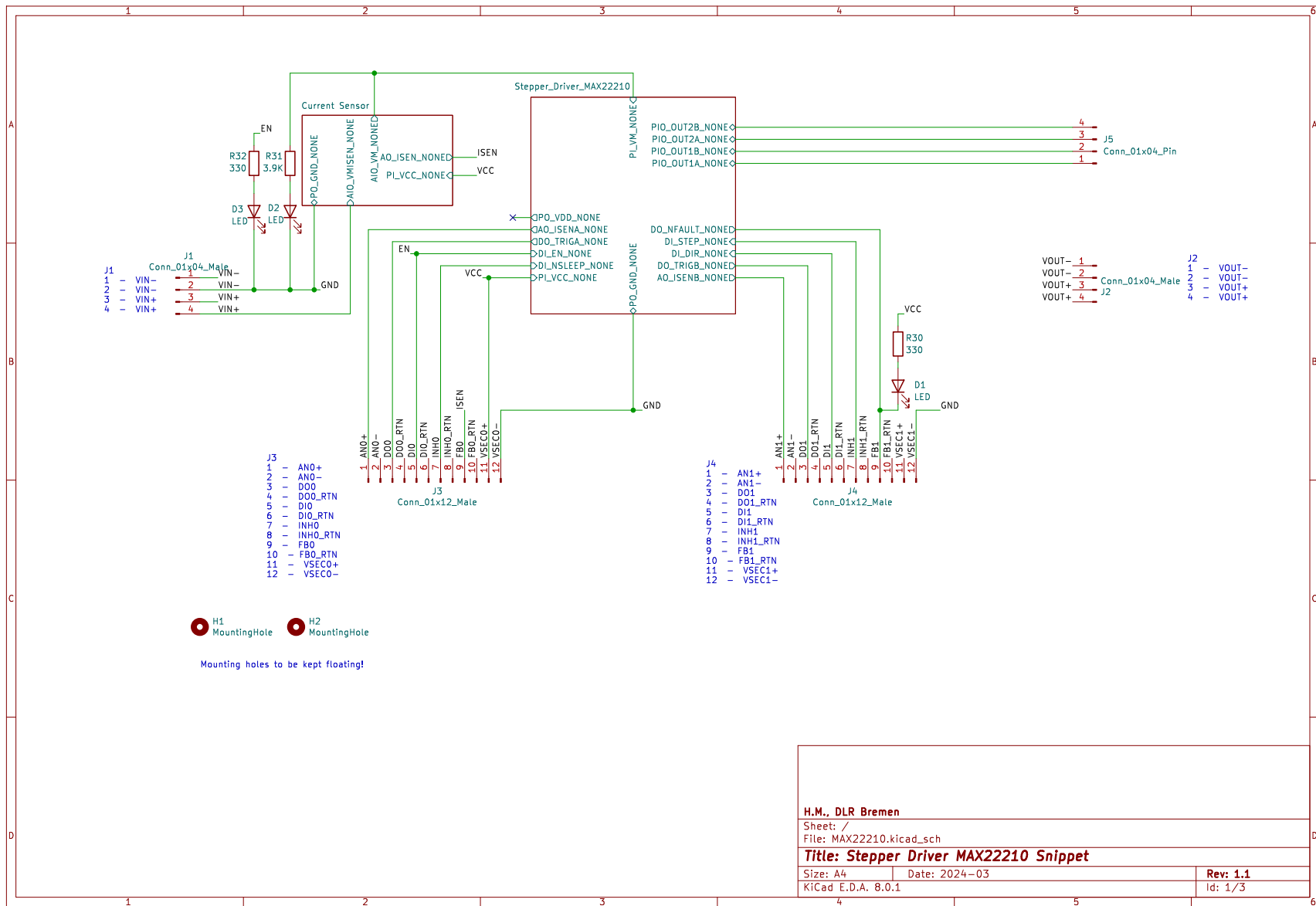


Abbildung C.4.: Schaltplan der MAX22210 Testplatine

| | | |
|---|---------------|----------|
| H.M., DLR Bremen | | |
| Sheet: / | | |
| File: MAX22210.kicad_sch | | |
| Title: Stepper Driver MAX22210 Snippet | | |
| Size: A4 | Date: 2024-03 | Rev: 1.1 |
| KiCad E.D.A. 8.0.1 | | Id: 1/3 |

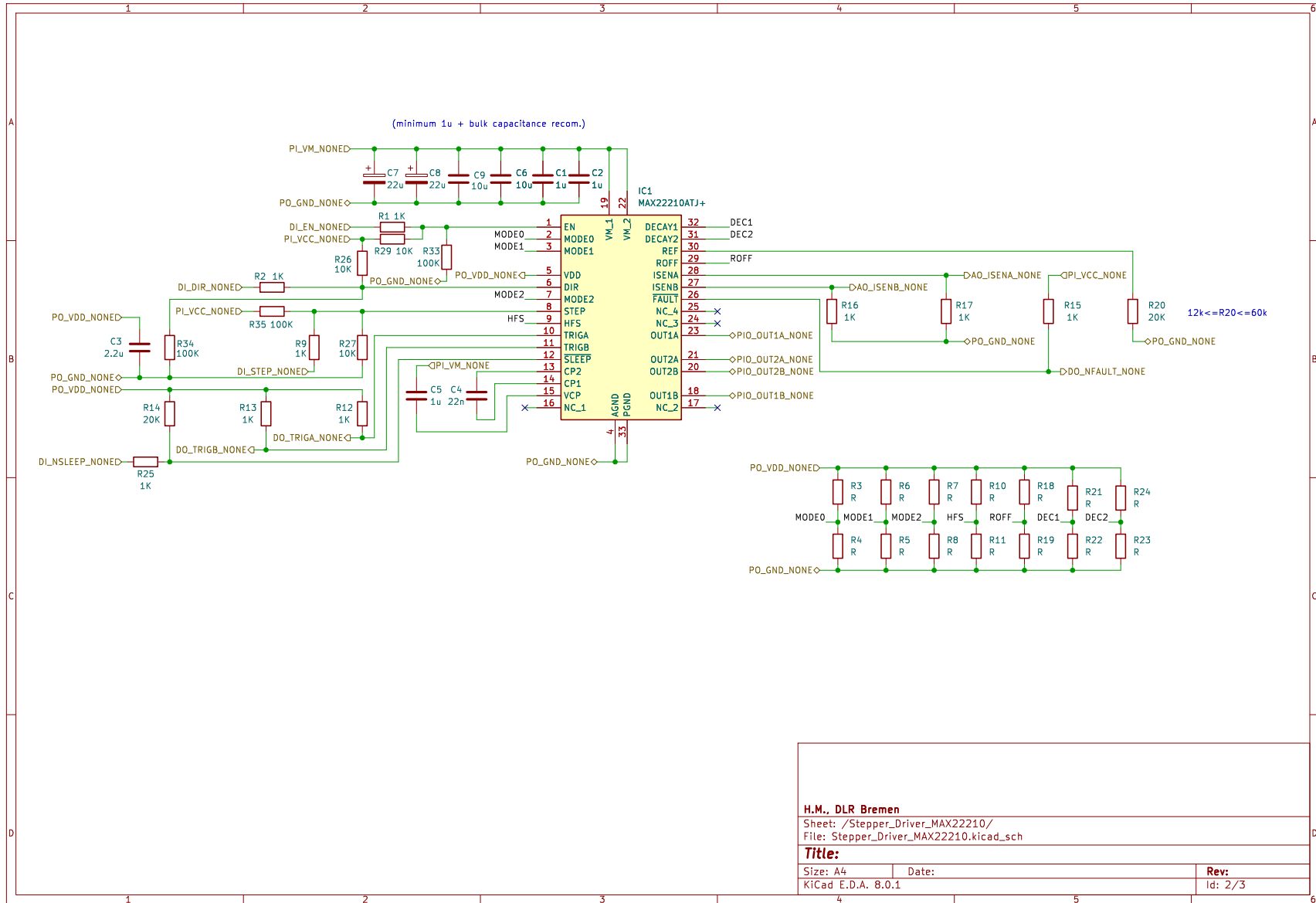


Abbildung C.5.: Hierarchisches Schaltplanblatt des MAX22210-Snippets

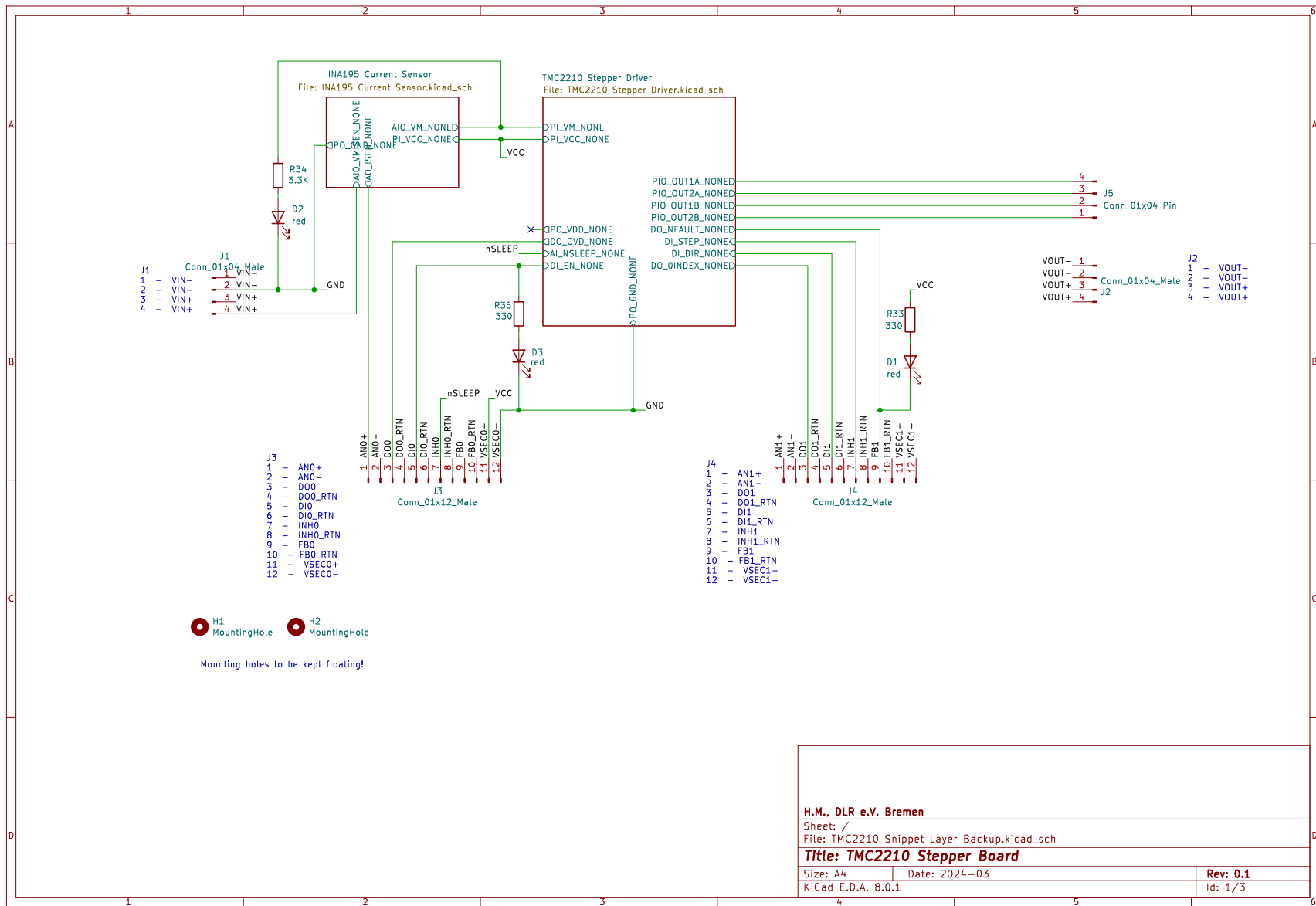


Abbildung C.6.: Schaltplan der TMC2210 Testplatine

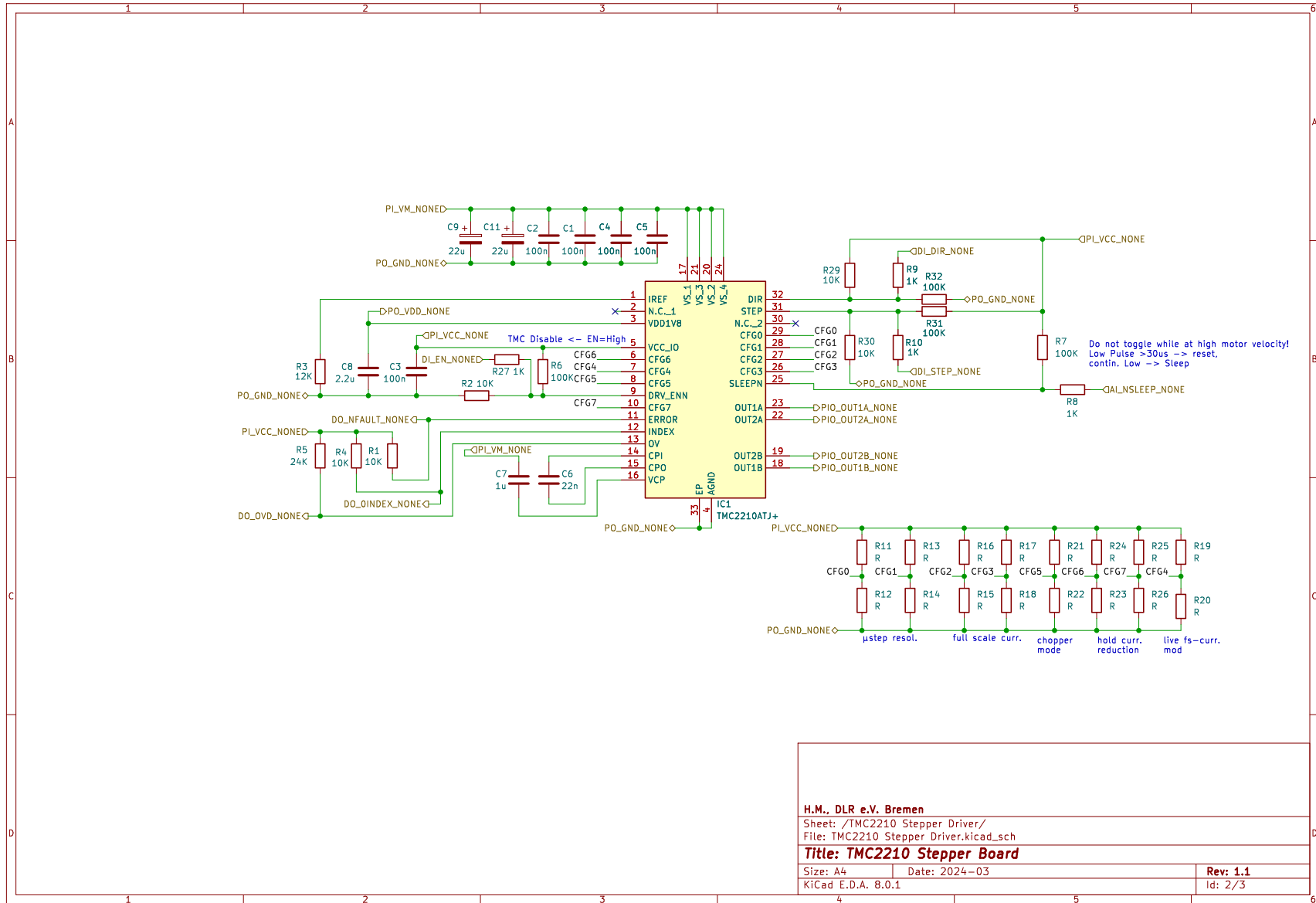
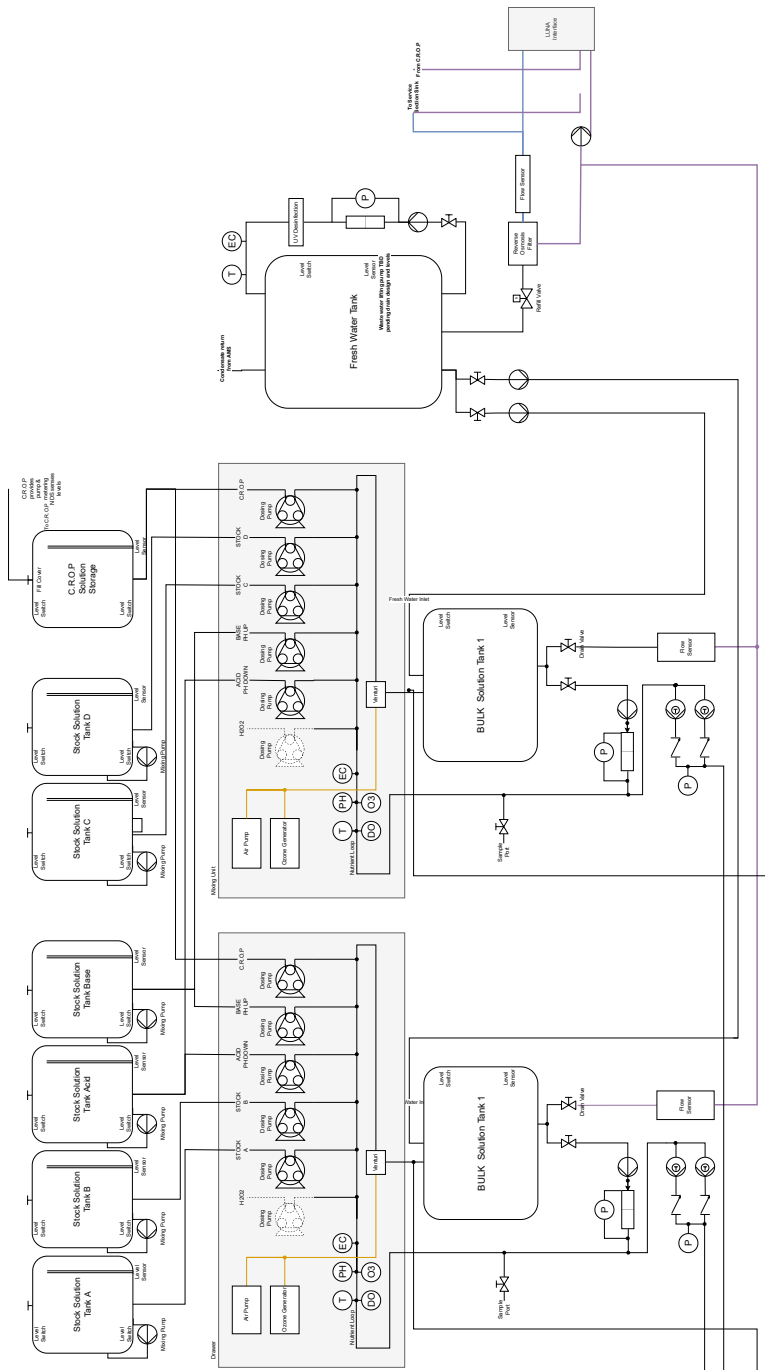
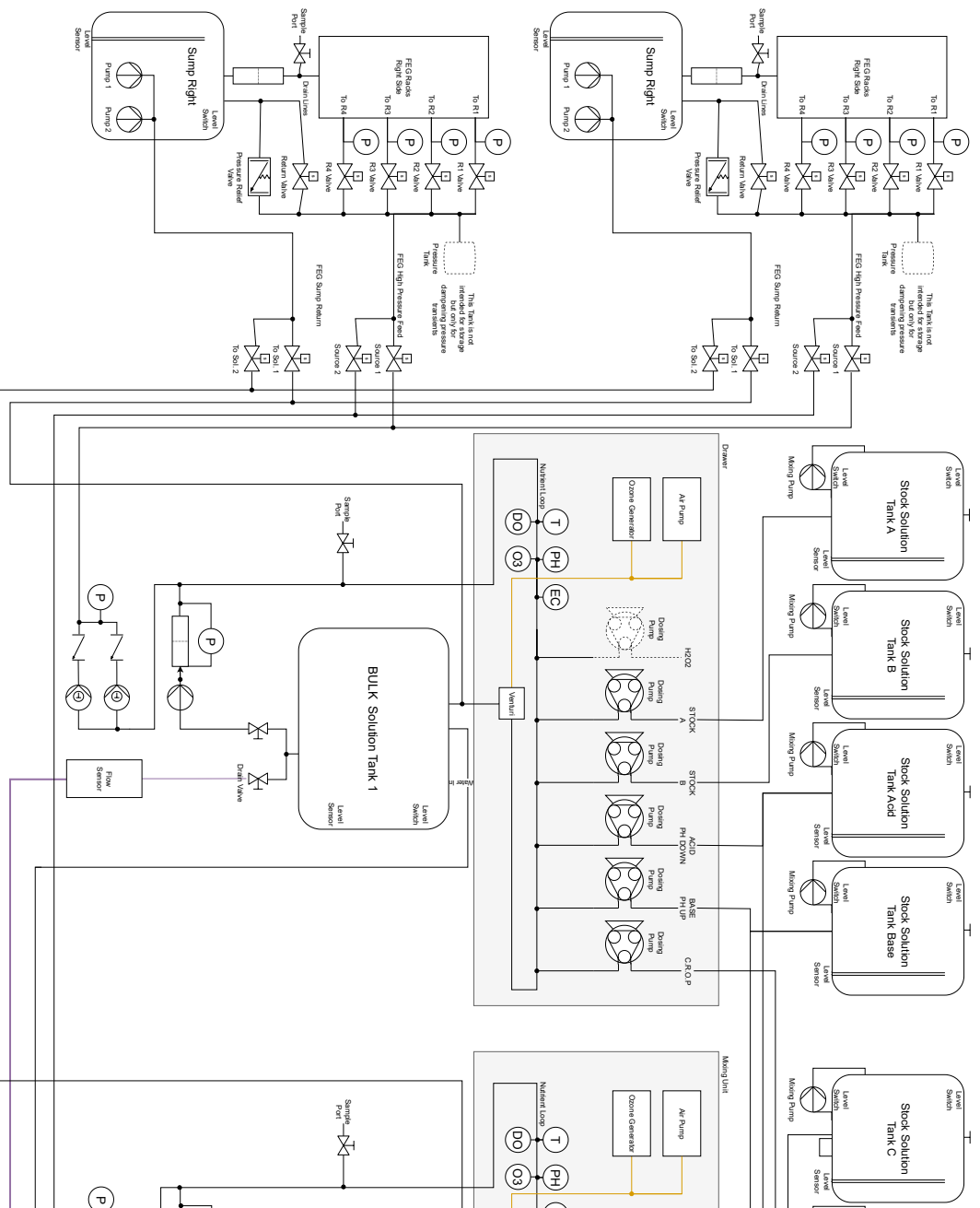
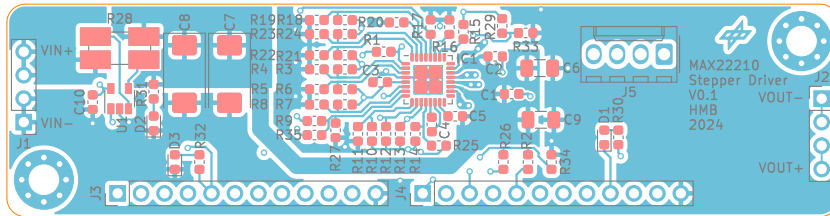


Abbildung C.7.: Hierarchisches Schaltplanblatt des TMC2210-Snippets

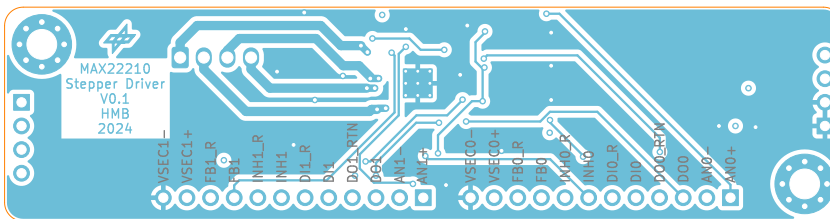
D. Blockdiagramm NDS EDEN LUNA



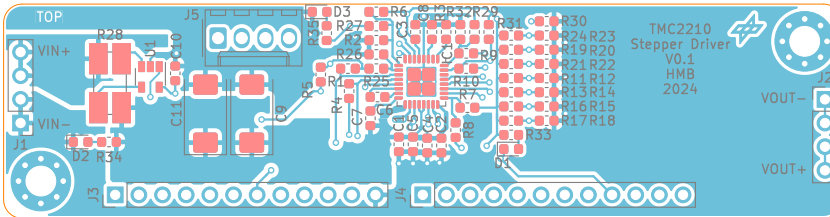




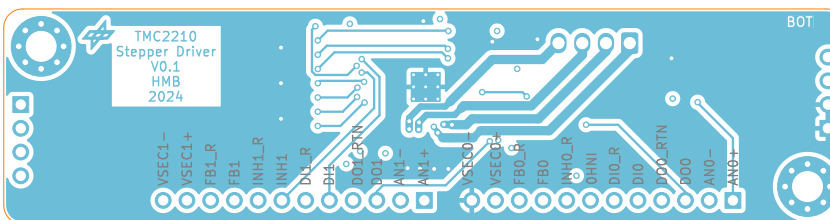
(a) Oberseite des MAX22210-Testplattenlayouts



(b) Unterseite des MAX22210-Testplattenlayouts



(c) Oberseite des TMC2210-Testplattenlayouts



(d) Unterseite des TMC2210-Testplattenlayouts

Abbildung D.3.: Platinenentwurf des TMC2210- und des MAX22210-Snippets dargestellt als Platinenoberseite (oben) und -unterseite