

Interner Bericht

DLR-IB-FT-BS-2025-153

**Entwicklung und Validierung
eines kompakten
Solarladereglers für
unbemannte Flugzeuge**

Hochschulschrift

Dominic Kosin

Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt

Institut für Flugsystemtechnik
Braunschweig



**Deutsches Zentrum
für Luft- und Raumfahrt**

Institutsbericht
DLR-IB-FT-BS-2025-153

**Entwicklung und Validierung eines kompakten Solarladereglers für
unbemannte Flugzeuge**

Dominic Kosin

Institut für Flugsystemtechnik
Braunschweig

Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.
Institut für Flugsystemtechnik
Abteilung Unbemannte Luftfahrzeuge

**Stufe der Zugänglichkeit: I, Allgemein zugänglich: Der Interne Bericht wird
elektronisch ohne Einschränkungen in ELIB abgelegt.**

Braunschweig, den 22.09.2025

Institutsleitung: Prof. Dr.-Ing. S. Levedag

Abteilungsleitung: Johann Dauer

Betreuer:in: Lennart Kracke

Verfasser:in: Dominic Kosin



**Entwicklung und Validierung eines kompakten Solarladeregulators für
unbemannte Flugzeuge**

BACHELORARBEIT

für die Prüfung zum

BACHELOR OF ENGINEERING

des Studiengangs Luft- und Raumfahrttechnik
der Dualen Hochschule Baden-Württemberg Friedrichshafen

von

Dominic Kosin

Abgabe am 22.09.2025

Bearbeitungszeitraum:	1.07.2025 – 22.09.2025
Matrikelnummer, Kurs:	[REDACTED]
Abteilung:	Institut für Flugsystemtechnik - unbemannte Luftfahrzeuge
Ausbildungsbetrieb:	Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e. V.
Betreuer des Ausbildungsbetriebs:	Lennart Felix Kracke
Gutachter der Dualen Hochschule:	Prof. Dr. Philipp Krämer

Erklärung

gemäß Ziffer 1.1.13 der Anlage 1 zu §§ 3, 4 und 5 der Studien- und Prüfungsordnung für die Bachelorstudiengänge im Studienbereich Technik der Dualen Hochschule Baden-Württemberg vom 29.09.2017.

Ich versichere hiermit, dass ich meine Bachelorarbeit mit dem Thema

Entwicklung und Validierung eines kompakten Solarladereglers für unbemannte Flugzeuge

selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe.

Ich versichere zudem, dass die eingereichte elektronische Fassung mit der gedruckten Fassung übereinstimmt.



Braunschweig, den 22.09.2025

Auszug

Der HAP-Trainer des DLR dient als Technologiedemonstrator für solarbetriebene Höhenplattformen. Die derzeit eingesetzte Lösung zur Leistungsmaximierung des Solarbetriebs, der Genasun GV10 Laderegler, weist Defizite auf: Das Gewicht von 100 g , fehlende Systemintegration sowie nicht vorhandene Telemetriefunktionen verhindern eine optimale wissenschaftliche Auswertung der Testflüge.

Das Ziel dieser Arbeit besteht in der Entwicklung eines MPPT-Ladereglers mit einem Gewicht unter 50 g und maximalen Abmessungen von $140\times55\times17\text{ mm}$ für die Rumpfintegration. Der Laderegler soll das DroneCAN-Protokoll zur Echtzeitüberwachung implementieren und eine bidirektionale Kommunikation mit dem Autopilotensystem gewährleisten.

Die Entwicklung basiert auf einer Anforderungsanalyse der HAP-Trainer-Spezifikationen. Als Kernkomponente der Hardware dient der LTC4015 MPPT-Controller. Die Softwareimplementierung erfolgt auf einem STM32L431 Mikrocontroller mittels Arduino-Framework. Das PCB-Design wurde mit KiCad realisiert, die Firmware-Entwicklung mit Visual Studio Code und PlatformIO.

Die entwickelte Lösung erreicht eine Gewichtsreduktion und ermöglicht eine DroneCAN-Kommunikation. Die Ladefunktion wurde für 3 bis 4-zellige Lithium-Batteriekonfigurationen erfolgreich validiert. Das System verfügt über eine RGB-LED-Statusanzeige und ermöglicht die Echtzeitvisualisierung der Telemetriedaten in Mission Planner.

Abstract

The DLR's HAP trainer serves as a technology demonstrator for solar-powered high-altitude platforms. The solution currently used to maximize the performance of solar operation, the Genasun GV10 charge controller, has shortcomings: its weight of 100 g , lack of system integration, and absence of telemetry functions prevent optimal scientific evaluation of the test flights.

The aim of this work is to develop an MPPT charge controller weighing less than 50 g and with maximum dimensions of $140 \times 55 \times 17 \text{ mm}$ for fuselage integration. The charge controller should implement the DroneCAN protocol for real-time monitoring and ensure bidirectional communication with the autopilot system.

The development is based on a requirements analysis of the HAP trainer specifications. The LTC4015 MPPT controller serves as the core component of the hardware. The software implementation is carried out on an STM32L431 microcontroller using the Arduino framework. The PCB design was realized with KiCad, and the firmware development with Visual Studio Code and PlatformIO.

The developed solution achieves a weight reduction and enables DroneCAN communication. The charging function has been successfully validated for 3 to 4-cell lithium- battery configurations. The system has an RGB LED status display and enables real-time visualization of telemetry data in Mission Planner.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	VII
Tabellenverzeichnis	IX
Abkürzungsverzeichnis	X
Symbolverzeichnis	XII
1 Einleitung	1
1.1 Problemstellung und Motivation	1
1.1.1 Technologischer Kontext	1
1.1.2 Identifikation des technischen Problems	2
1.1.3 Lösungsansatz	2
1.2 Zielsetzung	3
1.2.1 Technische Entwicklungsziele	3
1.2.2 Validierungsziele	3
1.2.3 Abgrenzung des Arbeitsumfangs	3
1.3 Methodisches Vorgehen	4
1.3.1 Entwicklungsansatz	4
1.3.2 Validierungsstrategie	4
1.3.3 Verwendete Werkzeuge	4
1.4 Aufbau der Arbeit	5
2 Theoretische Grundlagen	6
2.1 Photovoltaik-Systeme für Luftfahrtanwendungen	6
2.2 Maximum Power Point Tracking	7
2.2.1 Funktionsprinzip und technische Realisierung	8
2.2.2 Tracking-Algorithmen	9
2.2.3 Implementierungsansätze	9
2.3 DC-DC-Wandlertopologien	10
2.3.1 Grundlegende Wandlerarchitekturen	10
2.3.2 Verlustmechanismen und Optimierung	11
2.4 Batteriemanagement für Lithium-Systeme	11
2.4.1 Ladeverfahren und Sicherheitsaspekte	12
2.4.2 Ladezustandsbestimmung	13

Inhaltsverzeichnis

2.5	Systemintegration und Kommunikation	14
2.5.1	DroneCAN-Protokoll	14
2.5.2	Messtechnik und EMV	15
2.5.3	Einschaltstrombegrenzung	15
3	Anforderungsanalyse und Konzeptentwicklung	16
3.1	Anforderungserhebung	16
3.1.1	Systemkontext und Randbedingungen	16
3.1.2	Defizitanalyse der bestehenden Lösung	17
3.2	Funktionale Anforderungen	17
3.2.1	Energiemanagement-Anforderungen	17
3.2.2	Monitoring und Datenerfassung	18
3.2.3	Kommunikationsanforderungen	18
3.3	Nicht-funktionale Anforderungen	18
3.3.1	Effizienz	18
3.3.2	Mechanische und thermische Anforderungen	19
3.3.3	Zuverlässigkeit und Sicherheit	19
3.4	Lösungskonzepte	19
3.4.1	Konzeptvarianten	19
3.4.2	Komponentenauswahl	20
3.4.3	Konzeptbewertung	21
3.5	Systemarchitektur	22
3.6	Schnittstellendefinition	22
4	Entwicklung und Implementierung des MPPT-Ladereglers	23
4.1	Hardware-Entwicklung	23
4.1.1	LTC4015 Maximum Power Point Tracking (MPPT)-Integrated Circuit (IC) Integration	23
4.1.2	Inrush Current Limiting Schaltung	30
4.1.3	STM32L431 Mikrocontroller-Integration	33
4.1.4	DroneCAN-Kommunikationsschnittstelle	37
4.1.5	Schutz- und Überwachungsschaltungen	39
4.1.6	PCB-Design und Layout	41
4.2	Software-Entwicklung	45
4.2.1	Entwicklungsumgebung und Architektur	45
4.2.2	LTC4015-Steuerungssoftware	47
4.2.3	DroneCAN-Kommunikationssoftware	49
4.2.4	Benutzeroberfläche und Diagnostik	50
5	Validierung und Testergebnisse	52
5.1	Testkonzept und Methodik	52

5.2	Hardware-Validierung	52
5.2.1	Elektrische Funktionstests	53
5.2.2	Inrush-Current-Validierung	53
5.2.3	Batterielade-Funktionstest unter Laborbedingungen	54
5.2.4	Thermische Charakterisierung	54
5.3	Software-Validierung	55
5.3.1	Inter-Integrated Circuit (I ² C)-Kommunikation	55
5.3.2	DroneCAN-Funktionstest	55
5.3.3	Kurzzeit-Stabilitätstest	56
5.4	Systemintegration	56
5.4.1	Versuchsaufbau	56
5.4.2	Mechanische Validierung	57
5.4.3	Vorkommnisse während der Systemintegration	57
5.4.4	Maximum Power Point Tracking (MPPT)-Funktionstest	58
5.4.5	Batterielade-Funktionstest	60
5.4.6	Effizienz des Ladereglers	61
5.5	Vergleich mit bestehender Lösung	62
5.6	Anforderungserfüllung	62
5.7	Identifizierte Probleme des Ladereglers	63
6	Kritische Reflexion und Ausblick	64
6.1	Bewertung der Zielerreichung	64
6.1.1	Technische Ziele	64
6.1.2	Wissenschaftliche Ziele	65
6.2	Methodenkritik	66
6.2.1	Stärken des Vorgehens	66
6.2.2	Limitationen und Schwächen	66
6.2.3	Alternative Ansätze	67
6.3	Erkenntnisse und Lessons Learned	67
6.3.1	Technische Erkenntnisse	68
6.3.2	Projektmanagement	68
6.4	Weiterentwicklungs potenzial	69
6.4.1	Kurzfristige Optimierungen	69
6.4.2	Entwicklung der bestehenden Lösung	69
6.5	Fazit	70
6.5.1	Zusammenfassung der Ergebnisse	70
6.5.2	Wissenschaftlicher Beitrag	70
6.5.3	Ausblick	71
Literatur		72

Inhaltsverzeichnis

Anhang	
Hilfsmittel	XII
Claude	XII
Anforderungen	XIII
Funktionale Anforderungen	XIII
Nicht-Funktionale Anforderungen	XIV
Abgeleitete Anforderungen	XIV
Schaltplan des Ladereglers	XV
Aufbau der Platine	XVII
Stückliste	XVIII

Abbildungsverzeichnis

2.1	U-I Kennlinie einer Solarzelle [34]	7
2.2	P-U Kennlinie einer Solarzelle [34]	8
2.3	Topologie eines Buck-Wandler [19]	10
2.4	Topologie eines Boost-Wandler [19]	10
2.5	Topologie eines Buck-Boost-Wandler [19]	11
2.6	CC/CV-Ladeverfahren einer Lithium-Batterie [31]	12
2.7	JEITA Referenzkennlinie [33]	12
2.8	SOC und OCV einer Lithium-Ion-Zelle [14]	13
2.9	Abweichung des State of Charge (SOC) durch Messfehler [14]	14
2.10	DroneCAN Architektur [38]	14
4.1	Referenzschaltung des LTC4015 für Solaranwendungen [12]	24
4.2	Konfigurationstabelle der unterstützten Batteriechemien [12]	25
4.3	Implementierte Schaltung des SPDT-Integrated Circuits (ICs)	26
4.4	Konfigurationstabelle zur Zellenanzahl-Erkennung [12]	26
4.5	MPPT-Sweep-Verfahren des LTC4015 [12]	28
4.6	Kritische Strompfad des LTC4015 [30]	30
4.7	Aktive Inrush-Current-Limiter-Schaltung [32]	31
4.8	Implementierte aktive Einschaltstrombegrenzung für den High Altitude Platform (HAP)-Trainer	33
4.9	Implementierte Schaltung des STM32L431CCU6	34
4.10	Implementierte Schaltung der Inter-Integrated Circuit (I ² C)-Verbindung	36
4.11	Implementierte Schaltung der RGB-Light Emitting Diode (LED)-Statusanzeige	37
4.12	Implementierte Schaltung des CAN-Transceivers	38
4.13	Implementierte Schaltung der CAN-Verbindung	39
4.14	Vorderseite des entworfenen Ladereglers	41
4.15	Rückseite des entworfenen Ladereglers	42
4.16	VDD Entkopplung des STM32	44
5.1	Versuchsaufbau für die Validierung	53
5.2	Versuchsaufbau der Systemintegration	56
5.3	Zerstörter LTC4015	57
5.4	Verlauf der Solarpanelparameter	58
5.5	MPPT-Sweep des LTC4015	59
5.6	Verlauf der Batterieparameter	60

Abbildungsverzeichnis

5.7	Effizienz des Ladereglers	61
1	Schaltung des LTC4015	XV
2	Schaltung des STM32	XVI
3	Lage 1 der Platine	XVII
4	Lage 2 der Platine	XVII
5	Lage 3 der Platine	XVII
6	Lage 4 der Platine	XVIII
7	Lage 5 der Platine	XVIII
8	Lage 6 der Platine	XVIII

Tabellenverzeichnis

3.1	Bewertungsmatrix der Lösungskonzepte	21
5.1	Vergleich der entwickelten Lösung mit dem Genasun GV10	62
1	Funktionale Anforderungen des Hardware-Ladereglers	XIII
2	Nicht-funktionale Anforderungen des Hardware-Ladereglers	XIV
3	Abgeleitete Anforderungen des Hardware-Ladereglers	XIV
4	Stückliste des MPPT-Ladereglers	XIX

Abkürzungsverzeichnis

ADC	Analog Digital Converter	27, 47 f.
CAN	Controller Area Network	14 f., 20 ff., 34 f., 37–40, 42, 49, 56, 66 ff.
CC/CV	Constant Current/Constant Voltage	12, 17, 29, 54, 63
COM	Communication	51
DCR	Direct Current Resistance	68
DLR	Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e. V.	1 f.
DSDL	Data Structur Description Language	15, 50, 69
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory	50
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit	36, 40 f., 43, 67, 69, 71
ESR	Equivalent Series Resistance	15, 29
GPIO	General Purpose Input/Output	37, 51
GUI	Graphical User Interface	55
HAP	High Altitude Platform	1–4, 16 f., 22–25, 27 f., 31, 44, 47, 49, 56 f., 59, 62, 66
IC	Integrated Circuit	9, 20–26, 29, 35 f., 42, 59, 63, 65 f.
I²C	Inter-Integrated Circuit	20, 22, 25, 34 ff., 46 f., 55, 59, 66 f.
JEITA	Japan Electronics and Information Technology Industries Association	13, 27, 67, 69
LDO	Low Dropout Regulator	21, 35
LED	Light Emitting Diode	35 ff., 46 f., 50 f., 56
MCU	Mikrocontroller	49
MPP	Maximum Power Point	6–9, 60
MPPT	Maximum Power Point Tracking	3, 6–9, 17, 19 f., 22–25, 27 f., 33, 37, 39, 47, 52, 58 ff., 63, 65–69
NTC	Negative Temperature Coefficient	27, 48, 67, 69

Abkürzungsverzeichnis

OCV Open-Circuit-Voltage	13
PCB Printed Circuit Board	35, 41–45, 52, 64–69
RAM Random Access Memory	34
SMBus System Management Bus	35, 47
SOC State of Charge	13, 48 f., 51, 60, 65
SPDT Single Pole Double Throw	21, 25 f., 35, 68, 70
SRAM Static Random Access Memory	35
SWD Serial Wire Debug	35, 46, 68
TVS Transient Voltage Suppressor	39 f., 68
UART Universal Asynchronous Receiver Transmitter	35, 38, 68
UAV Unmanned Aerial Vehicle	39, 59 f., 65, 70

Symbolverzeichnis

Symbol	Einheit	Bedeutung
C	mAh	Kapazität der Batterie
C_1	F	Kondensator für Stabilitätsbedingung
C_2	F	Integrationskondensator (Gate-Ansteuerung)
C_{ds}	F	Drain-Source-Kapazität (MOSFET)
C_{gd}	F	Gate-Drain-Kapazität (MOSFET)
C_{gs}	F	Gate-Source-Kapazität (MOSFET)
C_{iss}	F	Input-Kapazität (MOSFET)
C_{load}	F	Lastkapazität
C_{oss}	F	Output-Kapazität (MOSFET)
C_{rss}	F	Reverse Transfer-Kapazität (MOSFET)
D	-	Tastverhältnis (Duty Cycle)
f_{sw}	Hz	Schaltfrequenz
g_{fs}	S	Vorwärts-Transkonduktanz (MOSFET)
I	A	Strom
$I_{CHG(MAX)}$	A	Maximaler Ladestrom
I_{inrush}	A	Einschaltstrom
I_{max}	A	Maximalstrom
I_{ph}	A	Photogenerierter Strom
I_{RMS}	A	Effektivstrom
$I(t)$	A	Strom als Funktion der Zeit
K_{QC}	-	Gerätespezifische Konstante (8333,33)
k_v	-	Proportionalitätsfaktor für MPP-Spannung
L	H	Induktivität
P	W	Leistung
P_{cond}	W	Leitungsverluste
P_{sw}	W	Schaltverluste
Q_{nom}	mAh	Nennkapazität der Batterie
q_{LSB}	mAh	Ladung des niederwertigsten Bits
R_1	Ω	Widerstand für Stabilitätsbedingung
R_2	Ω	Widerstand für RC-Zeitkonstante
R_3	Ω	Dämpfungswiderstand
$R_{DS(on)}$	Ω	Drain-Source-Widerstand (eingeschaltet)

Symbolverzeichnis

Symbol	Einheit	Bedeutung
R_{SNSB}	Ω	Sense-Widerstand
$SOC(t)$	%	Ladezustand (State of Charge)
t_{cross}	s	Übergangszeit (Schaltvorgang)
V	V	Spannung
V_{BAT}	V	Batteriespannung
V_{D2}	V	Diodenspannung
V_{in}	V	Eingangsspannung
$V_{IN(MAX)}$	V	Maximale Eingangsspannung
V_{max}	V	Maximale Spannung
V_{MPP}	V	Spannung am Maximum Power Point
V_{OC}	V	Leerlaufspannung
V_{out}	V	Ausgangsspannung
V_{plt}	V	Gate-Source-Plateau-Spannung
V_{th}	V	Schwellenspannung (MOSFET)
η	-	Coulombsche Effizienz

1 Einleitung

Die vorliegende Arbeit behandelt die Entwicklung eines Ladereglers für unbemannte, solarbetriebene Luftfahrzeuge. Im Kontext des High Altitude Platform (HAP)-Projekts des Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt e. V. (DLR) wird eine Lösung zur Maximierung der Energieausbeute bei gleichzeitiger Systemintegration entwickelt.

1.1 Problemstellung und Motivation

Solarbetriebene Höhenplattformen stellen ein vielversprechendes Technologiefeld dar, dessen praktische Umsetzung jedoch erhebliche technische Herausforderungen mit sich bringt. Der HAP-Trainer des DLR dient als Technologiedemonstrator für die Entwicklung einer vollwertigen Höhenplattform und weist in seiner aktuellen Konfiguration Defizite im Bereich des Ladereglers auf.

1.1.1 Technologischer Kontext

Unbemannte solarbetriebene Höhenplattformen operieren in der Stratosphäre zwischen 17 und 22 Kilometern Höhe und bieten eine Alternative zu konventionellen Satellitensystemen. Diese Plattformen ermöglichen kontinuierliche Erdbeobachtung, Telekommunikationsdienste und wissenschaftliche Messungen bei deutlich reduzierten Kosten im Vergleich zu Satellitenmissionen [27].

Die Entwicklung solcher Systeme erfordert die Bewältigung technischer Anforderungen. Für persistente Flüge muss die Flächenbelastung unter 6 kg/m^2 gehalten werden, was ultraleichte Strukturen bei gleichzeitig hoher Energieeffizienz erfordert [27]. Während etablierte Programme wie Airbus Zephyr beachtliche Erfolge mit Flugzeiten von über

1.1 Problemstellung und Motivation

64 Tagen demonstrieren konnten [39], zeigen gescheiterte Projekte wie das Facebook Aquila-Programm die Komplexität dieser Technologie [25].

Das DLR entwickelt im Rahmen des HAP Projekts eine eigene Höhenplattform mit dem Namen HAP-alpha. Der HAP-Trainer fungiert dabei als maßstabsreduzierter Technologie-demonstrator und Trainingsplattform. Er ermöglicht die risikoarme Erprobung kritischer Subsysteme und die Ausbildung von Piloten unter realistischen Bedingungen [1]. Die begrenzte Manövriertfähigkeit mit maximalen Rollraten von $1-2 \text{ }^{\circ}/\text{s}$ erfordert spezielle Flugfertigkeiten, die am HAP-Trainer mit reduziertem Risiko erworben werden können [1].

1.1.2 Identifikation des technischen Problems

Der im HAP-Trainer eingesetzte Genasun GV10 Laderegler weist Defizite auf, die sowohl die Systemperformance als auch die wissenschaftliche Verwertbarkeit der Testflüge beeinträchtigen.

Der Genasun GV10 weist mit 100 Gramm Gewicht und Abmessungen von $127 \times 55 \times 20 \text{ mm}$ erhebliche mechanische Nachteile auf. Die Integration erforderte strukturelle Modifikationen am Rumpf, wodurch der aerodynamische Widerstand erhöht wird [16].

Gravierender noch ist die fehlende Systemintegration. Der Laderegler operiert als isolierte Einheit, bei der lediglich die Ladeleistung über ein separates Power Modul erfasst werden kann. Betriebsparameter sind weder anpassbar noch stehen weitere kritische Systemdaten wie Solarleistung, Ladezustand oder Systemstatus zur Verfügung. Diese Isolation erschwert eine umfassende Echtzeitüberwachung des Energiebudgets und eine gezielte Systemoptimierung [16]. Für die wissenschaftliche Auswertung der Testflüge und die Optimierung des Ladereglers stellt dies eine erhebliche Einschränkung dar.

1.1.3 Lösungsansatz

Die identifizierten Defizite erfordern die Entwicklung eines Solarladereglers, der sowohl die mechanischen als auch die funktionalen Anforderungen des HAP-Trainers erfüllt. Die Integration des DroneCAN-Protokolls ermöglicht dabei die Kommunikation mit dem Autopilotensystem und die Echtzeitübertragung kritischer Betriebsparameter [38].

1.2 Zielsetzung

Die vorliegende Arbeit verfolgt das Ziel, einen kompakten und vollständig integrierten Maximum Power Point Tracking (MPPT)-Laderegler für den HAP-Trainer zu entwickeln, der die identifizierten Defizite der bestehenden Lösung behebt.

1.2.1 Technische Entwicklungsziele

Das primäre Entwicklungsziel ist die Realisierung eines Ladereglers mit einem Gewicht unter 50 Gramm bei maximalen Abmessungen von $140 \times 55 \times 17 \text{ mm}$. Diese Dimensionierung ermöglicht die vollständige Integration in die bestehende Rumpfstruktur ohne aerodynamische Beeinträchtigungen. Die elektrische Effizienz soll dabei 90% im nominalen Betriebspunkt überschreiten, um Verlustleistung und thermische Belastung zu minimieren.

Die Systemintegration erfolgt über das DroneCAN-Protokoll, welches sich als Standard für die Kommunikation in unbemannten Luftfahrzeugen etabliert hat [3]. Die bidirektionale Kommunikation ermöglicht sowohl die kontinuierliche Überwachung kritischer Parameter als auch die Rekonfiguration während des Betriebs. Die native Integration in ArduPilot gewährleistet die automatische Weiterleitung aller Telemetriedaten zur Bodenstation [37].

1.2.2 Validierungsziele

Die entwickelte Lösung soll durch Tests auf Komponenten-, Subsystem- und Systemebene validiert werden. Der Funktionalitätsnachweis umfasst die mechanische und elektrische Integration sowie die Verifikation der DroneCAN-Kommunikation. Ein quantitativer Leistungsvergleich mit dem bestehenden System demonstriert die erreichten Verbesserungen in Gewicht und Funktionalität.

1.2.3 Abgrenzung des Arbeitsumfangs

Die Arbeit konzentriert sich auf die Entwicklung des Ladereglers als eigenständige Systemkomponente. Die Optimierung der Solarzellen, die Dimensionierung der Batteriesysteme sowie aerodynamische oder strukturmechanische Analysen des Gesamtsystems liegen

1.3 Methodisches Vorgehen

außerhalb des Betrachtungsrahmens. Diese Fokussierung ermöglicht eine detaillierte Behandlung der elektronischen Schaltungsentwicklung, der Firmware-Implementierung und der Systemintegration bei gleichzeitiger Wahrung der wissenschaftlichen Tiefe.

1.3 Methodisches Vorgehen

Die Entwicklung folgt einem Prototyping-Ansatz, der die projektspezifischen Randbedingungen und zeitlichen Restriktionen berücksichtigt.

1.3.1 Entwicklungsansatz

Eine initiale Anforderungsanalyse bildet das methodische Fundament für alle weiteren Entwicklungsschritte. Kritische Komponenten werden priorisiert behandelt, um frühzeitig die technische Machbarkeit nachzuweisen. Der Prototyp wird während der Entwicklung kontinuierlich verfeinert, wobei neue Erkenntnisse direkt in das Design einfließen. Diese iterative Vorgehensweise erfolgt primär auf Softwareebene, um Hardware-Iterationen zu minimieren.

Ein Hardware-Software-Co-Design-Ansatz stellt sicher, dass beide Domänen optimal aufeinander abgestimmt sind. Die Verwendung bewährter Komponenten und etablierter Standards reduziert technische Risiken und beschleunigt die Entwicklung.

1.3.2 Validierungsstrategie

Die Validierung erfolgt von der Komponenten- über die Subsystem- bis zur Gesamtsystemebene. Laborvalidierungen werden mit kalibrierten Messgeräten durchgeführt. Die Systemvalidierung erfolgt im HAP-Trainer unter realen Betriebsbedingungen.

1.3.3 Verwendete Werkzeuge

Für die Hardwareentwicklung wird KiCad als Electronic Design Automation Software eingesetzt. Die Softwareentwicklung erfolgt in Visual Studio Code mit der PlatformIO-Erweiterung unter Verwendung des Arduino-Frameworks für STM32-Mikrocontroller. Diese

1.4 Aufbau der Arbeit

Toolchain kombiniert die Einfachheit des Arduino-Ökosystems mit professionellen Entwicklungswerkzeugen. Die Validierung nutzt digitale Speicheroszilloskope, Präzisionsmultimeter sowie spezialisierte DroneCAN-Analysetools.

1.4 Aufbau der Arbeit

Die vorliegende Arbeit gliedert sich in sechs Hauptkapitel, die den Entwicklungsprozess dokumentieren.

Kapitel 2 behandelt die für die Entwicklung relevanten theoretischen Grundlagen. Dies umfasst die spezifischen Eigenschaften von Photovoltaiksystemen in Luftfahrtanwendungen, die Prinzipien der Maximum Power Point Verfolgung, relevante DC-DC-Wandlertopologien sowie die Grundlagen des DroneCAN-Protokolls und des Batteriemanagements.

Kapitel 3 präsentiert die systematische Anforderungsanalyse und Konzeptentwicklung. Ausgehend von der Systemanalyse werden funktionale und nicht-funktionale Anforderungen abgeleitet, Lösungskonzepte evaluiert und die finale Systemarchitektur definiert.

Die praktische Entwicklung und Implementierung wird in Kapitel 4 dokumentiert. Dies umfasst die Hardwareentwicklung vom Schaltplan über das PCB-Layout bis zur Bestückung sowie die Softwareentwicklung mit Fokus auf Batteriemanagement-Steuerung und DroneCAN-Integration.

Kapitel 5 präsentiert die Validierung und Testergebnisse. Das systematische Testkonzept, die Ergebnisse der Hardware- und Software-Validierung sowie die Systemintegration werden nachgewiesen.

Die kritische Reflexion und der Ausblick erfolgen in Kapitel 6. Die Zielerreichung wird bewertet, die angewandte Methodik reflektiert und Perspektiven für zukünftige Weiterentwicklungen aufgezeigt.

2 Theoretische Grundlagen

Dieses Kapitel legt die theoretischen Grundlagen für die Entwicklung eines MPPT-Ladereglers für solarbetriebene Höhenplattformen. Die Darstellung konzentriert sich auf die für die Systemauslegung kritischen Aspekte: die besonderen Eigenschaften von Photovoltaiksystemen, die Funktionsprinzipien der Maximum Power Point (MPP) Verfolgung, die relevanten Leistungswandlertopologien sowie die essentiellen Aspekte des Batteriemanagements und der Systemintegration.

2.1 Photovoltaik-Systeme für Luftfahrtanwendungen

Die Nutzung von Solarenergie in unbemannten Höhenplattformen erfordert ein Verständnis der physikalischen Randbedingungen und deren Auswirkungen auf die Systemperformance. Im Gegensatz zu terrestrischen Anwendungen operieren luftfahrtsspezifische Photovoltaiksysteme unter extremen und hochdynamischen Umgebungsbedingungen.

Die in Abbildung 2.1 dargestellte Strom-Spannungs-Kennlinie einer Solarzelle folgt der Shockley-Diodengleichung, wobei der photogenerierte Strom I_{ph} dem Diodenstrom entgegenwirkt. Der resultierende Ausgangstrom hängt nichtlinear von der angelegten Spannung ab [5]. Diese Nichtlinearität führt zu einem eindeutigen Arbeitspunkt maximaler Leistung, dem MPP, dessen Position sich kontinuierlich mit den Umgebungsbedingungen verschiebt.

Die Temperaturabhängigkeit zeigt sich primär in der Spannungscharakteristik. Mit steigender Zelltemperatur sinkt die Leerlaufspannung um etwa 0,4 % pro Kelvin, während der Kurzschlussstrom nur marginal zunimmt [5]. Diese Asymmetrie führt zu einer Verschiebung des MPP zu niedrigeren Spannungen und reduzierter Maximalleistung bei erhöhten Temperaturen.

2.2 Maximum Power Point Tracking

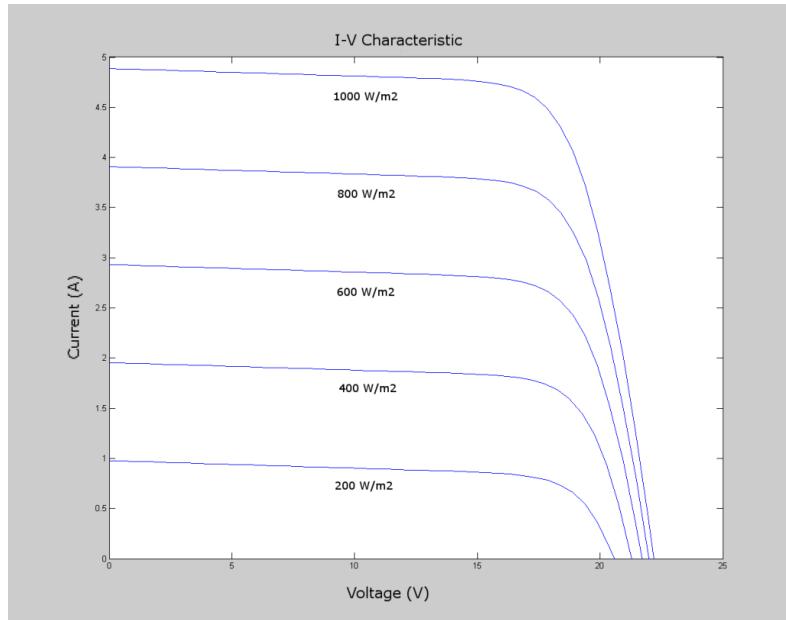


Abbildung 2.1: U-I Kennlinie einer Solarzelle [34]

Die Bestrahlungsstärke beeinflusst hingegen primär den verfügbaren Photostrom. Eine Halbierung der Einstrahlung resultiert in einer annähernd proportionalen Reduktion des Kurzschlussstroms, während die Leerlaufspannung nur logarithmisch abnimmt [34]. Diese Charakteristik erfordert eine kontinuierliche Anpassung des Arbeitspunktes zur Maximierung der Energieausbeute.

Partielle Verschattung einzelner Zellen führt zu besonders komplexen Verhältnissen. Die verschattete Zelle wirkt als Serienwiderstand und limitiert den Stromfluss des gesamten Strangs. Bypass-Dioden können diesen Effekt mildern, erzeugen jedoch multiple lokale Maxima in der Leistungskennlinie [8]. Diese Nichtmonotonie erschwert die eindeutige Identifikation des globalen MPP erheblich.

2.2 Maximum Power Point Tracking

Die kontinuierliche Optimierung des Arbeitspunktes auf der nichtlinearen Leistungskennlinie von Solarmodulen stellt eine zentrale Herausforderung dar. MPPT-Verfahren ermöglichen die Verfolgung des optimalen Betriebspunktes unter variierenden Umgebungsbedingungen.

2.2.1 Funktionsprinzip und technische Realisierung

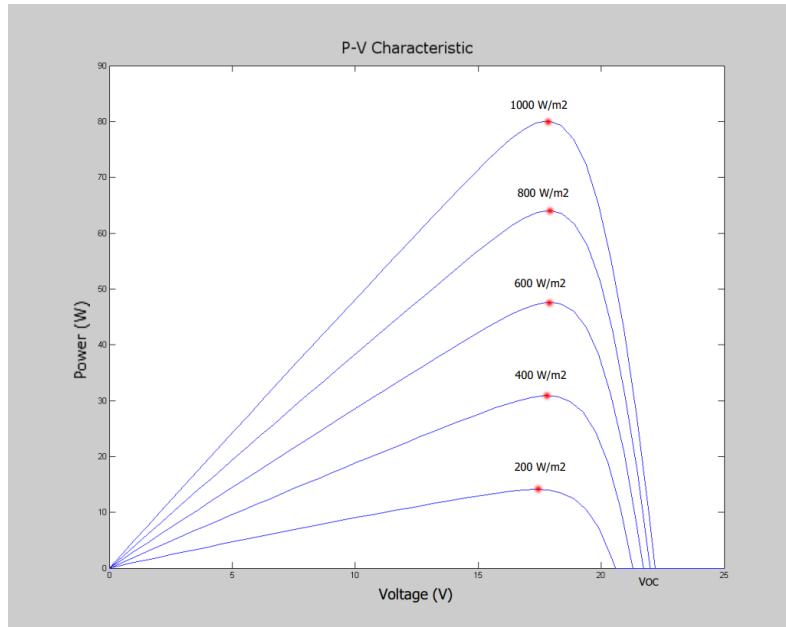


Abbildung 2.2: P-U Kennlinie einer Solarzelle [34]

Das MPPT-Prinzip basiert auf der Identifikation des Punktes, an dem der Gradient $\frac{dP}{dV}$ null wird. Wie in Abbildung 2.2 ersichtlich, erreicht die Leistungs-Spannungs-Charakteristik an diesem Punkt ihr Maximum [34]. Die technische Umsetzung erfolgt typischerweise durch einen DC-DC-Wandler, der als variable elektronische Last fungiert.

Durch Modulation des Tastverhältnisses des Wandlers lässt sich dessen Eingangsimpedanz kontinuierlich anpassen. Die optimale Leistungsübertragung wird erreicht, wenn die Wandler-Eingangsimpedanz der momentanen Quellimpedanz des Solarmoduls entspricht. Diese dynamische Impedanzanpassung ermöglicht die kontinuierliche Extraktion der maximal verfügbaren Leistung.

Die Notwendigkeit einer aktiven Nachführung resultiert aus der starken Umgebungsabhängigkeit der Modulcharakteristik. Temperatur- und Bestrahlungsänderungen verschieben den MPP kontinuierlich, während partielle Verschattung zu multiplen lokalen Maxima führen kann [13]. Ohne aktive Nachführung würde das System bei einem suboptimalen Arbeitspunkt verharren und erhebliche Energieverluste erleiden.

2.2.2 Tracking-Algorithmen

Verschiedene algorithmische Ansätze wurden zur MPP-Verfolgung entwickelt, die sich in Komplexität, Genauigkeit und Konvergenzgeschwindigkeit unterscheiden.

Der Perturb & Observe Algorithmus stellt aufgrund seiner Einfachheit die verbreitetste Implementierung dar. Das System verändert periodisch die Arbeitsspannung und evaluierst die resultierende Leistungsänderung. Bei Leistungszunahme wird die Störrichtung beibehalten, andernfalls invertiert [6]. Die Schrittweite determiniert dabei den Trade-off zwischen Konvergenzgeschwindigkeit und stationären Oszillationsverlusten.

Das Incremental Conductance Verfahren nutzt die mathematische Bedingung $\frac{dP}{dV} = 0$ am MPP. Durch Umformung ergibt sich die Beziehung $\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}$ am optimalen Arbeitspunkt. Der Algorithmus vergleicht kontinuierlich die inkrementelle mit der instantanen Leitfähigkeit und passt die Spannung entsprechend an [34]. Theoretisch vermeidet dieser Ansatz Oszillationen am MPP, erfordert jedoch präzise Strom- und Spannungsmessungen.

Vereinfachte Verfahren wie Fractional Open Circuit Voltage nutzen empirische Korrelationen. Die MPP-Spannung wird über $V_{MPP} \approx k_v \times V_{OC}$ mit $k_v \in [0.71, 0.78]$ approximiert. Diese Methoden sind kostengünstig, erreichen jedoch nicht die Tracking-Genauigkeit iterativer Algorithmen, insbesondere unter dynamischen Bedingungen [6].

2.2.3 Implementierungsansätze

Die Realisierung von MPPT-Funktionalität kann hardware- oder softwarebasiert erfolgen. Dedizierte MPPT-Integrated Circuits (ICs) integrieren optimierte Tracking-Algorithmen mit Logikbaustein. Diese Bausteine bieten hohe Effizienz bei minimalem externen Beschaltungsaufwand, limitieren jedoch die Flexibilität bezüglich Algorithmus-Anpassungen.

Mikrocontroller-basierte Implementierungen ermöglichen Flexibilität bei der Algorithmus-Gestaltung. Proprietäre oder anwendungsspezifisch optimierte Verfahren lassen sich ohne Hardwareänderungen realisieren. Der erhöhte Entwicklungsaufwand und die begrenzte Rechenleistung stellen jedoch signifikante Herausforderungen dar [34].

Hybride Ansätze kombinieren dedizierte MPPT-Hardware für die Leistungsoptimierung mit Mikrocontrollern für Systemintegration und Kommunikation. Diese Architektur vereint

2.3 DC-DC-Wandlertopologien

Tracking-Effizienz mit Flexibilität bei der Parametrierung und ermöglicht die Integration in übergeordnete Systemarchitekturen.

2.3 DC-DC-Wandlertopologien

Leistungswandler werden eingesetzt, um eine kontinuierliche Spannung- und Stromversorgung für das System bei einer variierenden Eingangsspannung der Solarpanels zu gewährleisten werden Leistungswandler eingesetzt. Im Folgenden werden die drei grundlegenden Wandlertopologien Buck, Boost und Buck-Boost erläutert.

2.3.1 Grundlegende Wandlerarchitekturen

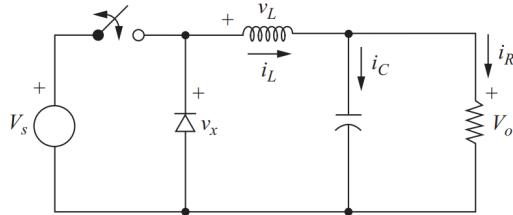


Abbildung 2.3: Topologie eines Buck-Wandler [19]

Die in Abbildung 2.3 gezeigte Buck-Topologie reduziert die Eingangsspannung über einen LC-Tiefpass. Mit der Übertragungsfunktion $V_{out} = D \cdot V_{in}$ eignet sie sich für Systeme, bei denen die Solarspannung stets über der Batteriespannung liegt [19].

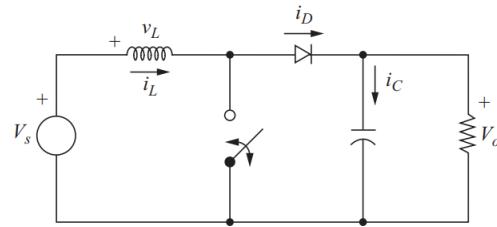


Abbildung 2.4: Topologie eines Boost-Wandler [19]

Boost-Konverter, dargestellt in Abbildung 2.4, erhöhen die Ausgangsspannung gemäß $V_{out} = V_{in}/(1 - D)$. Sie finden Anwendung bei niedrigen Solarspannungen, können jedoch keinen kontinuierlichen Eingangsstrom gewährleisten [19].

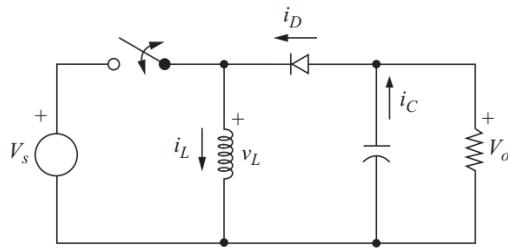


Abbildung 2.5: Topologie eines Buck-Boost-Wandler [19]

Buck-Boost-Topologien, wie in Abbildung 2.5 dargestellt, ermöglichen bidirektionale Spannungstransformation, weisen jedoch eine geringere Effizienz auf. Für Anwendungen mit variierenden Spannungsverhältnissen bieten sie maximale Flexibilität bei erhöhter Schaltungskomplexität.

2.3.2 Verlustmechanismen und Optimierung

Die Gesamtverluste eines DC-DC-Wandlers setzen sich aus statischen und dynamischen Komponenten zusammen. Leitungsverluste $P_{cond} = I_{RMS}^2 \times R_{DS(on)}$ dominieren bei hohen Strömen und niedrigen Schaltfrequenzen. Schaltverluste $P_{sw} = V_{in} \times I_{out} \times t_{cross} \times f_{sw}$ steigen linear mit der Frequenz und bestimmen die Effizienz bei leichten Lasten [35].

Die Schaltfrequenz determiniert einen fundamentalen Zielkonflikt: Höhere Frequenzen ermöglichen kleinere passive Komponenten und reduzieren das Systemvolumen um bis zu 30 %. Gleichzeitig sinkt der Wirkungsgrad um etwa 2,5 Prozentpunkte bei Erhöhung von 600 kHz auf 1 MHz [20].

Die thermische Optimierung erfolgt durch strategische Platzierung der Verlustquellen und Nutzung der PCB-Kupferflächen als Wärmesenke [4].

2.4 Batteriemanagement für Lithium-Systeme

Die sichere und effiziente Verwaltung von Lithium-Batterien erfordert präzise Lade- und Überwachungsstrategien. Abweichungen von den spezifizierten Parametern können zu katastrophalen Ausfällen führen.

2.4.1 Ladeverfahren und Sicherheitsaspekte

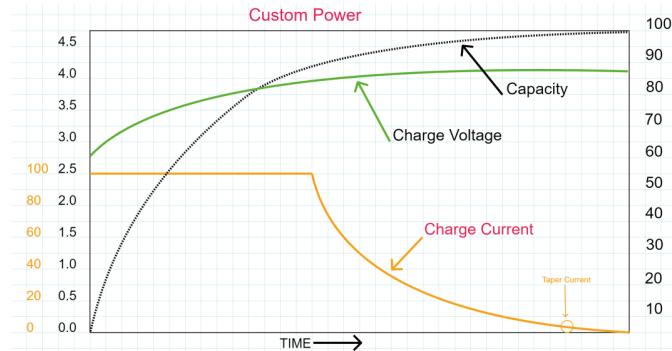


Abbildung 2.6: CC/CV-Ladeverfahren einer Lithium-Batterie [31]

Lithium-Batterien erfordern das in Abbildung 2.6 dargestellte Constant Current/Constant Voltage (CC/CV)-Ladeverfahren. Initial fließt ein konstanter Strom bis die Zellenspannung 4,2 V erreicht. Anschließend wird die Spannung konstant gehalten, während der Strom exponentiell abnimmt. Der Ladevorgang endet bei Unterschreitung von C/10 bis C/20 [31].

Die Spannungsgenauigkeit ist kritisch: Eine Überladung um lediglich 1 % kann zu Zellversagen führen. Bei Mehrzellenanwendungen werden Batterien in serieller Konfiguration betrieben, wobei die S-Notation die Anzahl der in Serie geschalteten Zellen angibt. Jede Lithium-Zelle besitzt eine Ladeschlussspannung von 4,2 V, woraus sich Gesamtspannungen von 12,6 V für 3S-Konfigurationen ($3 \times 4,2 \text{ V}$) und 16,8 V für 4S-Konfigurationen ($4 \times 4,2 \text{ V}$) ergeben. Dies erfordert eine Spannungsgenauigkeit von $\pm 50 \text{ mV}$ bei den jeweiligen Ladeschlussspannungen. Spannungen über 4,35 V pro Zelle bergen akutes Risiko thermischen Durchgehens [9].

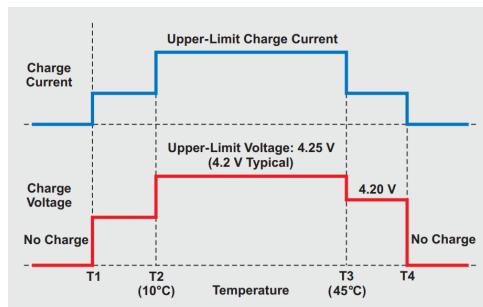


Abbildung 2.7: JEITA Referenzkennlinie [33]

Die Japan Electronics and Information Technology Industries Association (JEITA)-Sicherheitsrichtlinien definieren temperaturabhängige Ladeparameter, wie in Abbildung 2.7 veranschaulicht. Bei Temperaturen unter 10 °C oder über 45 °C werden Ladeströme reduziert, außerhalb von 0 °C bis 60 °C wird das Laden vollständig unterbunden [33]. Diese Temperaturadaption ist für Anwendungen mit extremen Temperaturschwankungen essentiell.

2.4.2 Ladezustandsbestimmung

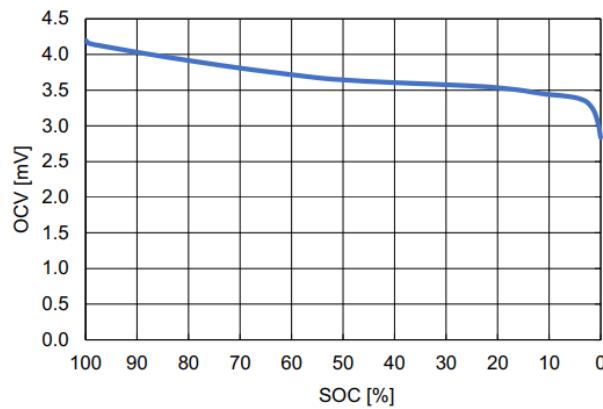


Abbildung 2.8: SOC und OCV einer Lithium-Ion-Zelle [14]

Coulomb-Counting integriert den Batteriestrom zur Bestimmung der transferierten Ladungsmenge. Der State of Charge (SOC) ergibt sich aus:

$$SOC(t) = SOC(t_0) + \frac{1}{Q_{nom}} \int_{t_0}^t \eta \cdot I(t) dt$$

wobei η die coulombsche Effizienz (typisch 0,995 beim Laden) und Q_{nom} die Nennkapazität darstellt [14]. Die in Abbildung 2.8 gezeigte Korrelation zwischen SOC und Open-Circuit-Voltage (OCV) ermöglicht die Kalibrierung des Verfahrens.

Die Herausforderung liegt in dem akkumulierenden Drift durch Messfehler und der initialen SOC-Bestimmung. Die OCV-Methode ermöglicht die Initialisierung, weist jedoch Bereiche geringer Sensitivität auf. Wie Abbildung 2.9 dargestellt, führen bei 22-50 % SOC Spannungsfehler von $\pm 10 \text{ mV}$ zu SOC-Unsicherheiten von 2-3,5 % [14].

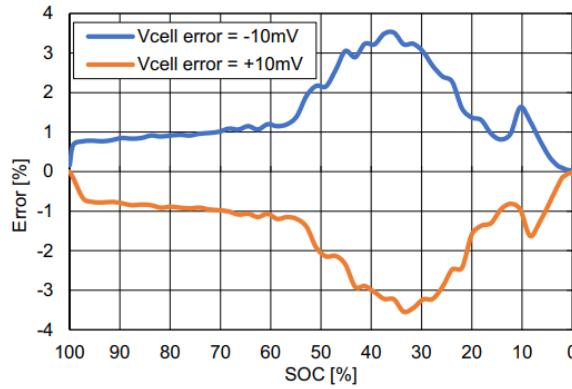


Abbildung 2.9: Abweichung des SOC durch Messfehler [14]

2.5 Systemintegration und Kommunikation

Die Integration des Ladereglers in die Avioniksysteme erfordert robuste Kommunikationsprotokolle und präzise Messtechnik.

2.5.1 DroneCAN-Protokoll

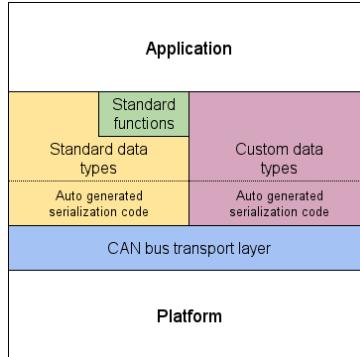


Abbildung 2.10: DroneCAN Architektur [38]

DroneCAN erweitert den Controller Area Network (CAN)-Bus um spezifische Funktionalität für unbemannte Systeme durch eine mehrschichtige Architektur, wie in Abbildung 2.10 dargestellt. Das Protokoll basiert auf CAN 2.0B mit Extended Frames als Transportschicht und unterstützt Datenraten bis 1 Mbit/s [18]. Die deterministische Arbitrierung gewährleistet Echtzeitfähigkeit, während automatische Fehlerkorrektur die Robustheit erhöht.

2.5 Systemintegration und Kommunikation

Die in Abbildung 2.10 visualisierte Schichtenarchitektur trennt klar zwischen Plattform-spezifischer Hardware, der CAN-Bus-Transportschicht und der Applikationsebene. Die mittlere Ebene implementiert sowohl standardisierte Datentypen und Funktionen als auch applikationsspezifische Custom-Datentypen. Die Data Structur Description Language (DSDL) definiert diese Datenstrukturen und ermöglicht die automatische Generierung des Serialisierungscodes, was die Speichernutzung minimiert und Implementierungsfehler reduziert [38].

Die Kommunikation erfolgt über Message Broadcasting für periodische Telemetrie und Service Invocations für parametrische Konfiguration.

2.5.2 Messtechnik und EMV

Die präzise Strommessung erfolgt über Shunt-Widerstände mit Kelvin-Anschlüssen zur Eliminierung von Leitungswiderständen. Die resultierenden Spannungsabfälle von 10-130 mV werden differenziell erfasst, um Gleichtaktstörungen zu unterdrücken [11].

EMV-gerechtes Design erfordert getrennte Führung analoger und digitaler Signale sowie durchgehende Masseflächen zur Minimierung der Schleifenflächen. Ferrite und LC-Filter unterdrücken hochfrequente Störungen, während eine sternförmige Masseführung niederfrequente Probleme vermeidet [15, 17].

2.5.3 Einschaltstrombegrenzung

Hot-Swapping von Batterien erzeugt transiente Einschaltströme durch kapazitive Lasten. Entladene Kondensatoren mit niedrigem Equivilant Series Resistance (ESR) verhalten sich initial wie Kurzschlüsse und können Spitzenströme von mehreren hundert Ampere verursachen [32].

Aktive MOSFET-basierte Begrenzerschaltungen erzeugen kontrollierte Spannungsrampen ohne permanente Verluste. Der Soft-Start-Mechanismus wird durch RC-Glieder definiert, wobei die Zeitkonstante den Kompromiss zwischen Strombegrenzung und Einschaltzeit bestimmt [26].

3 Anforderungsanalyse und Konzeptentwicklung

Basierend auf den in Kapitel 2 theoretischen Grundlagen erfolgt in diesem Kapitel die Ableitung der Systemanforderungen und die Entwicklung eines Lösungskonzepts. Die Anforderungsanalyse stützt sich dabei auf die technischen Eigenschaften des HAP-Trainers sowie die identifizierten Defizite der bestehenden Lösung.

3.1 Anforderungserhebung

Die Anforderungsermittlung basiert auf der technischen Analyse des HAP-Trainer-Systems und der praktischen Erfahrung mit dem bestehenden Genasun GV10 Laderegler. Da keine formale Anforderungsspezifikation vorlag, wurden die Systemanforderungen aus den technischen Randbedingungen und den operativen Erfahrungen abgeleitet.

3.1.1 Systemkontext und Randbedingungen

Der HAP-Trainer operiert als Technologiedemonstrator mit spezifischen technischen Charakteristika. Die Solarpanels liefern eine variable Ausgangsspannung zwischen 15 und 35 Volt bei maximalen Strömen bis 3,5 Ampere. Das Batteriesystem kann wahlweise als 3S (12,6 V) oder 4S (16,8 V) Lithium-Konfiguration ausgeführt werden. Diese Variabilität erfordert eine flexible Systemauslegung.

Die Integration in den bestehenden Rumpf limitiert die Abmessungen auf einen Bau-
raum von maximal $140 \times 55 \times 17 \text{ mm}$. Diese geometrische Restriktion resultiert aus der vorhandenen Montageposition und den umgebenden Strukturelementen.

3.1.2 Defizitanalyse der bestehenden Lösung

Die Evaluation des Genasun GV10 zeigt Limitationen auf. Das System operiert vollständig autonom ohne externe Kommunikationsschnittstelle [16]. Kritische Betriebsparameter wie Ladestrom, Eingangsspannung und MPPT-Status können weder ausgelesen noch protokolliert werden. Diese Isolation verhindert eine Integration in das ArduPilot-basierte Avioniksystem.

Die fehlende Konfigurierbarkeit erweist sich als besonders problematisch. Parameter wie Ladeschlussspannung und Maximalstrom sind hardwareseitig fixiert und können nicht an unterschiedliche Batteriekonfigurationen angepasst werden. Zudem fehlen für eine Auswertung Daten zur Energiebilanz und Systemperformance.

3.2 Funktionale Anforderungen

Aus der Systemanalyse lassen sich funktionale Anforderungen ableiten, die für einen erfolgreichen Betrieb im HAP-Trainer essentiell sind. Die vollständige Liste an Anforderungen kann im Anhang 6.5.3 eingesehen werden.

3.2.1 Energiemanagement-Anforderungen

Die primäre Funktion des Ladereglers ist die optimale Energieextraktion aus den Solarpanels. Basierend auf den in Abschnitt 2.1 beschriebenen Charakteristika muss das System einen Eingangsspannungsbereich von 15 bis 35 Volt verarbeiten können. Diese Spanne berücksichtigt sowohl partielle Verschattung als auch Temperatureffekte.

Die MPPT-Funktionalität muss gemäß den in Abschnitt 2.2.1 erläuterten Prinzipien eine kontinuierliche Verfolgung des optimalen Arbeitspunktes gewährleisten.

Das in Abschnitt 2.4.1 beschriebene CC/CV-Ladeverfahren muss implementiert werden. Die Ladeschlussspannung muss mit einer Genauigkeit von $\pm 50 \text{ mV}$ eingehalten werden, um Überladung zu vermeiden. Für 3S-Konfigurationen entspricht dies $12,6 \text{ V} \pm 0,05 \text{ V}$, für 4S-Konfigurationen $16,8 \text{ V} \pm 0,05 \text{ V}$.

3.2.2 Monitoring und Datenerfassung

Für die in Abschnitt 2.4.2 beschriebene Coulomb-Counting-Methode ist eine präzise Strommessung erforderlich. Die Messgenauigkeit sollte $\pm 0,1 \text{ A}$ nicht überschreiten, um akkumulierende Fehler zu minimieren. Analog muss die Spannungsmessung mit einer Genauigkeit von $\pm 0,1 \text{ V}$ erfolgen.

Die kontinuierliche Erfassung von Eingangsleistung, Ladestrom und Batteriezustand ermöglicht die Optimierung des Energiemanagements. Diese Daten müssen in Echtzeit verfügbar sein und für spätere Analysen protokolliert werden können.

3.2.3 Kommunikationsanforderungen

Die Integration in das Avioniksystem erfordert eine standardisierte Kommunikationsschnittstelle. Die Implementierung muss Message Broadcasting für periodische Telemetrie und Service Invocations für Parameterkonfiguration unterstützen.

Die Datenübertragungsrate sollte zwischen 0 und 50 Hz konfigurierbar sein, um Bandbreite und Aktualität optimal zu balancieren. Die native Integration in ArduPilot ermöglicht die automatische Weiterleitung zur Bodenstation über die bestehende Telemetieverbindung [37].

3.3 Nicht-funktionale Anforderungen

Neben den funktionalen Aspekten determinieren nicht-funktionale Anforderungen die Systemqualität und Praxistauglichkeit. Ebenso können diese Anforderungen im Anhang 6.5.3 eingesehen werden.

3.3.1 Effizienz

Der Gesamtwirkungsgrad muss gemäß den in Abschnitt 2.3.2 analysierten Verlustmechanismen mindestens 90 % im nominalen Betriebspunkt erreichen. Dies limitiert die Verlustleistung auf maximal 2 Watt bei typischen Betriebsbedingungen, wodurch passive Kühlung ausreichend ist.

3.3.2 Mechanische und thermische Anforderungen

Die geometrischen Abmessungen sind durch den verfügbaren Einbauraum auf $140 \times 55 \times 17$ mm limitiert. Das Zielgewicht von unter 50 Gramm repräsentiert eine Reduktion von mindestens 50 % gegenüber dem Genasun GV10.

Die Wärmeabfuhr erfolgt ausschließlich durch passive Konvektion und Wärmeleitung über die PCB-Kupferflächen.

3.3.3 Zuverlässigkeit und Sicherheit

Gemäß den in Abschnitt 2.5.3 erläuterten Prinzipien muss eine Inrush-Current-Limitierung den Einschaltstrom beim Batteriewechsel auf maximal 10 Ampere begrenzen. Dies verhindert Schädigungen durch transiente Überströme.

Die in Abschnitt 2.5.2 beschriebenen EMV-Designprinzipien müssen konsequent umgesetzt werden, um Interferenzen mit den Avioniksystemen zu vermeiden. Dies umfasst getrennte Signalführung, durchgehende Masseflächen und adäquate Filterung.

3.4 Lösungskonzepte

Basierend auf den definierten Anforderungen werden drei alternative Implementierungsansätze entwickelt und evaluiert.

3.4.1 Konzeptvarianten

Konzept A: Software-basierte MPPT-Lösung

Dieses Konzept implementiert den kompletten MPPT-Algorithmus in Software auf einem leistungsfähigen Mikrocontroller. Basierend auf den in Abschnitt 2.2.2 beschriebenen Verfahren könnte ein optimierter Perturb & Observe oder Incremental Conductance Algorithmus realisiert werden.

3.4 Lösungskonzepte

Die Vorteile liegen in der Flexibilität und der Möglichkeit, proprietäre Optimierungen zu implementieren. Allerdings erfordert dieser Ansatz erheblichen Entwicklungsaufwand für die Algorithmus-Implementierung, die Regelkreisoptimierung und die Realisierung aller Schutzfunktionen. Die gleichzeitige Ausführung von MPPT-Tracking, Batteriemanagement und DroneCAN-Kommunikation stellt hohe Anforderungen an die Prozessorleistung.

Konzept B: Dedizierter MPPT-IC mit festen Parametern

Spezialisierte MPPT-Controller wie der BQ24650 integrieren optimierte Tracking Algorithmen in Hardware. Die MPPT-Funktionalität ist gemäß den in Abschnitt 2.2.3 beschriebenen Prinzipien als dedizierte Analogschaltung realisiert [21].

Dieser Ansatz minimiert den Entwicklungsaufwand und garantiert hohe Tracking-Effizienz. Die fehlende digitale Schnittstelle verhindert jedoch die geforderte Systemintegration. Parameter können nur durch Hardwaremodifikationen angepasst werden, was die Flexibilität stark einschränkt.

Konzept C: Konfigurierbarer MPPT-IC mit Mikrocontroller

Der hybride Ansatz kombiniert einen spezialisierten MPPT-Controller mit digitaler Schnittstelle und einen Mikrocontroller für Systemintegration und Kommunikation. Der LTC4015 bietet integrierte MPPT- und Batteriemanagement-Funktionen mit vollständiger Inter-Integrated Circuit (I²C)-Konfigurierbarkeit [12].

Diese Architektur entspricht dem in Abschnitt 2.2.3 empfohlenen hybriden Konzept. Der dedizierte MPPT-IC gewährleistet optimale Tracking-Performance, während der Mikrocontroller die DroneCAN-Integration und Parameterverwaltung übernimmt. Alle relevanten Betriebsdaten sind über die digitale Schnittstelle zugänglich.

3.4.2 Komponentenauswahl

Für die Realisierung von Konzept C wurden verfügbare Komponenten evaluiert. Der STM32L431 bietet mit integriertem CAN-Controller, 80 MHz Taktfrequenz und Arduino-Framework-Unterstützung optimale Voraussetzungen für die DroneCAN-Implementation [36].

3.4 Lösungskonzepte

Zur Realisierung der CAN-Verbindung wird der CAN-Transceiver TCAN3414DR verwendet. Dieser IC wandelt die digitalen Signale des Mikrocontrollers in das für CAN-Bus-Systeme erforderliche differentielle Signalpaar und verfügt über integrierten Schutz gegen transiente Störungen. Mit einer Versorgungsspannung von 3,3 V und einer maximalen Datenrate von 8 *Mbit/s* gewährleistet der Baustein vollständige Kompatibilität mit dem DroneCAN-Kommunikationsprotokoll [23].

Der LTC4015 erfüllt alle funktionalen Anforderungen mit integriertem Coulomb-Counter, digitalem Telemetriesystem und programmierbaren Schutzfunktionen. Die umfassende Registerstruktur ermöglicht vollständige Kontrolle über alle Betriebsparameter [12].

Für die mikrocontrollergesteuerte Umschaltung zwischen verschiedenen Batteriespannungskonfigurationen wird der Single Pole Double Throw (SPDT)-IC CD74HC4053M96 eingesetzt. Die drei unabhängig ansteuerbaren Schalter dieses ICs ermöglichen die dynamische Konfiguration der Signallevel für den LTC4015 Batterielade-Controller [22].

Die erforderliche 3,3 V-Versorgungsspannung für den STM32 und CAN-Transceiver wird durch den Low Dropout Regulator (LDO)-Spannungsregler TP6217C33M5G bereitgestellt. Die Wahl eines LDO-Reglers minimiert hochfrequente Störungen und gewährleistet somit die Signalintegrität der CAN-Kommunikation.

3.4.3 Konzeptbewertung

Die Bewertung erfolgt anhand einer gewichteten Nutzwertanalyse mit den Kriterien Entwicklungsaufwand (35 %), Flexibilität (35 %), technische Performance (20 %) und Kosten (10 %).

Tabelle 3.1: Bewertungsmatrix der Lösungskonzepte

Kriterium	Gewicht	Konzept A	Konzept B	Konzept C
Technische Performance	20%	7	7	9
Entwicklungsaufwand	-35%	9	4	6
Kosten	-10%	6	4	7
Flexibilität	35%	10	4	9
Gesamtwertung		1,15	1,20	2,15

3.5 Systemarchitektur

Konzept C erreicht mit 2,15 Punkten die höchste Bewertung. Die Kombination aus dedizierter MPPT-Hardware und flexibler Mikrocontroller-Integration bietet den optimalen Kompromiss zwischen Entwicklungsaufwand und Systemfähigkeiten.

3.5 Systemarchitektur

Das System gliedert sich in drei funktionale Ebenen: Leistungsebene, Steuerungsebene und Kommunikationsebene. Der LTC4015 bildet das Zentrum der Leistungsebene und realisiert die in Abschnitt 2.3.1 beschriebene Buck-Topologie für die Energiewandlung.

Die Steuerungsebene wird durch den STM32L431 gebildet, der über I²C mit dem LTC4015 kommuniziert. Diese Architektur ermöglicht die Trennung zwischen echtzeitkritischer Leistungsregelung und flexibler Systemsteuerung.

Die Kommunikationsebene implementiert das in Abschnitt 2.5 beschriebene DroneCAN-Protokoll. Der integrierte CAN-Controller des STM32L431 gewährleistet deterministische Echtzeitkommunikation mit dem Autopilotensystem.

3.6 Schnittstellendefinition

Die elektrischen Schnittstellen umfassen einen XT30-Eingang für die Solarpanels (10-35 V, max. 3,5 A) und einen XT60-Ausgang für die Batterie (3S/4S kompatibel). Die mechanische Robustheit dieser Steckverbinder gewährleistet zuverlässigen Betrieb unter Vibrationsbedingungen.

Die digitale Kommunikation erfolgt über standardisierte Protokolle: I²C mit 400 kHz zwischen Mikrocontroller und MPPT-IC sowie DroneCAN mit 1 Mbit/s zum Autopilotensystem. Diese Datenraten ermöglichen ausreichende Update-Frequenzen bei minimalem Overhead.

Die mechanische Integration erfolgt über vier M3-Durchgangsbohrungen, die eine vibrationssichere Montage im Rumpf gewährleisten. Die Positionierung der Steckverbinder berücksichtigt die vorhandene Kabelführung im HAP-Trainer.

4 Entwicklung und Implementierung des MPPT-Ladereglers

Dieses Kapitel dokumentiert die praktische Umsetzung des in Kapitel 3 spezifizierten Konzepts. Die Entwicklung erfolgte in zwei parallelen Strängen: Hardwaredesign mit Fokus auf die LTC4015-Integration und Softwareentwicklung basierend auf dem Arduino-Framework.

4.1 Hardware-Entwicklung

Die Hardwareentwicklung konzentriert sich auf die Integration der Kernkomponenten des Ladereglers. Im Folgenden werden die Implementierung des LTC4015 MPPT-Controllers, die Einschaltstrombegrenzung, die Mikrocontroller-Integration sowie die DroneCAN-Schnittstelle detailliert beschrieben.

4.1.1 LTC4015 MPPT-IC Integration

Der LTC4015 stellt einen Batteriemanagement-Controller dar, dessen umfangreiche Funktionalität und elektrische Spezifikationen optimal auf die Anforderungen eines HAP-Systems abgestimmt sind. Die maximalen Grenzwerte des Bausteins ermöglichen einen sicheren Betrieb unter den erwarteten Einsatzbedingungen. Als Referenz für die Schaltungsentwicklung dienten sowohl die Application Note des LTC4015-Datenblatts [12] als auch das Evaluierungsboard DC2038A von Analog Devices [7].

4.1 Hardware-Entwicklung

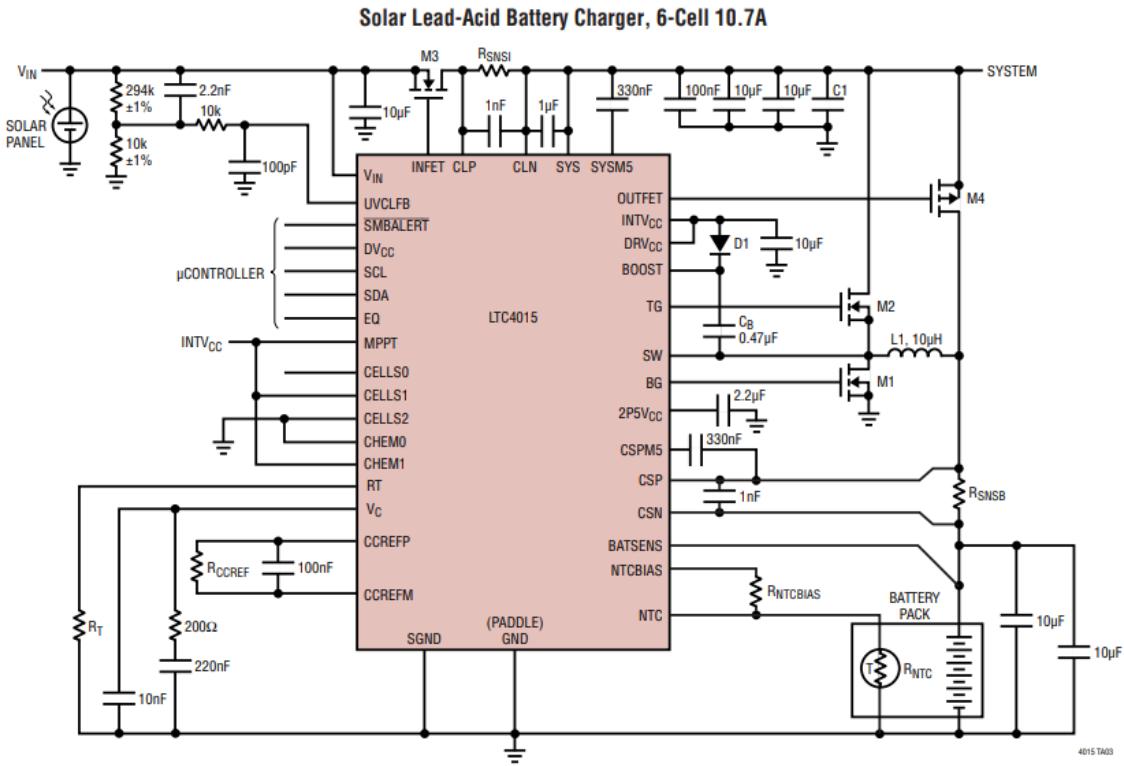


Abbildung 4.1: Referenzschaltung des LTC4015 für Solaranwendungen [12]

IC-Konfiguration und Beschaltung

Der LTC4015 ermöglicht verschiedene spezialisierte Betriebsmodi, die durch entsprechende externe Beschaltung konfiguriert werden. Für die Anwendung im HAP-System mit Solarpanel-Eingang und der Anforderung eines Mindest-Ladestroms von 10 A wurden die Komponenten gemäß den Vorgaben des Datenblatts dimensioniert. Die in Abbildung 4.1 dargestellte Referenzschaltung bildete die Grundlage für das entwickelte Design [12].

Für die korrekte Funktion des MPPT-Modus ist eine spezifische Konfiguration des Under-voltage Current Limit erforderlich. Diese ermöglicht dem internen MPPT-Algorithmus, den vollständigen verfügbaren Spannungsbereich zu analysieren. Hierzu wurde ein Spannungssteiler mit einem oberen Widerstand von $294\text{ k}\Omega$ und einem unteren Widerstand von $10\text{ k}\Omega$ implementiert, wobei Bauteile mit einer Toleranz von 1 % oder besser zum Einsatz kommen. Diese Widerstandskombination resultiert in einem theoretischen Grenzwert außerhalb des maximal zulässigen Eingangsspannungsbereichs des LTC4015, wodurch sichergestellt wird, dass der gesamte Spannungsbereich für den MPPT-Sweep zur Verfügung steht. Bei

4.1 Hardware-Entwicklung

deaktiviertem MPPT-Modus würde diese Konfiguration jedoch zu einem Eingangslimit von 1,2 V führen, wodurch der Ladevorgang unterbunden würde [12].

Die Aktivierung des MPPT-Modus erfolgt über einen konfigurierbaren Jumper, der den entsprechenden Pin des LTC4015 mit der internen Versorgungsspannung INTVCC verbindet. Alternativ kann der Modus über die I²C-Schnittstelle aktiviert werden, selbst wenn der Hardware-Pin auf Masse liegt. Eine vollständige Deaktivierung des MPPT-Modus erfordert jedoch sowohl die Deaktivierung im Register als auch die Verbindung des Jumpers mit Masse [12].

CHEMISTRY	CHEM1	CHEM0
Li-Ion Programmable	L	L
Li-Ion 4.2V/Cell Fixed	H	H
Li-Ion 4.1V/Cell Fixed	L	Z
Li-Ion 4V/Cell Fixed	Z	L
LiFePO ₄ Programmable	L	H
LiFePO ₄ Fixed Fast Charge	H	Z
LiFePO ₄ Fixed Standard Charge	Z	H
Lead-Acid Fixed	Z	Z
Lead-Acid Programmable	H	L

Abbildung 4.2: Konfigurationstabelle der unterstützten Batteriechemien [12]

Der LTC4015 unterstützt verschiedene Batteriechemien, darunter Lithium-Ion/Polymer, LiFePO₄ und Blei-Säure-Batterien. Jeder Batterietyp erfordert ein spezifisches, optimiertes Ladeverfahren, weshalb die Batteriechemie über die Pins CHEM0 und CHEM1 konfiguriert werden muss. Für die im HAP-Trainer verwendeten Lithium-Ion/Polymer-Batterien werden beide Pins mit der internen Versorgungsspannung INTVCC verbunden. Da ausschließlich dieser Batterietyp zum Einsatz kommt, erfolgte eine Festverdrahtung mit direkten Leiterbahnen. Die Konfiguration entspricht dem Modus "Li-Ion fixed 4.2 V", der optimal auf die verwendeten Batterien abgestimmt ist (siehe Abbildung 4.2) [12].

Die Zellenanzahl der angeschlossenen Batterie wird über die Pins CELLS0, CELLS1 und CELLS2 kodiert, wobei jeder Pin die Zustände High, Low oder Float annehmen kann. Von den theoretisch möglichen 27 Zuständen sind nur zehn gültige Konfigurationen definiert. Da der HAP-Trainer sowohl 3S- als auch 4S-Batteriekonfigurationen unterstützen soll, wurde eine umschaltbare Lösung implementiert. Hierzu kommt ein SPDT Analogschalter vom Typ CD74HC4053M96 [22] zum Einsatz. Dieser IC verfügt über drei unabhängige

4.1 Hardware-Entwicklung

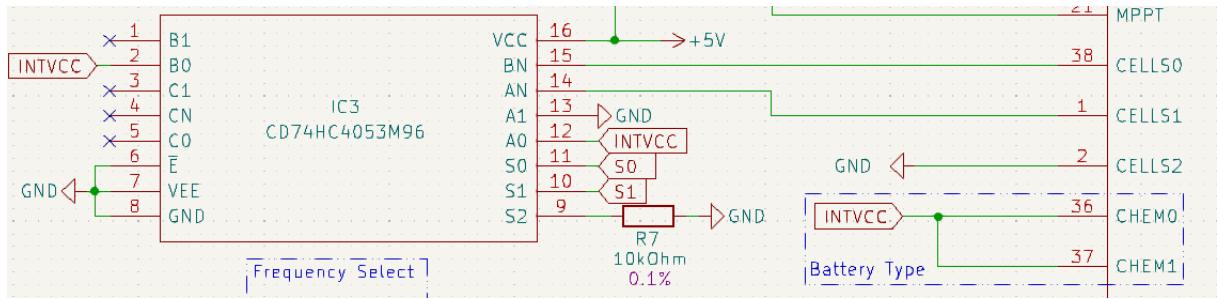


Abbildung 4.3: Implementierte Schaltung des SPDT-ICs

Umschalter, die jeweils zwei Zustände annehmen können. Der Pin CELLS2 wird direkt mit Masse verbunden, da beide Konfigurationen (3S und 4S) hier einen Low-Pegel erfordern. Die Pins CELLS0 und CELLS1 werden über den SPDT-IC geführt. Die Verschaltung wurde so gewählt, dass bei Low-Pegel an den Steuereingängen S0 und S1 die 3S-Konfiguration und bei High-Pegel die 4S-Konfiguration ausgewählt wird (siehe Abbildung 4.4) welche dann die korrespondierende Konfigurierung, wie in Abbildung 4.4 festgelegt, einstellt [12].

NUMBER OF CELLS	CELLS2	CELLS1	CELLS0
Invalid	L	L	L
1	L	L	H
2	L	H	L
3	L	H	H
4	L	L	Z
5	L	Z	L
6	L	H	Z
7	L	Z	H
8	L	Z	Z
9	H	L	L
Invalid	H	L	H
Invalid	H	H	L
12*	H	H	H

* Lead-acid only

Abbildung 4.4: Konfigurationstabelle zur Zellenanzahl-Erkennung [12]

Die Schaltfrequenz des LTC4015 ist über einen externen Widerstand im Bereich von 200 kHz bis 1 MHz einstellbar. Als Kompromiss zwischen Energieeffizienz und Bauteilgröße wurde eine Frequenz von 500 kHz gewählt, die einen moderaten Energieverbrauch bei akzeptablen Abmessungen der passiven Komponenten ermöglicht. Dies resultierte in der Verwendung eines $95,3\ k\Omega$ Widerstand [12].

Die maximale Stromaufnahme wird durch die Sense-Widerstände begrenzt und berechnet

4.1 Hardware-Entwicklung

sich nach der Formel $I_{max} = \frac{32mV}{R_{SNSB}}$. Mit gewählten Sense-Widerständen von $3 m\Omega$ ergibt sich ein Maximalstrom von $10,6 A$, der die Anforderungen erfüllt. Identische Werte wurden für Eingangs- und Ausgangsstrom-Messung implementiert [12].

Die weiteren Beschaltungskomponenten, wie die Coulomb-Counter-Referenz und der Compensation Point für Messungen, wurden gemäß den Herstellervorgaben aus der Application Note übernommen. Da die verwendeten Batterien über keinen integrierten Negative Temperature Coefficient (NTC)-Temperatursensor verfügen, wurde ein Festwiderstand von $10 k\Omega$ als Temperatur-Ersatz implementiert. Dies deaktiviert die temperaturabhängige Laderegelung nach JEITA-Richtlinien [12].

Digitale Registerkonfiguration

Die digitale Telemetrie des LTC4015 basiert auf einer umfangreichen Registerstruktur, die sowohl Konfigurationsparameter als auch Betriebsdaten bereitstellt. Für den optimalen Betrieb im HAP-Trainer müssen verschiedene Register initial konfiguriert werden [12].

Das Register *CONFIG_BITS* (0x14) steuert grundlegende Betriebsmodi des Controllers. Folgende Bits müssen gesetzt werden: Das Bit *mppt_en_i2c* aktiviert den MPPT-Modus über die digitale Schnittstelle, *en_qcount* ermöglicht die Coulomb-Zählung zur Ladezustandsbestimmung und *force_meas_sys_on* gewährleistet kontinuierliche Messungen durch die internen Analog Digital Converters (ADCs) [12].

Im Register *CHARGER_CONFIG_BITS* (0x29) muss das Bit *en_jeita* deaktiviert werden, da kein NTC-Sensor zur Temperaturüberwachung verfügbar ist. Der maximale Eingangstrom wird über das Register *IIN_LIMIT_SETTING* (0x15) auf $3,5 A$ begrenzt, um die Solarpanels nicht zu überlasten [12].

Die korrekte Funktion des Coulomb-Zählers erfordert die Konfiguration eines Prescale-Faktors, der von der Batteriekapazität und dem verwendeten Sense-Widerstand abhängt [12]:

$$QCOUNT_PRESCALE_FACTOR = q_{LSB} \cdot K_{QC} \cdot R_{SNSB} \quad (4.1)$$

Dabei repräsentiert $q_{LSB} = \frac{C}{65535}$ die durch das niederwertigste Bit dargestellte Ladungsmenge und $K_{QC} = 8333,33$ eine gerätespezifische Konstante [12].

MPPT-Optimierung für HAP-Anwendung

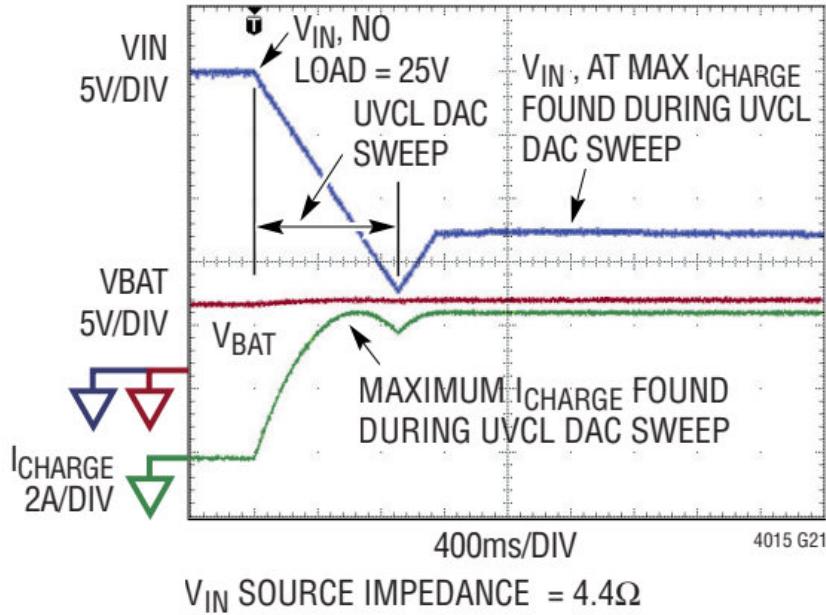


Abbildung 4.5: MPPT-Sweep-Verfahren des LTC4015 [12]

Im Gegensatz zu den in Kapitel 2.2 beschriebenen konventionellen MPPT-Algorithmen implementiert der LTC4015 ein proprietäres Hardware-Sweep-Verfahren. Mittels eines integrierten Digital-Analog-Wandlers variiert der Controller systematisch die Eingangsspannung über den konfigurierten Bereich und erfasst den resultierenden Ladestrom. Nach Abschluss des Sweeps wird der Arbeitspunkt auf die Spannung mit dem höchsten gemessenen Ladestrom eingestellt. Dieses Verfahren ist in Abbildung 4.5 schematisch dargestellt [12].

Die Solarzellenkonfiguration des HAP-Trainers liefert typischerweise eine Spannung von 28 V unter Standardbedingungen. Um Sicherheitsreserven für erhöhte Bestrahlungsstärken zu gewährleisten, wurde das System für eine maximale Eingangsspannung von 35 V ausgelegt, was dem absoluten Maximum des LTC4015 entspricht [12].

Der Ladestrom kann zusätzlich über Register softwareseitig limitiert werden. Die hardwareseitige Begrenzung durch den Sense-Widerstand auf 10,6 A stellt jedoch bereits einen angemessenen Maximalwert dar. Die korrekte Konfiguration für Lithium-Batterien mit einer festen Zellenspannung von 4,2 V gewährleistet, dass die Batterien innerhalb ihres

4.1 Hardware-Entwicklung

sicheren Betriebsbereichs verbleiben und das in Abschnitt 2.4.1 beschriebene CC/CV-Verfahren korrekt implementiert wird [12].

Leistungsschalter und Induktivität

Der LTC4015 implementiert eine Buck-Topologie, die externe MOSFETs als Leistungsschalter erfordert. Als Leistungsschalter wurde der FDMC8030 [29] gewählt, ein dualer N-Kanal-MOSFET mit einer Strombelastbarkeit von 12 A und einer maximalen Drain-Source-Spannung von 40 V. Die duale Konfiguration ermöglicht einen niedrigen Drain-Source-Widerstand von maximal 28 $m\Omega$, wodurch die Leitungsverluste minimiert werden [12].

Die erforderliche Induktivität wurde anhand der Betriebsparameter dimensioniert:

$$L = \frac{V_{BAT} \cdot \left(1 - \frac{V_{BAT}}{V_{IN(MAX)}}\right)}{0,25 \cdot f \cdot I_{CHG(MAX)}} \quad (4.2)$$

Mit einer Batteriespannung von 16,8 V (4S-Konfiguration), einer maximalen Eingangsspannung von 35 V, einem Ladestrom von 10,6 A und einer Schaltfrequenz von 500 kHz ergibt sich eine Mindestinduktivität von 6,552 μH . Implementiert wurde eine 10 μH Induktivität mit einem Gleichstromwiderstand von nur 13,75 $m\Omega$, wodurch die ohmschen Verluste minimiert werden.

Als Entkopplungskondensatoren kommen Vielschichtkeramikkondensatoren mit einer Spannungsfestigkeit von 50 V zum Einsatz. Diese Bauart bietet im Vergleich zu Aluminium-Elektrolytkondensatoren einen sehr niedrigen ESR, wodurch Verluste reduziert und die Glättungswirkung verbessert werden. Da Keramikkondensatoren jedoch nur begrenzte Energiemengen speichern können, wurde zusätzlich ein 120 μF Aluminium-Elektrolytkondensator mit einem ESR von 28 $m\Omega$ implementiert. Dieser dient als Energiepuffer für den Buck-Konverter und verhindert Spannungseinbrüche bei transienten Laständerungen.

Das thermische Management basiert auf großflächigen Kupferlagen auf der Leiterplatte zur effizienten Wärmeableitung. Bei ICs mit thermischem Pad wird dieses über mehrere Durchkontakteierungen direkt mit den innenliegenden Kupferlagen verbunden, wodurch eine optimale Wärmeabfuhr gewährleistet wird.

4.1.2 Inrush Current Limiting Schaltung

Die Integration einer Einschaltstrombegrenzung ist essentiell für den sicheren Betrieb des Ladereglers beim Anschluss von Batterien. Dieser Abschnitt beschreibt die Entwicklung und Dimensionierung einer aktiven Begrenzerschaltung auf Basis eines Low-Side-MOSFETs.

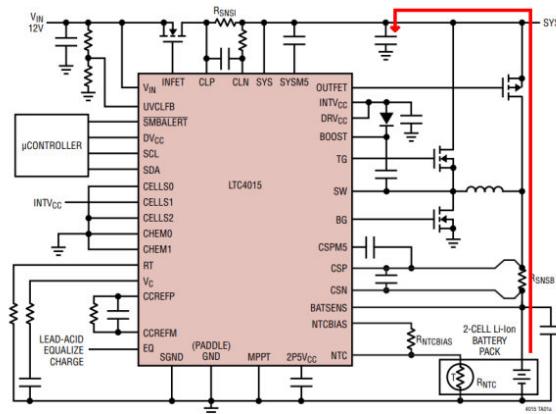


Abbildung 4.6: Kritische Strompfad des LTC4015 [30]

Wie in Abschnitt 2.5.3 theoretisch erläutert, erfordert die Batterieseite des LTC4015 eine Einschaltstrombegrenzung. Der kritische Strompfad ist in Abbildung 4.6 dargestellt. Bei zu hohen Einschaltströmen kann die maximale Spannungsdifferenz zwischen den Pins CSN und CSP des LTC4015, die für die Strommessung verwendet werden, überschritten werden. Bei dem gewählten Sense-Widerstand von $3 \text{ m}\Omega$ genügt bereits ein Einschaltstrom von 100 A , um die maximal zulässige Spannungsdifferenz von $0,3 \text{ V}$ zu erreichen. Diese kritische Stromstärke kann durch große Batteriekapazitäten in Kombination mit dem batterieseitigen $120 \mu\text{F}$ Aluminium-Elektrolytkondensator leicht überschritten werden. Die Folgen wären eine Zerstörung der Leiterbahnen oder des LTC4015 selbst.

Die gewählte Low-Side-Konfiguration bietet dabei entscheidende Vorteile gegenüber einer High-Side-Implementation.

Bei einer High-Side-Lösung mit P-MOSFET würde der Spannungsabfall über dem $R_{DS(on)}$ direkt die Ladespannung reduzieren. Um die geforderte Genauigkeit von $\pm 50 \text{ mV}$ bei einem maximalen Ladestrom von 10 A einzuhalten, wäre ein $R_{DS(on)}$ von maximal $5 \text{ m}\Omega$ erforderlich. Dies würde die Komponentenauswahl erheblich einschränken und die Kosten erhöhen.

4.1 Hardware-Entwicklung

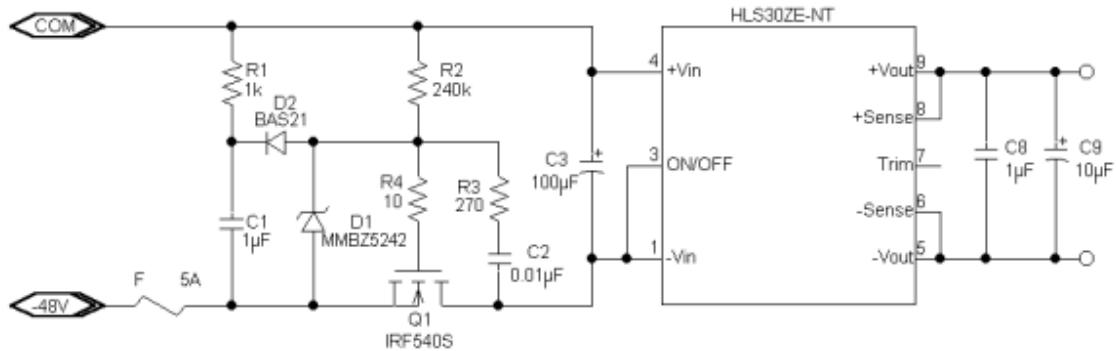


Abbildung 4.7: Aktive Inrush-Current-Limiter-Schaltung [32]

Die implementierte Low-Side-Konfiguration platziert den MOSFET zwischen Batterie-Minus und System-Ground. Der Spannungsabfall beeinflusst hier lediglich die Potentialdifferenz zwischen Batterie-Masse und System-Masse, nicht jedoch die differentielle Ladespannung zwischen Batterie-Plus und Batterie-Minus. Da der LTC4015 die Batteriespannung differentiell über die Sense-Pins misst, wird die Ladespannungsgenauigkeit nicht beeinträchtigt. Dafür wurde die Abbildung 4.7 als Referenz für die Auslegung gewählt [32].

Als Leistungsschalter wurde der N-Kanal-MOSFET FDD86102LZ [28] von ON Semiconductor gewählt. Dieser bietet eine Drain-Source-Spannungsfestigkeit von 100 V, eine Gate-Source-Spannungsfestigkeit von ± 20 V, einen kontinuierlichen Drainstrom von 35 A und einen maximalen Drain-Source-Widerstand von 31 $m\Omega$. Diese Spezifikationen erfüllen die Anforderungen des HAP-Trainer-Systems.

Die Schaltung besteht aus einem RC-Glied am Gate des MOSFETs zur Einstellung der Einschaltcharakteristik und eine parallel geschaltete 15 V Zenerdiode, die das Gate vor Überspannung schützt. Beim Anschluss einer Batterie steigt die Gate-Spannung linear an, wodurch der MOSFET langsam durchschaltet und den Einschaltstrom begrenzt.

Die Dimensionierung der Schaltung basiert auf den parasitären Kapazitäten des MOSFETs. Aus den Datenblattangaben mit $C_{iss} = 1540 \text{ pF}$, $C_{oss} = 245 \text{ pF}$ und $C_{rss} = 15 \text{ pF}$ ergeben sich die äquivalenten Kapazitäten:

$$C_{gd} = C_{rss} = 15 \text{ pF} \quad (4.3)$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} = 1525 \text{ pF} \quad (4.4)$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} = 230 \text{ pF} \quad (4.5)$$

Der Integrationskondensator C2 steuert die Anstiegsgeschwindigkeit der Gate-Spannung und muss die Bedingung $C_2 \gg (C_{gs} + C_{gd})$ erfüllen. Mit einem Faktor 30 ergibt sich $C_2 = 30 \cdot (1525 + 15) \text{ pF} = 46,2 \text{ nF}$. Gewählt wurde der nächstliegende Normwert von 47 nF .

Der Widerstand R2 bildet zusammen mit C2 die maßgebliche Zeitkonstante und berechnet sich nach:

$$R_2 = \frac{C_{load} \cdot V_{max}}{C_2 \cdot I_{inrush}} \quad (4.6)$$

Mit einer angenommenen Lastkapazität von $300 \mu\text{F}$ (Sicherheitsmarge gegenüber den tatsächlichen $170 \mu\text{F}$), einer maximalen Spannung von 35 V und einem zulässigen Einschaltstrom von 3 A ergibt sich $R_2 = 75,8 \text{ k}\Omega$. Implementiert wurde ein Widerstand von $100 \text{ k}\Omega$.

Der Dämpfungswiderstand R3 muss die Bedingung $R_3 \ll R_2$ erfüllen. Mit einem Faktor von etwa 900 wurde $R_3 = 100 \Omega$ gewählt, wobei aus Standardisierungsgründen ein bereits in der Schaltung verwendeter 120Ω Widerstand eingesetzt wird.

Die Komponenten R1, C1 und D2 gewährleisten beim Batterienanschluss das der MOSFET ausgeschaltet bleibt. Die Gate-Source-Spannung zur Unterstützung des Einschaltstroms berechnet sich zu:

$$V_{plt} = V_{th} + \frac{I_{inrush}}{g_{fs(max)}} \quad (4.7)$$

Mit der Schwellenspannung $V_{th} = 3 \text{ V}$ und der Vorwärts-Transkonduktanz $g_{fs} = 31 \text{ S}$ ergibt sich $V_{plt} = 3,097 \text{ V}$. Die minimalen Komponentenwerte zur Erfüllung der Stabilitätsbedingungen sind [26]:

4.1 Hardware-Entwicklung

$$C_1 \geq \frac{C_2 \cdot (V_{max} - V_{th} + V_{D2})}{V_{th} - V_{D2}} = 878 \text{ nF} \quad (4.8)$$

$$R_1 \geq \frac{5 \cdot R_3 \cdot C_2}{C_1 \cdot \left| \ln \left(1 - \frac{V_{plt} - V_{th}}{V_{max}} \right) \right|} = 8,0 \text{ k}\Omega \quad (4.9)$$

Implementiert wurden $C_1 = 1 \mu\text{F}$ und $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, wodurch ausreichende Sicherheitsmargen gewährleistet sind.

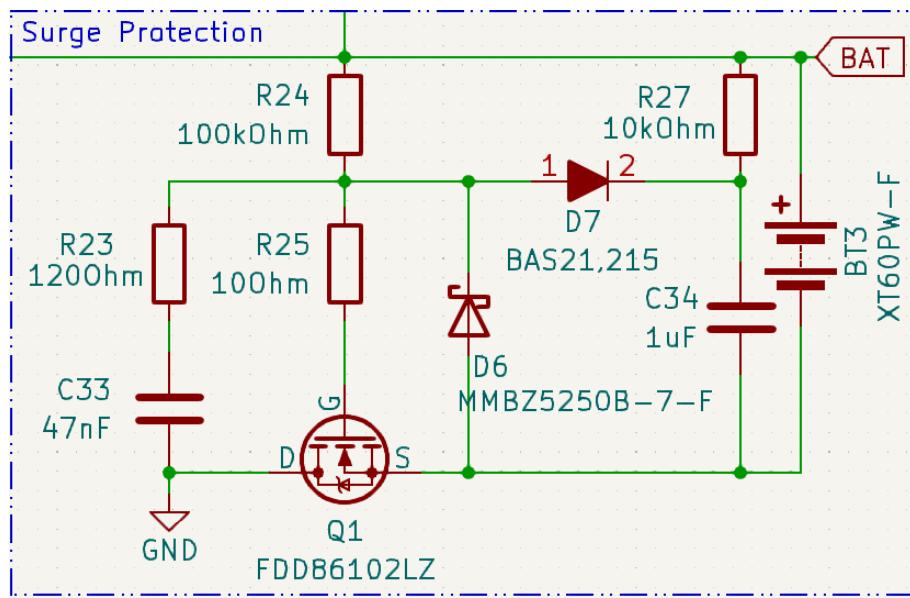


Abbildung 4.8: Implementierte aktive Einschaltstrombegrenzung für den HAP-Trainer

Die finale Implementierung der Einschaltstrombegrenzung ist in Abbildung 4.8 dargestellt. Diese Schaltung limitiert den Einschaltstrom zuverlässig auf 3 A und schützt damit sowohl den LTC4015 als auch die Leiterbahnen vor Überlastung, ohne den regulären Ladebetrieb zu beeinträchtigen.

4.1.3 STM32L431 Mikrocontroller-Integration

Die Integration des Mikrocontrollers bildet die zentrale Steuerungseinheit des MPPT-Ladereglers und ermöglicht die Kommunikation zwischen dem LTC4015 und dem übergeordneten Avioniksystem. Die Auswahl des STM32L431CCU6 basiert auf den in Kapitel 3

4.1 Hardware-Entwicklung

definierten Systemanforderungen bezüglich Rechenleistung, Speicherkapazität und Peripherieausstattung [36].

Mikrocontroller-Konfiguration

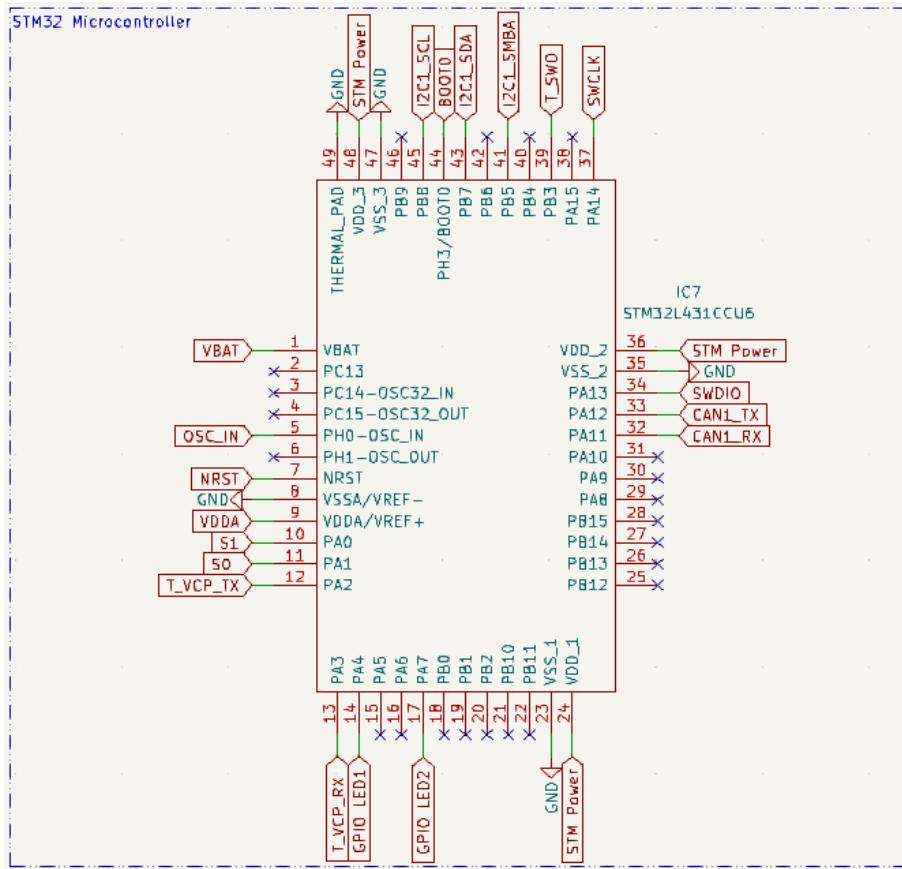


Abbildung 4.9: Implementierte Schaltung des STM32L431CCU6

Der STM32L431CCU6 verfügt über 256 *KB* Flash-Speicher und 64 *KB* Random Access Memory (RAM), wodurch ausreichende Ressourcen für die Implementierung der DroneCAN-Kommunikation und der Steuerungsalgorithmen zur Verfügung stehen. Die maximale Taktfrequenz von 80 *MHz* gewährleistet die erforderliche Echtzeitfähigkeit für die simultane Verarbeitung von I²C-Kommunikation, CAN-Bus-Nachrichten und Statusüberwachung [36].

Zur Erhöhung der Taktgenauigkeit wurde zusätzlich zum internen Oszillator ein externer 48 *MHz* Quarzoszillator mit einer Genauigkeit von $\pm 20 \text{ ppm}$ integriert. Diese hochpräzise

4.1 Hardware-Entwicklung

Taktquelle ist essentiell für die zeitkritische CAN-Bus-Kommunikation und gewährleistet die Einhaltung der DroneCAN-Timing-Anforderungen gemäß 2.5 [36].

Die Programmierung und das Debugging erfolgen über eine Serial Wire Debug (SWD)-Schnittstelle, die mittels eines ST-Link V3 Konnektors realisiert wurde. Diese Lösung kombiniert die Debug-Schnittstelle mit einer virtuellen seriellen Schnittstelle für die Entwicklungsphase. Die mechanische Ausführung als verpolungssicherer Steckverbinder verhindert Fehlbedienungen während der Inbetriebnahme [36].

Zur Unterstützung der Entwicklung und Fehlerdiagnose wurden zusätzliche Hardware-Features implementiert: Ein manueller Reset-Taster ermöglicht das definierte Zurücksetzen des Mikrocontrollers, während ein Boot-Modus-Schalter zwischen Flash- und Static Random Access Memory (SRAM)-Boot umschalten kann. Die Peripherie-Pins für I²C, Universal Asynchronous Receiver Transmitter (UART) und CAN wurden unter Berücksichtigung der mechanischen Randbedingungen und des Printed Circuit Board (PCB)-Layouts optimal positioniert. Die vollständige Schaltungsimplementierung ist in Abbildung 4.9 dargestellt [36].

Der STM32 benötigt eine Versorgungsspannung von +3,3 V. Diese Versorgungsspannung wird von einem LDO generiert welche die Eingangsspannung von +5 V von der CAN-Verbindung verwendet. Diese Auslegung der Stromversorgung gewährleistet, dass die Komponenten, welche eine Versorgungsspannung von 5 V benötigen, wie die Light Emitting Diodes (LEDs), der SPDT-IC und der LDO mit ausreichend Strom versorgt werden. Gleichzeitig erhält der STM32-Mikrocontroller, welcher im Vergleich zu den anderen Komponenten einen erheblich höheren Stromverbrauch aufweist, eine dedizierte Strom- und Spannungsquelle [36].

I²C/SMBus-Kommunikation mit LTC4015

Die Kommunikation zwischen dem STM32L431 und dem LTC4015 erfolgt über eine I²C-Schnittstelle, die zusätzlich System Management Bus (SMBus)-kompatibel ausgeführt wurde. Diese Implementierung ermöglicht die Nutzung des SMBus-Alert-Systems für ereignisgesteuerte Kommunikation, wodurch eine energieeffiziente und reaktionsschnelle Systemarchitektur realisiert wird.

4.1 Hardware-Entwicklung

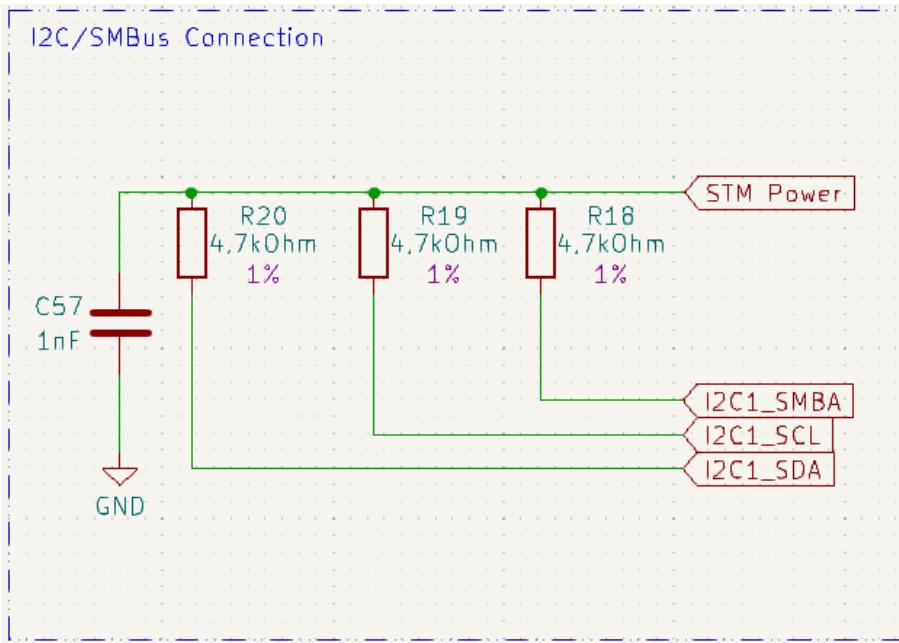


Abbildung 4.10: Implementierte Schaltung der I²C-Verbindung

Gemäß den I²C-Spezifikationen wurden Pull-up-Widerstände von $4,7 \text{ k}\Omega$ implementiert, die die Signalleitungen auf das logische High-Niveau ziehen. Die Referenzspannung für diese Pull-up-Widerstände wird vom DVCC-Pin des LTC4015 bereitgestellt, um konsistente Logikpegel zwischen beiden Kommunikationspartnern sicherzustellen. Zur Unterdrückung hochfrequenter Störungen wurde ein 1 nF Entkopplungskondensator nahe der I²C-Anschlüsse platziert, entsprechend den in Abschnitt 2.5.2 beschriebenen Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV)-Designprinzipien. Die implementierte Schaltung ist in Abbildung 4.10 dokumentiert.

RGB-LED Statusanzeige

Die visuelle Statusindikation erfolgt über WS2812B RGB-LEDs, die einen integrierten Steuerungs-IC besitzen und somit eine flexible Farbdarstellung bei minimalem Hardwareaufwand ermöglichen. Die Ansteuerung erfolgt über ein Single-Wire-Protokoll mit einer Datenrate von 800 kHz , welches präzise Timing-Anforderungen an die Pulserzeugung stellt [40].

Das System implementiert zwei unabhängige LED-Kanäle: Eine LED visualisiert den Systemstatus gemäß Anforderung NFR-MAINT-01, während die zweite LED den Batteri-

4.1 Hardware-Entwicklung

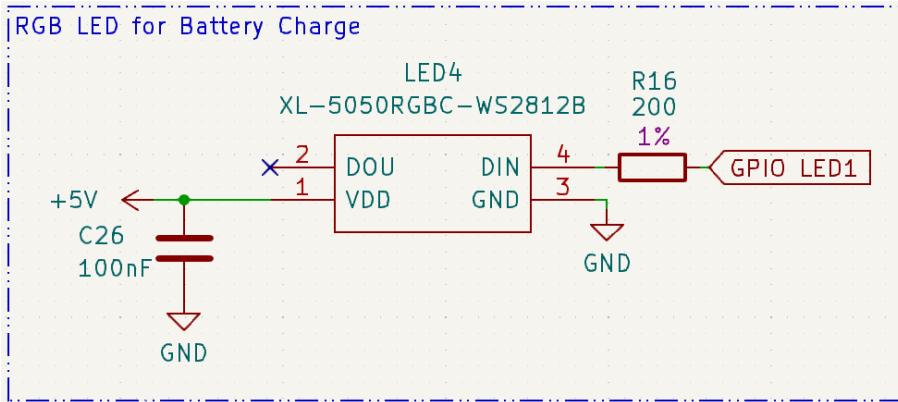


Abbildung 4.11: Implementierte Schaltung der RGB-LED-Statusanzeige

eladezustand entsprechend NFR-MAINT-02 darstellt. Die separate Ansteuerung beider LEDs wurde bewusst gewählt, um die Aktualisierungszeit zu minimieren. Bei einer Reihenschaltung würde das Single-Wire-Protokoll eine vollständige Übertragung aller LED-Daten erfordern, selbst wenn nur eine LED aktualisiert werden soll [40].

Zur Gewährleistung der Signalintegrität und zum Schutz der General Purpose Input/Output (GPIO)-Ausgänge wurde ein $200\ \Omega$ Vorwiderstand in die Datenleitung integriert. Dieser begrenzt den Ausgangsstrom und reduziert die Flankensteilheit der Datensignale, wodurch elektromagnetische Emissionen minimiert werden. Die komplette LED-Schaltung ist in Abbildung 4.11 dargestellt.

4.1.4 DroneCAN-Kommunikationsschnittstelle

Die Integration in das ArduPilot-Ökosystem erfordert eine normgerechte Implementierung der DroneCAN-Kommunikationsschnittstelle. Diese Schnittstelle bildet die kritische Verbindung zwischen dem MPPT-Laderegler und dem übergeordneten Autopilotensystem und ermöglicht die in Kapitel 3 spezifizierte bidirektionale Datenkommunikation.

CAN-Transceiver-Schaltung

Der CAN-Transceiver fungiert als bidirektionale Schnittstelle zwischen den digitalen Logikegeln des STM32L431 und den differenziellen CANH/CANL-Signalen des CAN-Busses.

4.1 Hardware-Entwicklung

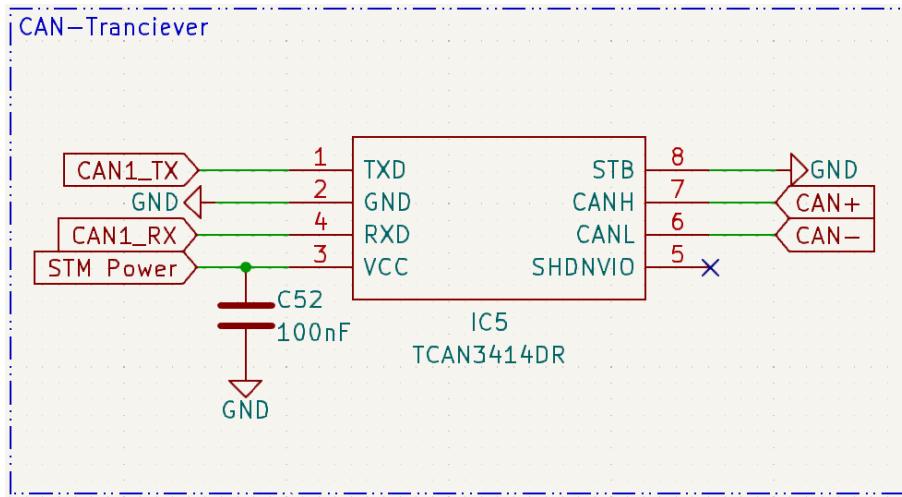


Abbildung 4.12: Implementierte Schaltung des CAN-Transceivers

Für diese Implementierung wurde der TCAN3414DR [23] von Texas Instruments ausgewählt, der sich durch seinen niedrigen Versorgungsspannungsbedarf von 3,3 V auszeichnet. Diese Eigenschaft eliminiert die Notwendigkeit eines zusätzlichen 5 V-Spannungsreglers, der bei konventionellen CAN-Transceivern typischerweise über den CAN-Verbindungsstecker eingespeist werden müsste.

Der TCAN3414DR [23] konvertiert die UART-ähnlichen Signale (TXD/RXD) des integrierten CAN-Controllers im STM32L431 in die differenziellen Bussignale und gewährleistet dabei die erforderliche Signalintegrität für Datenraten bis zu 1 Mbit/s . Die implementierte Schaltung, dargestellt in Abbildung 4.12, integriert die erforderlichen Entkopplungskondensatoren zur Stabilisierung der Versorgungsspannung gemäß den Herstellerspezifikationen.

Busanbindung und EMV-Schutz

Die physikalische Anbindung an das CAN-Netzwerk erfolgt über einen JST-GH-Stecker, der dem im ArduPilot-System etablierten Standard entspricht. Diese Standardisierung gewährleistet die mechanische und elektrische Kompatibilität mit bestehenden Komponenten des Avioniksystems.

Zur Sicherstellung der elektromagnetischen Verträglichkeit wurden mehrere Schutzmaßnahmen implementiert. Eine Common-Mode-Choke unterdrückt Gleichtaktstörungen, die

4.1 Hardware-Entwicklung

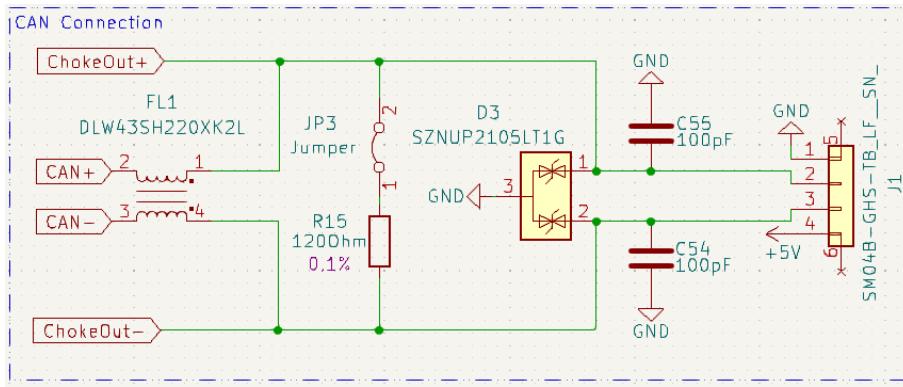


Abbildung 4.13: Implementierte Schaltung der CAN-Verbindung

durch externe elektromagnetische Felder in die symmetrischen CAN-Leitungen eingekoppelt werden können. Ergänzend schützen bidirektionale Transient Voltage Suppressor (TVS)-Dioden die Transceiver-Elektronik vor transienten Überspannungen, wie sie durch elektrostatische Entladungen oder induzierte Spannungsspitzen entstehen können.

Die Bustopologie erfordert gemäß CAN-Spezifikation eine Terminierung von $120\ \Omega$ an beiden Enden des Busses zur Vermeidung von Signalreflexionen. Hierzu wurde ein konfigurierbarer Terminierungswiderstand mittels Jumper realisiert. Diese Lösung ermöglicht die flexible Anpassung der Terminierung abhängig von der Position des Ladereglers im CAN-Netzwerk. Bei Platzierung als Endgerät wird der Jumper gesetzt und aktiviert die $120\ \Omega$ Terminierung gemäß den in Abschnitt 2.5 beschriebenen CAN-Bus-Spezifikationen.

Die vollständige Implementierung der CAN-Verbindung von den differenziellen Bussignalen bis zum JST-GH-Steckverbinder ist in Abbildung 4.13 dokumentiert. Diese Realisierung erfüllt alle Anforderungen für eine robuste und störungsfreie DroneCAN-Kommunikation im Unmannnd Aerial Vehicle (UAV)-Umfeld.

4.1.5 Schutz- und Überwachungsschaltungen

Die Implementierung umfassender Schutzschaltungen gewährleistet den sicheren Betrieb des MPPT-Ladereglers unter allen Betriebsbedingungen. Die realisierten Schutzmaßnahmen adressieren sowohl transiente Störereignisse als auch systematische Fehlerquellen und erfüllen die in Kapitel 3 definierten Sicherheitsanforderungen.

Überspannungsschutz

Der Schutz vor transienten Überspannungen auf dem CAN-Bus erfolgt durch bidirektionale TVS-Dioden, die parallel zu den Kommunikationsleitungen geschaltet sind. Diese Schutzkomponenten reagieren innerhalb von Nanosekunden auf Spannungsspitzen und begrenzen diese auf ein für die Transceiver-Elektronik ungefährliches Niveau. Die Implementierung folgt den in Abschnitt 2.5.2 beschriebenen EMV-Designprinzipien und schützt die empfindliche Kommunikationselektronik vor induzierten Störspannungen, die während des Flugbetriebs durch elektromagnetische Felder oder elektrostatische Entladungen entstehen können.

Überstromschutz und Strombegrenzung

Der Überstromschutz wird durch eine Kombination mehrerer Mechanismen realisiert. Primär erfolgt die Strombegrenzung durch die programmierbare Stromlimitierung des LTC4015, welche über die Registerkonfiguration präzise an die jeweilige Batteriekonfiguration angepasst werden kann. Die Implementierung eines $3\text{ m}\Omega$ Sense-Widerstands ermöglicht dabei eine hochauflösende Strommessung bei minimalen Verlusten.

Zusätzlich wurde batterieseitig ein Inrush Current Limiter implementiert, der gemäß den in Abschnitt 2.5.3 erläuterten Prinzipien den Einschaltstrom beim Batteriewechsel auf sichere Werte begrenzt. Diese zweistufige Schutzarchitektur gewährleistet sowohl den Schutz vor kurzzeitigen Überströmen beim Hot-Swapping als auch die kontinuierliche Überwachung und Begrenzung des Ladestroms während des normalen Betriebs.

Verpolungsschutz

Der mechanische Verpolungsschutz wird durch die Verwendung von XT30- und XT60-Steckverbindern für die Solar- und Batterieanschlüsse realisiert. Diese Steckverbinder verfügen über eine asymmetrische Bauform, die eine fehlerhafte Polung physisch verhindert. Diese passive Schutzmaßnahme eliminiert das Risiko von Verpolungsschäden ohne zusätzliche elektronische Komponenten und die damit verbundenen Verluste.

4.1 Hardware-Entwicklung

Thermisches Management und Überwachung

Das thermische Schutzkonzept basiert auf den integrierten Temperaturüberwachungsfunktionen des STM32L431 und des LTC4015. Beide Bausteine verfügen über interne Temperatursensoren und implementieren autonome Schutzabschaltungen bei Überschreitung kritischer Junction-Temperaturen.

Der LTC4015 reduziert bei erhöhten Temperaturen automatisch den Ladestrom und geht bei kritischen Temperaturen in einen sicheren Abschaltmodus über. Analog dazu verfügt der STM32L431 über eine thermische Schutzfunktion, die bei Überschreitung der maximalen Betriebstemperatur eine kontrollierte Systemabschaltung initiiert.

4.1.6 PCB-Design und Layout

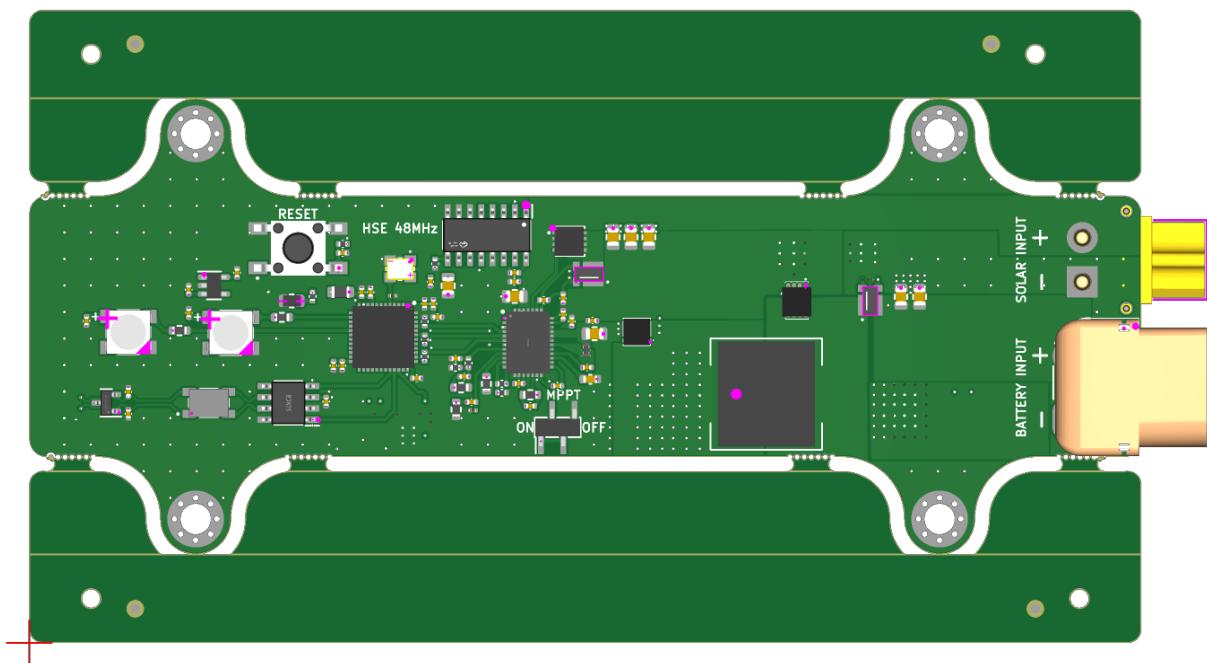


Abbildung 4.14: Vorderseite des entworfenen Ladereglers

Die detaillierte PCB-Entwicklung erfolgt nach der Festlegung des Schaltplans und der verwendeten Komponenten. Das Design berücksichtigt dabei kritische Aspekte wie Lagenstrategie, Routing-Konzepte, thermisches Management, EMV-Maßnahmen und mechanische Integration zur Realisierung eines funktionsfähigen Prototyps.

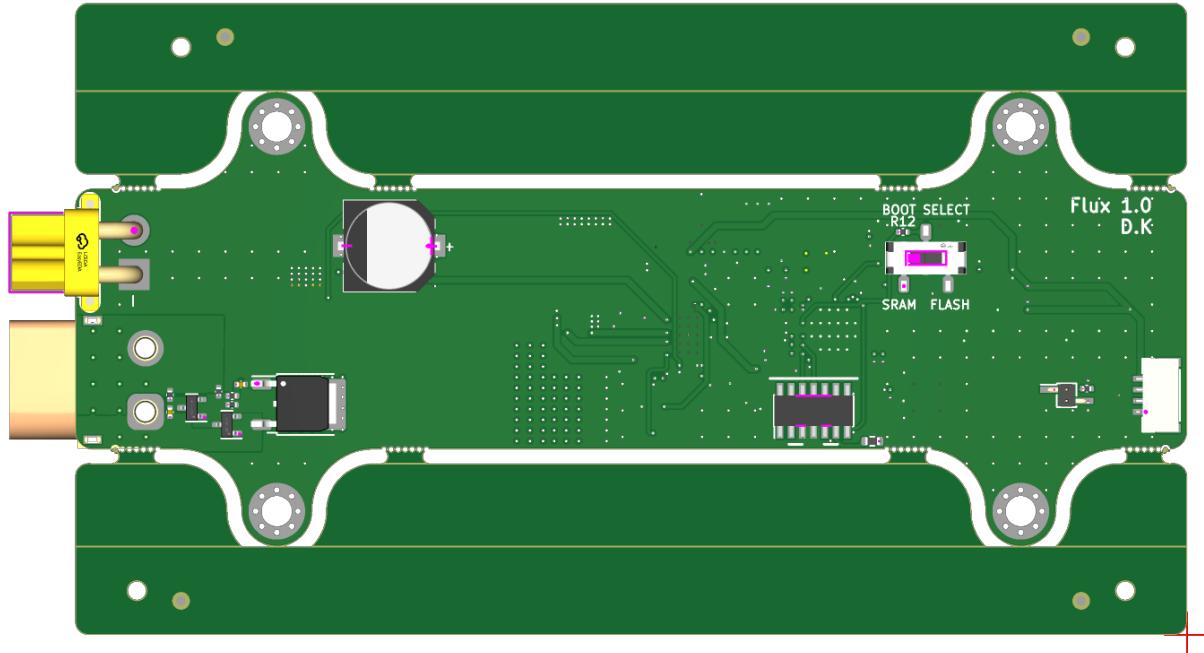


Abbildung 4.15: Rückseite des entworfenen Ladereglers

Lagenstrategie und Routing

Für den Laderegler wurde eine 6-lagige PCB-Struktur gewählt, die dedizierte Ground-, Power- und Signallagen ermöglicht. Diese Konfiguration vereinfacht das Routing komplexer ICs und gewährleistet eine schaltplanorientierte Leitungsführung.

Die Lagen 2 und 5 fungieren als Masseflächen und schaffen eine symmetrische Konfiguration mit einheitlichen Signallaufzeiten für alle Ebenen. Die Signallagen 1, 3 und 6 werden differenziert genutzt: Leitungen mit höheren Strömen werden bevorzugt in den äußeren Lagen 1 und 6 geführt, um die erforderliche Leiterbahnbreite zu reduzieren. Lage 4 dient als Power-Plane für die 3,3 V-Versorgung und gewährleistet minimale Impedanz durch flächige Verbindungen. Zusätzlich verlaufen auf dieser Ebene die 5 V-Versorgungsleitungen des CAN-Bus.

Die Leiterbahnbreiten wurden gemäß IPC-2221A [24] dimensioniert. Für den maximalen Ladestrom von 10,6 A wurde unter Berücksichtigung einer Sicherheitsreserve von 12 A, einer Kupferdicke von 1 oz/ft² und einer zulässigen Temperaturerhöhung von 15 K eine minimale Leiterbahnbreite von 7,24 mm berechnet. Signalleitungen ohne hohe Strombelastung wurden mit 0,3 mm Breite ausgeführt, entsprechend der Pad-Geometrie

4.1 Hardware-Entwicklung

von STM32 und LTC4015, um Impedanzsprünge und Reflexionen zu minimieren.

Die Bauteilplatzierung erfolgte unter Berücksichtigung der Analog-Digital-Trennung, wodurch gegenseitige Beeinflussungen vermieden werden. Zusätzlich dienen Durchkontaktierungen (Vias) zwischen den Lagen gleichzeitig als thermische Vias für die Wärmeabfuhr. Des Weiteren sorgt das ausgewogene Kupfervolumen zwischen den Lagen für eine Minimierung mechanische Spannungen während der Fertigung.

Thermisches Management

Das thermische Design nutzt großflächige Kupferflächen in Verbindung mit gezielt platzierten Thermal-Vias zur effizienten Wärmeverteilung. Die 6-lagige Konfiguration ermöglicht eine schnelle Wärmeabfuhr von den Komponenten durch die hohe Wärmeleitfähigkeit des Kupfers.

Ein Nebeneffekt der guten thermischen Kopplung ist der erhöhte Energiebedarf beim Löten, da größere Wärmemengen erforderlich sind, um die Schmelztemperatur des Lötzinns zu erreichen. Wärmequellen wurden räumlich getrennt angeordnet, um lokale Überhitzung zu vermeiden und eine gleichmäßige Temperaturverteilung zu gewährleisten.

Das PCB-Design ermöglicht ausschließlich passive Kühlung durch natürliche Konvektion, wodurch zusätzliche Kühlkomponenten entfallen und Gewicht sowie Komplexität reduziert werden.

EMV-Maßnahmen

Zur Verbesserung der EMV-Performance wurde eine vollflächige Massefläche implementiert, die minimale Stromschleifen für Rückströme gewährleistet. Diese verlaufen nahezu direkt unter den Signalleitungen, wodurch die abgestrahlte elektromagnetische Energie reduziert wird.

Die Platzierung von Vias direkt in Bauteil-Pads minimiert Induktivität und Impedanz der Masseverbindungen, was die EMV-Eigenschaften zusätzlich verbessert. Jeder Versorgungspin wird mit mehreren Entkopplungskondensatoren beschaltet, um Spannungseinbrüche bei transienten Laständerungen zu kompensieren und die Funktionsfähigkeit der Komponenten aufrechtzuerhalten.

4.1 Hardware-Entwicklung

Stitching-Vias im Rasterabstand über die gesamte PCB verhindern isolierte Kupferflächen auf den Signallagen und gewährleisten eine durchgängige Masseverbindung. Der externe 48 MHz -Oszillator des STM32 wurde mit minimaler Leitungslänge und ohne kreuzende Leitungen platziert, um Crosstalk durch die Oszillation zu vermeiden.

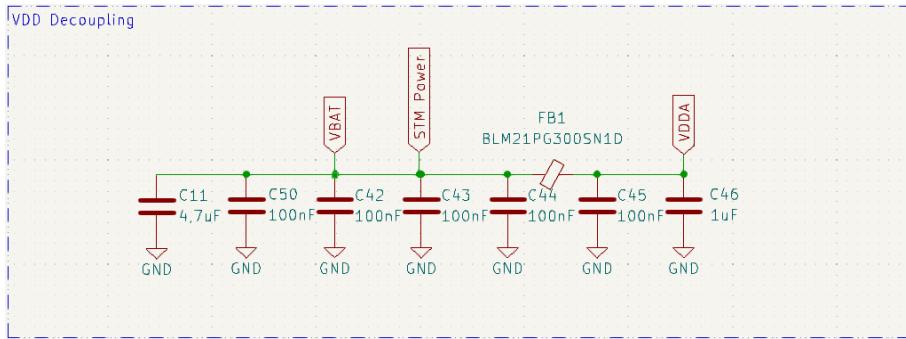


Abbildung 4.16: VDD Entkopplung des STM32

Zwischen dem digitalen und analogen Versorgungspin des STM32 wurde ein Ferrit platziert zur Unterdrückung von Common-Mode-Störungen, wie in Abbildung 4.16 dargestellt. Dies ermöglicht die gemeinsame Versorgung analoger und digitaler Schaltungsteile bei gleichzeitiger Störungsunterdrückung.

Mechanische Integration

Die finalen PCB-Abmessungen von $126 \times 51,55 \times 15 \text{ mm}$ erfüllen die mechanischen Anforderungen für die Integration in den HAP-Trainer. Die Befestigung erfolgt über vier M3-Durchgangsbohrungen, die mit den vorhandenen Montagepunkten im Rumpf kompatibel sind.

Robuste Steckverbinder gewährleisten zuverlässige Verbindungen für Feldoperationen unter den zu erwartenden Vibrations- und Temperaturbedingungen. Die PCB-Form und Komponentenplatzierung ermöglichen eine vollständig integrierte Montage ohne Überstand gegenüber der Rumpfkontur, im Gegensatz zur bestehenden Lösung.

Die Zugänglichkeit für Wartungsarbeiten und Konfigurationsänderungen durch Jumper wird durch die einfache Demontage mittels vier M3-Schrauben gewährleistet, wodurch Service-Arbeiten ohne strukturelle Modifikationen durchführbar sind.

Prototyp-Fertigung

Die Fertigung der entwickelten PCB sowie die Bestückung mit den spezifizierten Komponenten erfolgte durch die Firma JLC PCB. Diese Entscheidung wurde bereits in der Entwurfsphase getroffen, weshalb alle Komponenten aus dem verfügbaren Katalog des Herstellers ausgewählt wurden.

Aufgrund des straffen Zeitplans der Bachelorarbeit ermöglicht die externe Bestückung eine Fokussierung auf die Entwicklungstätigkeiten. Zusätzlich minimiert der mehrstufige Qualitätskontrollprozess des Herstellers das Risiko von Bauteil- und Lötfehlern, wodurch die Wahrscheinlichkeit eines funktionsfähigen Prototyps erhöht wird.

4.2 Software-Entwicklung

Die Entwicklung der Firmware stellt einen essentiellen Bestandteil der Systemimplementierung dar und ermöglicht die Kommunikation zwischen den Hardwarekomponenten sowie die Überwachung aller kritischen Betriebsparameter. Im Folgenden werden die Entwicklungsumgebung, die Softwarearchitektur, die Implementierung der LTC4015-Steuerungssoftware, die DroneCAN-Kommunikation sowie die Benutzeroberfläche detailliert erläutert. Die gewählte Architektur ermöglicht eine klare Trennung zwischen Hardware-Abstraktion, Datenverarbeitung und Kommunikation. Durch die Verwendung des Arduino-Frameworks für den STM32 können etablierte, hardwarenahe Bibliotheken integriert werden, wodurch der Entwicklungsaufwand signifikant reduziert wird.

4.2.1 Entwicklungsumgebung und Architektur

Die implementierte Softwarearchitektur gewährleistet ein echtzeitfähiges System, in dem jede Systemfunktion dedizierte Zeitabschnitte erhält. Diese deterministische Ausführung ermöglicht die Erfüllung der in Kapitel 3 definierten Echtzeitanforderungen.

Toolchain und Entwicklungssetup

Als primäre Entwicklungsumgebung wurde Visual Studio Code mit der PlatformIO-Extension ausgewählt. Diese Kombination ermöglicht die effiziente Entwicklung für eingebettete Systeme mit professionellen Debugging-Funktionalitäten. Der STM32duino Core mit dem STM32L4-Board-Support-Package erlaubt die Programmierung des STM32L431 innerhalb der Arduino-Umgebung, wodurch die Vorteile beider Welten vereint werden. Das Arduino-Framework bietet dabei volle STM32-Kompatibilität bei gleichzeitig vereinfachtem Peripheriezugriff.

Das Debugging des Programmcodes erfolgt über die integrierte SWD-Schnittstelle, während die Nachrichtenübertragung zur seriellen Konsole über den ST-Link V3 realisiert wird. Die Flash-Programmierung des Mikrocontrollers kann wahlweise über den STM32Cube Programmer oder direkt durch PlatformIO erfolgen.

Das Projekt basiert auf der Dateistruktur des Arduino-DroneCAN-Projekts von BeyondRobotix [10], ergänzt durch die Adafruit_NeoPixel-Bibliothek zur Ansteuerung der RGB-LEDs mittels des zeitkritischen Single-Wire-Protokolls sowie die Wire-Bibliothek für die I²C-Kommunikation.

Modulare Software-Architektur

Die Hauptschleife des Programms arbeitet mit deterministischen Zykluszeiten, wobei zeitgesteuerte Tasks während des Schleifendurchlaufs ausgeführt werden. Die Telemetrieübertragung erfolgt mit konfigurierbarer Frequenz zwischen 0 und 50 Hz, LED-Updates werden mit 2 Hz durchgeführt, während Status-Checks mit 1 Hz erfolgen.

Eine besondere Funktionalität stellt die Hot-Plug-Unterstützung für den LTC4015 dar. Bei fehlender Verbindung werden automatisch Reconnect-Versuche mit einer Frequenz von 0,5 Hz initiiert. Die Inter-Modul-Kommunikation wird durch globale Zustandsvariablen realisiert, die einen effizienten Datenaustausch zwischen den Softwaremodulen ermöglichen.

Zur Erhöhung der Systemzuverlässigkeit wurde ein Watchdog-Timer mit einem Timeout von 2 Sekunden implementiert. Dieser basiert auf dem STM32-internen IWatchdog und initiiert bei Störungen des Programmablaufs automatisch einen Neustart des Mikrocontrollers. Die Hardware-Abstraktion erfolgt durch dedizierte Treiberklassen für den LTC4015

4.2 Software-Entwicklung

und die WS2812B-LEDs, wodurch eine saubere Trennung zwischen Hardware-spezifischem Code und Anwendungslogik gewährleistet wird.

4.2.2 LTC4015-Steuerungsssoftware

Zur Hardware-Abstraktion wurde ein dedizierter Treiber für die Kommunikation mit dem LTC4015 implementiert. Diese Kapselung ermöglicht eine klare Schnittstelle zwischen der Hardware-Ebene und der Anwendungslogik.

I²C/SMBus-Kommunikation und Register-Management

Die Kommunikation mit dem LTC4015 erfolgt über das I²C/SMBus-Protokoll mittels der Wire-Bibliothek bei einer Taktrate von 400 *kHz*. Die Registerzugriffe werden als Read-Word- und Write-Word-Protokoll im Little-Endian-Format durchgeführt, entsprechend den Spezifikationen des LTC4015 [12].

Im Gegensatz zur dynamischen Adressierung der DroneCAN-Nodes arbeitet der LTC4015 mit einer festen I²C-Adresse von 0x68. Für SMBus-konforme Read-Operationen wird die Repeated-Start-Bedingung implementiert, wodurch die Kompatibilität mit dem SMBus-Standard gewährleistet wird.

Atomare Register-Updates werden durch die implementierten Funktionen `setBits()` und `clearBits()` realisiert, welche eine Bit-Manipulation ohne Race-Conditions ermöglichen. Die vom ADC gelieferten Messwerte werden mittels Two's-Complement-Konvertierung in verwertbare Werte für VBAT, VIN, IBAT und IIN umgewandelt.

Initialisierung und Konfiguration

Die Initialisierung des LTC4015 erfolgt durch eine definierte Sequenz von Registerschreibvorgängen, die für den korrekten Betrieb im HAP-Trainer essentiell sind. Die Power-On-Sequenz beginnt mit einem Verbindungstest, gefolgt von der Konfiguration des *CONFIG_BITS*-Registers (0x14).

Zur Aktivierung des MPPT-Betriebs wird Bit 3 (*mppt_en_i2c*) gesetzt, während Bit 2 (*en_qcount*) den Coulomb-Zähler aktiviert. Für kontinuierliche Messungen auch ohne

4.2 Software-Entwicklung

anliegende Eingangsspannung wird zusätzlich Bit 4 (*force_meas_sys_on*) gesetzt, wodurch die ADC-Messungen permanent verfügbar sind.

Da im System kein NTC-Temperatursensor vorhanden ist, muss die Temperaturkompen-sation durch Löschen des Bits *en_jeita* im Register *CHARGER_CONFIG_BITS* (0x29) deaktiviert werden. Das Eingangsstrom-Limit wird durch eine Kodierungsberechnung bestimmt und in das Register *IIN_LIMIT_SETTING* (0x15) geschrieben. Analog erfolgt die Konfiguration des Ladestroms über das Register *ICHARGE_TARGET* (0x1A) mit 5-Bit-Kodierung. Beide Parameter können über DroneCAN zur Laufzeit angepasst werden.

Der Coulomb-Zähler erfordert die Berechnung des *QCOUNT_PRESCALE_FACTOR* basierend auf der Batteriekapazität gemäß der Formel:

$$\text{Prescaler} = qLSB \cdot 8333,33 \cdot 0,003 \quad (4.10)$$

wobei $qLSB = \frac{C}{32768}$ entspricht. Diese Konfiguration ist essentiell für die korrekte Funktio-nalität des Batteriemanagementsystems [12].

Echtzeitüberwachung und Datenerfassung

Die zyklische Abfrage der LTC4015-Register erfolgt alle 100 ms, wobei die Frequenz zwi-schen 0 und 50 Hz konfigurierbar ist. Die ADC-Werte werden mittels herstellerspezifischer Skalierungsfaktoren in physikalische Größen konvertiert: 192,264 $\mu V/LSB$ für Spannungen und 1,4662 $\mu V/LSB$ für Ströme [12]. Die Stromberechnung erfolgt nach der Formel:

$$I = \frac{ADC_{raw} \times Scale}{0,003\Omega} \quad (4.11)$$

Zur Überwachung des SOC wird das QCOUNT-Register (0x13) ausgelesen, welches die akkumulierte Ladung als 16-Bit-Wert speichert. Der Wert 0x8000 repräsentiert dabei einen SOC von 50 %. Die SOC-Berechnung erfolgt durch Bestimmung der relativen Position zu 0x8000 unter Berücksichtigung der Prescaler-Skalierung.

Die Leistungsberechnung erfolgt für Eingang und Ausgang separat nach der Formel $P = V \times I$, wodurch die Energiebilanz des Systems kontinuierlich überwacht werden kann.

4.2.3 DroneCAN-Kommunikationssoftware

Die DroneCAN-Kommunikation ermöglicht die für HAP-Systeme erforderliche Echtzeitkommunikation. Die Implementierung basiert auf etablierten Standards und gewährleistet die nahtlose Integration in das ArduPilot-Ökosystem.

Protokoll-Stack und Nachrichtenverarbeitung

Als Basis-Framework dient die Arduino-DroneCAN-Bibliothek von BeyondRobotix [10], welche speziell für den STM32 optimiert wurde. Diese nutzt die libcanard-Bibliothek für die Low-Level-CAN-Frame-Verarbeitung und das Transfer-Management. Die Node-ID ist von 0 bis 127 konfigurierbar, wobei der Standardwert 100 beträgt. Die Implementierung unterstützt die Dynamic Node Allocation gemäß DroneCAN-Spezifikation [38].

Die Telemetriedaten werden als Broadcast an alle Nodes im Netzwerk übertragen, während Services wie Parameter-Get/Set oder Node-Restart als Request/Response-Nachrichten zwischen genau zwei Nodes ausgetauscht werden. Die implementierten Message-IDs umfassen BatteryInfo (1092), CircuitStatus (1091) und NodeStatus (341).

Die Service-Handler arbeiten callback-basiert und verarbeiten GetNodeInfo-, ParamGetSet- und RestartNode-Anfragen asynchron, wodurch eine effiziente Verarbeitung ohne Blockierung der Hauptschleife gewährleistet wird.

Telemetrie-Nachrichten und Datenformate

Die Implementierung unterstützt drei konfigurierbare Telemetrie-Modi. Modus 0 überträgt die BatteryInfo-Nachricht sowohl für die Batterie als auch für das Solarpanel. Dabei werden Daten wie die SOC, Strom und Spannung beider Kreise aufgenommen und über die DroneCan-Schnittstelle übertragen. Das Erfassen dieser BatteryInfo-Nachricht wird von ArduPilot standartmäßig unterstützt. Modus 1 nutzt, wie Modus 0, zwei separate CircuitStatus-Nachrichten für Solar- und Batteriekreis, wodurch Eingangs- und Ausgangsdaten vollständig erfasst werden. Des Weiteren ist der Modus 2 für proprietäre Protokollerweiterungen reserviert.

Zusätzlich zu den elektrischen Messwerten wird die interne Mikrocontroller (MCU)-Temperatur über den integrierten Temperatursensor erfasst und in Kelvin konvertiert

übertragen. Die Status-Flags *CHARGING* (Bit 3) und *IN_USE* (Bit 0) werden basierend auf dem LTC4015-Status gesetzt. Durch automatisches Inkrement der Transfer-ID können Paketverluste erkannt und quantifiziert werden.

Parameter-System und Persistenz

Das System implementiert 14 konfigurierbare Parameter mit definierten Typ-, Minimal-, Maximal- und Default-Werten. Die Datentypen *INTEGER_VALUE*, *REAL_VALUE* und *BOOLEAN_VALUE* entsprechen der DSDL-Spezifikation [38]. Jeder Parameter belegt 4 Bytes im Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory (EEPROM) ab Adresse 0x0000.

Die Remote-Konfiguration erfolgt über den GetSet-Service mit namen- oder indexbasiertem Zugriff. Der ExecuteOpcode-Service ermöglicht das Speichern der Parameter im EEPROM (SAVE) oder das Zurücksetzen auf Default-Werte (ERASE). DroneCAN unterstützt Hot-Reconfiguration, wodurch Parameter-Änderungen ohne Neustart wirksam werden. Die Zellenanzahl-Umschaltung zwischen 3S und 4S erfolgt über die GPIO-Pins PA0/PA1, gesteuert durch den *CELL_COUNT*-Parameter.

4.2.4 Benutzeroberfläche und Diagnostik

Die implementierte Benutzeroberfläche bietet visuelles Feedback über den Systemzustand mittels LED-Anzeigen sowie umfangreiche Debugging-Funktionalitäten für die Entwicklung und Fehlerdiagnose.

WS2812B LED-Statusanzeige

Die LED-Anzeige basiert auf zwei separaten WS2812B RGB-LEDs, wobei eine den Systemstatus (PA4) und die andere den Batteriestatus (PA7) visualisiert. Die Ansteuerung erfolgt über das Single-Wire-Protokoll mit einer Datenrate von 800 *kHz* im NEO_GRB-Farbformat.

Für die zeitkritischen Bit-Banging-Operationen wird die Adafruit_NeoPixel-Bibliothek [2] eingesetzt, welche die erforderlichen Timing-Anforderungen des WS2812B-Protokolls

4.2 Software-Entwicklung

gewährleistet. Zur Steigerung der Energieeffizienz werden LED-Updates nur bei Statusänderungen durchgeführt, während die Statusüberprüfung zyklisch erfolgt. Die Helligkeit ist zwischen 5% und 100% über den *LED_BRIGHTNESS*-Parameter konfigurierbar [2].

Entsprechend den Anforderungen aus Kapitel 3 zeigt die System-LED folgende Farben: Grün für aktiven Betrieb, Gelb für Warnungen, Rot für Fehler und Blau während der Initialisierung. Die Batterie-LED visualisiert den Ladezustand farbkodiert: Grün (75-100 %), Gelb (50-75 %), Orange (25-50 %), Rot (10-25 %) und Dunkelrot (<10 %). Der in Abschnitt 4.1.3 beschriebene 200 Ω Vorwiderstand gewährleistet die Signalintegrität und schützt den GPIO-Pin.

Debugging und Fehlerdiagnose

Die serielle Ausgabe erfolgt mit 115200 Baud über den ST-Link Virtual Communication (COM) Port und kann direkt in PlatformIO überwacht werden. Debug-Ausgaben werden in 5-Sekunden-Intervallen generiert und umfassen die Messwerte QCOUNT, SOC, Spannungen, Ströme und Leistungen.

Der Verbindungsstatus des LTC4015 wird bei Connect- und Disconnect-Ereignissen protokolliert. Parameter-Änderungen über DroneCAN werden mit Zeitstempel und alten/neuen Werten dokumentiert. Im Hot-Plug-Modus werden Reconnect-Versuche und Fehlerursachen detailliert ausgegeben.

Beim Systemstart erfolgt die Ausgabe von Versionsinformationen, Initialisierungsschritten und Hardware-Erkennungsergebnissen. Alle DroneCAN-Events wie Node-ID-Allocation und GetNodeInfo-Anfragen werden zur Nachvollziehbarkeit des Kommunikationsverlaufs protokolliert.

5 Validierung und Testergebnisse

Die systematische Validierung des entwickelten MPPT-Ladereglers erfolgte durch messtechnische Verifikation der kritischen Systemparameter. Der Fokus lag auf der Überprüfung der in Kapitel 3 definierten Anforderungen mittels kalibrierter Messgeräte und reproduzierbarer Testverfahren.

5.1 Testkonzept und Methodik

Die Validierungsstrategie orientierte sich an einem dreistufigen Ansatz: Zunächst erfolgte die isolierte Hardware-Verifikation mittels Labornetzteil, gefolgt von Software-Funktionstests über die DroneCAN-Schnittstelle. Abschließend wurde die Systemintegration unter realistischen Betriebsbedingungen validiert.

Als primäre Messgeräte dienten ein Digitaloszilloskop und ein Digitalmultimeter. Ein programmierbares Labornetzteil simulierte die variable Solarspannung im Bereich von 0 bis 35 V. Diese Testumgebung ermöglichte kontrollierte und reproduzierbare Messungen der elektrischen Parameter.

5.2 Hardware-Validierung

Die Hardware-Validierung stellt sicher, dass der Laderegler die spezifizierten elektrischen Parameter einhält, die Kommunikation funktionsfähig ist und die Batterien innerhalb der sicheren Betriebsgrenzen geladen werden. Die Validierung der PCB erfolgte mittels Oszilloskop und Multimeter. Erste elektrische Funktionstests wurden mit einem Labornetzteil als Spannungs- und Stromquelle durchgeführt, da dieses bei vorhandenen Kurzschlüssen

5.2 Hardware-Validierung

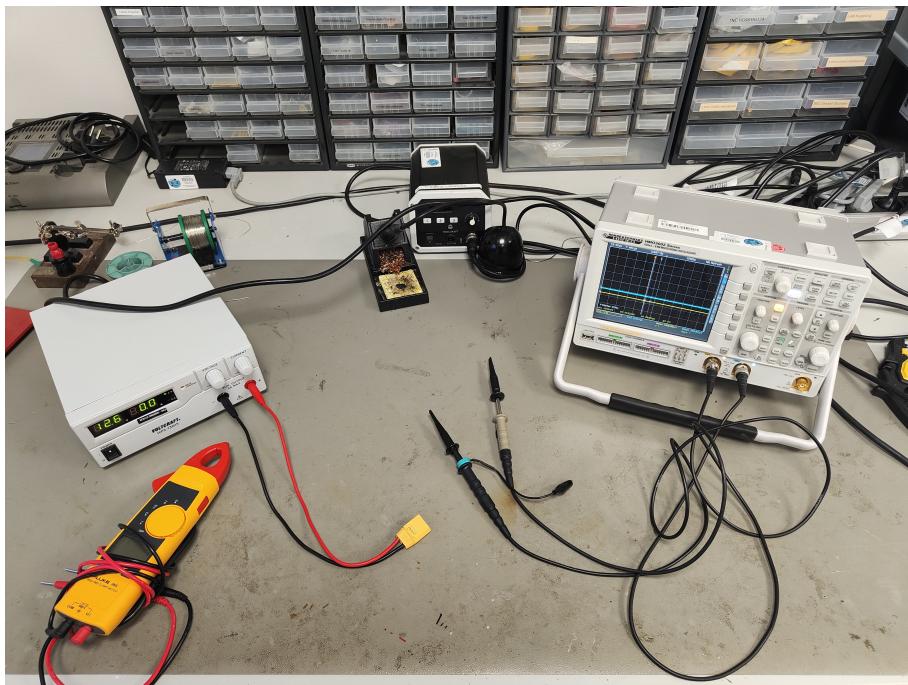


Abbildung 5.1: Versuchsaufbau für die Validierung

automatisch abschaltet und Komponenten vor Schäden schützt. Dieser Versuchsaufbau ist in Abbildung 5.1 dargestellt.

5.2.1 Elektrische Funktionstests

Die Versorgungsspannungen auf den 3,3 V und 5 V Rails wurden erfolgreich verifiziert. Der Eingangsspannungsbereich erwies sich als funktional von einem Wert oberhalb der korrespondierenden ausgewählten Zellenkonfiguration bis zur maximalen Eingangsspannung von 35 V, wie im LTC4015-Datenblatt spezifiziert. Diese Messungen bestätigen die korrekte Dimensionierung der Spannungsregler und die Einhaltung der elektrischen Spezifikationen.

5.2.2 Inrush-Current-Validierung

Die Validierung der Schaltung für die Einschaltstrombegrenzung offenbarte ein unerwartetes Verhalten und erwies sich als inkompatibel mit dem LTC4015. Das in Abschnitt 4.1.2 beschriebene Verhalten konnte nicht nachgewiesen werden. Bei Anschluss der Batterie schaltete der MOSFET nicht durch, wodurch die Batterie nicht mit der Masse verbunden

5.2 Hardware-Validierung

war. Der LTC4015 erkannte dennoch, dass eine Batterie angeschlossen war, initialisierte das CC/CV-Ladeverfahren und versuchte, die Batterie zu laden. Dabei erfasste er jedoch bereits die volle Batteriespannung, obwohl die verwendete Batterie teilentladen war.

Dieser fehlerhafte Ladezustand blieb trotz des Entfernen der Batterie bestehen, wodurch die volle Ladespannung weiterhin am Pluspol der Batterie anlag. Um weitere Validierungen der Ladefunktion des LTC4015 durchzuführen zu können, wurde die Inrush-Current-Limiting-Schaltung unter Inkaufnahme des Risikos einer Zerstörung der Platine überbrückt.

5.2.3 Batterielade-Funktionstest unter Laborbedingungen

Trotz der in Abschnitt 5.2.2 beschriebenen Risiken einer möglichen Zerstörung der Platine wurde eine teilentladene Batterie im Versuchsaufbau angeschlossen. Für die Funktionsvalidierung wurden sowohl Lithium-Ionen- als auch Lithium-Polymer-Batterien getestet. Der LTC4015 erkannte korrekt den Anschluss einer Batterie, initialisierte das CC/CV-Ladeverfahren und begann zunächst, die Batteriespannung auf die Ladespannung anzuheben. Nach Erreichen der Ladespannung wechselte der LTC4015 in den Constant-Current-Modus. Ein automatisches Aussetzen des Ladezyklus beim Erreichen einer Kapazität von 100 % wurde ebenfalls beobachtet.

Bei den Tests im 3S-Modus konnte eine Ladeschlussspannung im Constant-Voltage-Modus von 12,573 V und im 4S-Modus von 16,762 V festgestellt werden. Diese Werte erfüllen die Anforderung einer maximalen Abweichung von ± 50 mV, wodurch eine korrekte Ladung der Batterien gewährleistet wird.

5.2.4 Thermische Charakterisierung

Die thermische Charakterisierung erfolgte bei maximalem Ladestrom über eine Testdauer von 30 Minuten. Nach Erreichen des thermischen Gleichgewichts wurden kritische Komponenten mittels Thermalkamera vermessen. Dabei wurden folgende Maximaltemperaturen registriert:

- LTC4015: max. 41,3 °C
- MOSFETs: max. 31,7 °C

5.3 Software-Validierung

- Induktivität: 37,4 °C
- PCB-Hotspot: 41,6 °C

Alle gemessenen Temperaturen lagen deutlich unterhalb kritischer Grenzwerte, womit die Funktionalität der passiven Kühlung für diese Konfiguration bestätigt wurde. Die thermische Charakterisierung demonstriert die ausreichende Wärmeabfuhr des Designs und validiert die thermische Auslegung der Platine.

5.3 Software-Validierung

Die Validierung der Software erfolgte mittels Oszilloskop, Multimeter und integrierter Debug-Funktionalitäten. Der Fokus lag auf der Verifikation der Kommunikationsschnittstellen und der korrekten Datenverarbeitung.

5.3.1 I²C-Kommunikation

Die Signale auf den I²C-Datenleitungen SDA und SCL wurden mittels Oszilloskop erfasst und analysiert. Die Taktfrequenz von 400 *kHz* konnte visuell bestätigt werden. Die Kommunikation verlief stabil ohne sichtbare Störungen oder Signalverzerrungen.

Die Registerwerte des LTC4015 erwiesen sich als plausibel und aktualisierten sich bei Konfigurationsänderungen korrekt. Damit ist die I²C-Kommunikation als vollständig funktional validiert. Diese stabile Kommunikation bildet die Grundlage für die zuverlässige Steuerung und Überwachung des Ladevorgangs.

5.3.2 DroneCAN-Funktionstest

Die DroneCAN-Funktionalität wurde sowohl über MissionPlanner als auch über die DroneCAN Graphical User Interface (GUI) validiert. Die Node wurde problemlos erkannt und unter dem konfigurierten Namen angezeigt. Bei selektiver Betrachtung einzelner Nachrichten konnte die eingestellte Aktualisierungsrate von 0 bis 50 *Hz* verifiziert werden.

5.4 Systemintegration

Die übertragenen Nachrichten enthielten vollständig alle durch die Nachrichtenstruktur definierten Werte. Diese Werte stimmten konsistent mit den entsprechenden LTC4015-Registerwerten überein. Die CAN-Bus-Terminierung über den konfigurierbaren Jumper funktionierte einwandfrei und gewährleistete eine störungsfreie Kommunikation.

5.3.3 Kurzzeit-Stabilitätstest

Der Laderegler absolvierte einen zweistündigen Dauertest fehlerfrei. Die DroneCAN-Kommunikation blieb durchgehend stabil ohne Paketverluste oder Verbindungsabbrüche. Es traten keine Watchdog-Resets oder Systemabstürze auf. Die LED-Statusanzeige funktionierte während des gesamten Tests korrekt und zeigte konsistent den jeweiligen Systemzustand an. Diese Langzeitstabilität demonstriert die Robustheit der Software-Implementierung.

5.4 Systemintegration

Die Systemintegration validiert das Zusammenspiel aller Komponenten unter realistischen Betriebsbedingungen. Diese Tests bestätigen die Praxistauglichkeit der entwickelten Lösung im Kontext des HAP-Trainers.

5.4.1 Versuchsaufbau



Abbildung 5.2: Versuchsaufbau der Systemintegration

Der im Labor erfolgreich validierte Laderegler wurde in den HAP-Trainer integriert und einem Batterieladetest unterzogen. Während auf einen Flugtest verzichtet wurde,

5.4 Systemintegration

kam die originale Hardware des HAP-Trainers zum Einsatz, wodurch die Funktionalität der entwickelten Lösung unter realistischen Betriebsbedingungen demonstriert werden konnte. Abbildung 5.2 zeigt den realisierten Versuchsaufbau für die Systemintegration. Die Darstellung zeigt die Flügelstruktur des HAP-Trainers ohne den Hauptrumpf, da für den durchgeführten Batterieladetest ausschließlich die Solarpanels in Verbindung mit dem Autopilotensystem erforderlich waren.

5.4.2 Mechanische Validierung

Das aktuelle Gewicht des Ladereglers beträgt $35,3\text{ g}$ und liegt damit $14,7\text{ g}$ unter dem Zielwert von 50 g . Die mit einem Messschieber kontrollierten Abmessungen betragen $126,1 \times 51,53 \times 14,98\text{ mm}$ und erfüllen die geometrischen Vorgaben vollständig. Die Montage im HAP-Trainer erfolgte problemlos ohne erforderliche Modifikationen der bestehenden Struktur.

5.4.3 Vorkommnisse während der Systemintegration

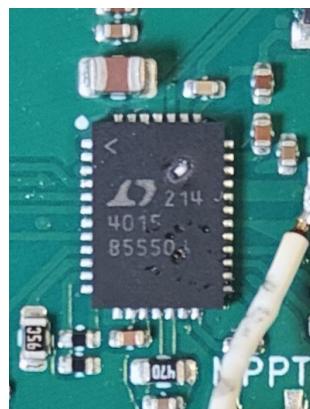


Abbildung 5.3: Zerstörter LTC4015

Die Erläuterung der Systemintegrationstests erfordert zunächst eine Dokumentation der aufgetretenen Vorkommnisse. Der Test erfolgte zweimal, wobei eine Datenerfassung nur beim zweiten Durchgang möglich war. Einer von zwei verfügbaren Ladereglern wurde durch den Einschaltstrom beim wiederholten Anschließen der Batterie zerstört. Dies verdeutlicht, dass eine Einschaltstrombegrenzung essentiell ist, um eine gefahrenfreie Funktion zu

5.4 Systemintegration

gewährleisten, selbst wenn der Betrieb unter kontrollierten Laborbedingungen zunächst problemlos erschien.

Um einen Test ohne diese Gefahr durchführen zu können, wurde ein $3,3 \text{ k}\Omega$ Widerstand in das Batteriekabel integriert, der zugeschaltet werden kann. Dies limitiert den Einschaltstrom bei einer 4S-Batterie mit einer Ladespannung von $16,8 \text{ V}$ auf circa $0,005 \text{ A}$, wodurch ausreichend Zeit für das Aufladen des $120 \mu\text{F}$ Kondensators zur Verfügung steht. Der zerstörte LTC4015, dargestellt in Abbildung 5.3, demonstriert eindeutig die Notwendigkeit einer Einschaltstrombegrenzung.

5.4.4 MPPT-Funktionstest

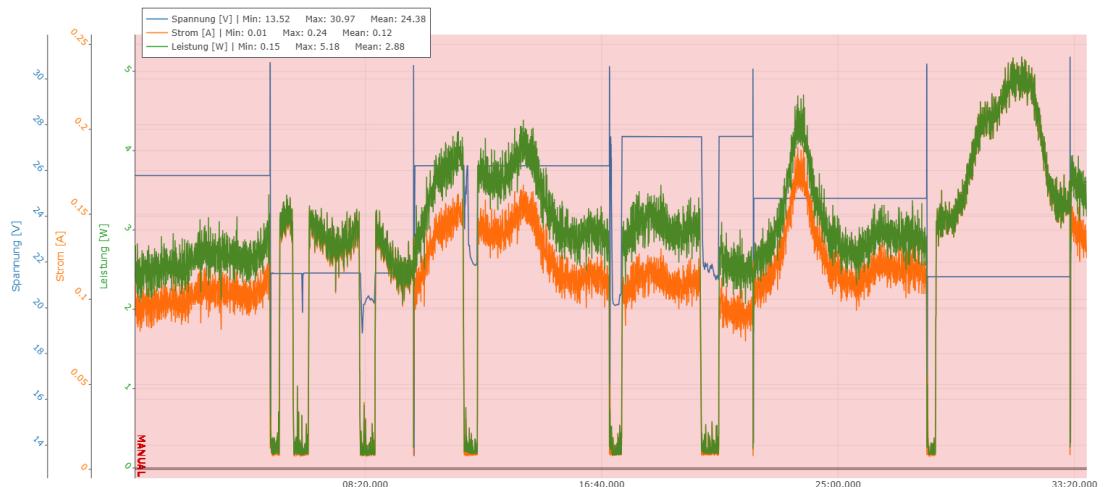


Abbildung 5.4: Verlauf der Solarpanelparameter

Die für die Aktivierung des MPPT erforderlichen Registerbits wurden gesetzt und verifiziert. Die Testbedingungen waren suboptimal, geprägt von stark bewölktem Wetter mit hochvariablen Einstrahlungsverhältnissen. Dies manifestiert sich in einer mittleren Solarleistung von lediglich $1,33 \text{ W}$ bei einem aufgezeichneten Maximum von $5,18 \text{ W}$. Die kontinuierlichen Leistungsschwankungen zwischen $0,17 \text{ W}$ und $3,45 \text{ W}$ dokumentieren die wechselnde Bewölkung während des Tests.

Die aufgezeichneten Solarparameter sind in Abbildung 5.4 dargestellt. Über die Testdauer von 33 Minuten wurden kontinuierliche MPPT-Aufzeichnungen bei einem Spannungsbereich von $13,52 \text{ V}$ bis $30,97 \text{ V}$ und einem Strombereich von $0,01 \text{ A}$ bis $0,24 \text{ A}$ erfasst. Trotz

5.4 Systemintegration

der vorliegenden ungünstigen Bedingungen konnte eine stabile MPPT-Funktion ohne Systemausfälle beobachtet werden.

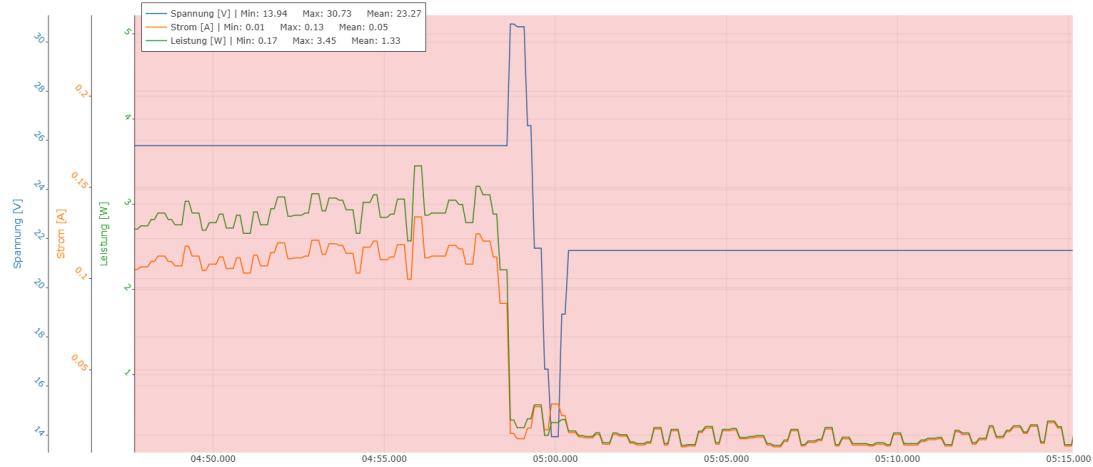


Abbildung 5.5: MPPT-Sweep des LTC4015

In Abbildung 5.4 sind zusätzlich die periodischen Hardware-Sweeps zur Neubestimmung des MPPT erkennbar. Während des Tests wurden insgesamt sechs Sweeps durchgeführt, identifizierbar an den charakteristischen Spannungsspitzen. Eine vergrößerte Darstellung einer dieser Spitzen in Abbildung 5.5 zeigt den Sweep-Vorgang zur Ermittlung des maximalen Ladestroms über den kompletten Spannungsbereich des Solarpanels. Dieser Vorgang dauert 2,5 Sekunden und untersucht einen Spannungsbereich von 30,73 V bis 13,93 V. Die Sweeps werden periodisch alle 5 bis 7 Minuten durchgeführt und weisen einen konsistenten Spannungsverlauf auf.

Die beobachtete Sweep-Periode von 5 bis 7 Minuten erweist sich jedoch als suboptimal für die dynamischen Anforderungen des HAP-Trainers. In realen Flugsituationen führen Rollmanöver und Kurvenflüge zu erheblich häufigeren Änderungen des Einfalls winkels der Sonneneinstrahlung auf die Solarpanels. Diese kontinuierlichen Lageänderungen verursachen rapide Schwankungen der verfügbaren Solarleistung, die eine wesentlich höhere Sweep-Frequenz erfordern würden, um den optimalen Arbeitspunkt kontinuierlich zu verfolgen. Eine kritische Limitation des LTC4015 zeigt sich in der fehlenden Konfigurierbarkeit dieser Sweep-Parameter. Das Sweep-Intervall ist hardwareseitig im IC festgelegt und kann weder über die I²C-Schnittstelle noch über externe Beschaltung angepasst werden. Diese Inflexibilität verhindert eine anwendungsspezifische Optimierung für die hochdynamischen Betriebsbedingungen von UAVs und stellt eine inhärente Beschränkung der gewählten

5.4 Systemintegration

Lösung dar [12].

Partielle Verschattungen zeigen sich durch markante Einbrüche der Solarspannung. Während dieser Phasen fällt der Strom auf nahezu null, da kein stabiler MPP gefunden werden kann. Sobald die Verschattung aufgehoben wird, konvergiert das System zum zuletzt ermittelten MPP. Dieser Regelmechanismus bestätigt die grundsätzliche Funktionalität des MPPT-Algorithmus, offenbart jedoch gleichzeitig dessen Limitationen bei dynamischen Verschattungssituationen. Die lange Reaktionszeit bis zum nächsten Sweep und die fehlende Adaptivität an schnell wechselnde Einstrahlungsbedingungen schränken die Energieausbeute unter den für UAVs typischen, hochvariablen Betriebsbedingungen erheblich ein.

5.4.5 Batterielade-Funktionstest

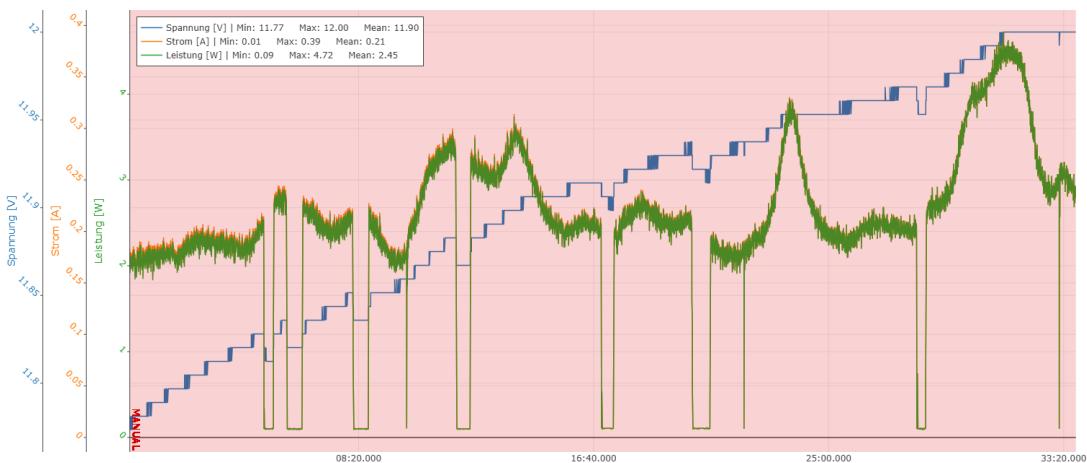


Abbildung 5.6: Verlauf der Batterieparameter

Der Test erfolgte mit einer teilentladenen 3S-Batterie, deren initialer SOC bei 53 % lag. Partielle Verschattungen wurden während des Tests simuliert, um deren Auswirkungen auf den Ladeprozess zu analysieren.

Wie in Abbildung 5.6 dargestellt, stieg die Batteriespannung kontinuierlich und quasi-linear von 11,77 V auf 12,00 V an, wodurch sich der SOC auf 70 % erhöhte. Der Ladestrom reagierte direkt auf die verfügbare Solarleistung. Bei Verschattung sank er auf 0,01 A, während bei voller Einstrahlung 0,39 A erreicht wurden. Die Register des LTC4015

5.4 Systemintegration

bestätigten den Betrieb im Constant-Current-Bereich. Eine Constant-Voltage-Phase wurde während der Testdauer noch nicht erreicht.

Partielle Verschattungen führten zu einer Verlangsamung des Ladevorgangs, jedoch nicht zu dessen Unterbrechung. Während dieser Phasen sank die Batteriespannung um maximal 0,015 V. Die Verläufe von Batterieleistung und Batteriestrom zeigen eine nahezu identische Charakteristik, was die direkte Korrelation zwischen verfügbarer Energie und Ladestrom belegt. Dies steht im Kontrast zur Solarseite, wo Leistungs- und Stromverlauf phasenweise divergierten.

5.4.6 Effizienz des Ladereglers

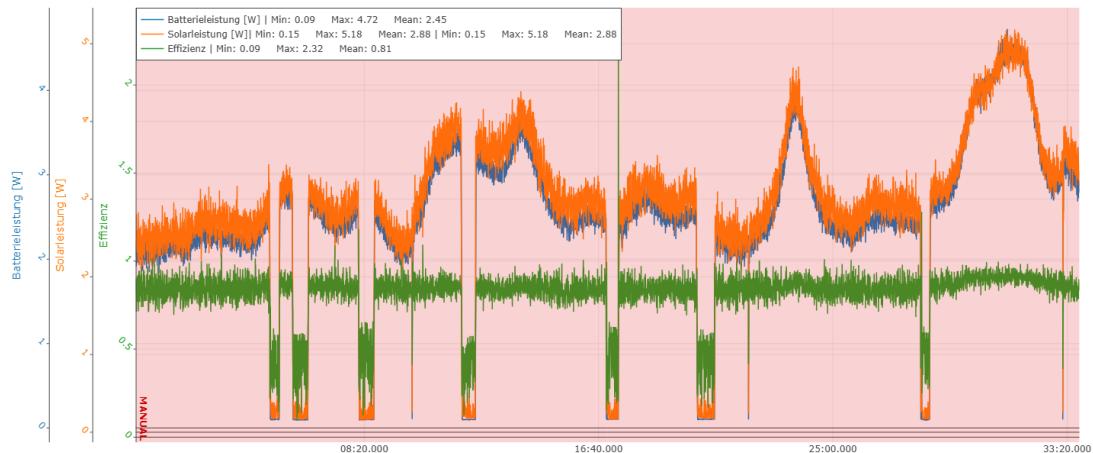


Abbildung 5.7: Effizienz des Ladereglers

Abbildung 5.7 zeigt sowohl die Solar- und Batterieleistung als auch die daraus resultierende Effizienz des Ladereglers. Die nahezu deckungsgleichen Verläufe beider Leistungskurven bestätigen die direkte Abhängigkeit des Ladestromes vom verfügbaren Solarstrom. Der über den Testzeitraum ermittelte durchschnittliche Wirkungsgrad betrug 81 %.

Dieser Wert ist jedoch nicht als repräsentative Effizienz des Ladereglers zu interpretieren, da weitere Versuche unter Normalbedingungen erforderlich sind. Partielle Verschattungen und suboptimale Umgebungsbedingungen beeinträchtigten die Messung erheblich. Der LTC4015 arbeitete mit einer maximalen Eingangsleistung von lediglich 5,18 W weit außerhalb seines optimalen Betriebsbereichs, da theoretisch bis zu 122,5 W bei 35 V und 3,5 A möglich wären.

5.5 Vergleich mit bestehender Lösung

Trotz dieser Einschränkungen konnte die grundsätzliche Funktionalität des Ladereglers im Systemintegrationstest nachgewiesen werden.

5.5 Vergleich mit bestehender Lösung

Der direkte Vergleich zwischen dem Genasun GV10 und der entwickelten Lösung demonstriert die erreichten Verbesserungen in allen kritischen Parametern. Tabelle 5.1 fasst die wesentlichen Unterschiede zusammen.

Tabelle 5.1: Vergleich der entwickelten Lösung mit dem Genasun GV10

Parameter	Genasun GV10	Entwickelte Lösung
Gewicht	100 g	35,3 g
Kommunikationsschnittstelle	Keine	DroneCAN
Telemetriefunktion	Nicht vorhanden	BatteryInfo-/CircuitStatus-Nachricht
Statusanzeige	Keine	RGB-LED mit Farbcodierung
Mechanische Integration	Externe Montage	Rumpf-integriert
Konfigurierbarkeit	Hardware-fixiert	Software-parametrierbar
Monitoring-Funktionen	Nicht vorhanden	Spannung, Strom, SOC
Systemintegration	Isolierter Betrieb	ArduPilot

Die entwickelte Lösung übertrifft den Genasun GV10 in allen relevanten Aspekten. Besonders hervorzuheben ist die erreichte Gewichtsreduktion um 64,7 g sowie die vollständige Systemintegration durch die DroneCAN-Schnittstelle, welche erstmals eine Echtzeitüberwachung des Energiemanagements im HAP-Trainer ermöglicht.

5.6 Anforderungserfüllung

Die durchgeführten Tests bestätigen die Erfüllung der kritischen Anforderungen aus Kapitel 3. Die direkt verifizierten funktionalen und nicht-funktionalen Anforderungen umfassen:

- **FR-MPPT-01:** Eingangsspannungsbereich bis 35 V erfolgreich getestet
- **FR-COM-02:** DroneCAN-Kommunikation erfolgreich implementiert

- **FR-BATT-01/02:** Messgenauigkeit innerhalb der spezifizierten $\pm 0,1 \text{ A}$ bzw. $\pm 0,1 \text{ V}$
- **NFR-WEIGHT-01:** Gewicht von $35,3 \text{ g}$ unterschreitet Grenzwert von 50 g erheblich
- **DR-SIZE-01:** Abmessungen erfüllen die geometrischen Vorgaben vollständig
- **DR-MPPT-01:** 3S/4S-Ladeschlussspannungen innerhalb $\pm 50 \text{ mV}$ Toleranz

Aufgrund der Testbedingungen konnten folgende Anforderungen nur teilweise oder qualitativ validiert werden:

Das **CC/CV-Ladeverfahren (FR-MPPT-04)** funktionierte im Kurzzeitbetrieb korrekt. Der Übergang zwischen den Ladephasen und die präzise Spannungsregelung wurden in der Laborumgebung bestätigt. Für die vollständige Validierung eines kompletten Ladezyklus ist jedoch ein Langzeittest unter realen Flugbedingungen erforderlich.

Der geforderte **Systemwirkungsgrad (NFR-PERF-01)** von mindestens 90 % konnte nicht verifiziert werden. Unter suboptimalen Testbedingungen wurde ein durchschnittlicher Wirkungsgrad von 81 % ermittelt, der jedoch nicht als repräsentativ betrachtet werden kann. Weitere Tests unter optimalen Bedingungen sind zur abschließenden Verifikation erforderlich.

5.7 Identifizierte Probleme des Ladereglers

Während der Hardware-Validierung des LTC4015 wurde festgestellt, dass der INTVCC-Pin lediglich mit dem DRVCC-Pin verbunden ist, während die eigentlich mit INTVCC zu verbindenden Komponenten diese Verbindung nicht aufweisen. Als vorläufige Lösung wurde ein Überbrückungskabel zwischen dem MPPT-Pin und einem Kondensator, der mit dem INTVCC-Pin verbunden ist, platziert.

Wie in Abschnitt 5.2.2 beschrieben, erwies sich die Inrush-Current-Limiting-Schaltung als nicht funktional und musste für weitere Tests überbrückt werden. Die Notwendigkeit einer funktionierenden Einschaltstrombegrenzung zeigte sich besonders deutlich in späteren Systemintegrationstests. Eine Revision des Ladereglers sollte daher einen dedizierten IC für die Einschaltstrombegrenzung implementieren, nachdem verifiziert wurde, dass die verwendeten P-MOSFETs den Ladezyklus der Batterie nicht beeinträchtigen.

6 Kritische Reflexion und Ausblick

Dieses Kapitel reflektiert kritisch den durchgeführten Entwicklungsprozess und bewertet die erreichten Ergebnisse der vorliegenden Arbeit. Dabei werden die realisierten Ziele systematisch den in Kapitel 3 definierten Anforderungen gegenübergestellt und eine ehrliche Bewertung der Stärken und Schwächen des gewählten Lösungswegs vorgenommen. Zusätzlich erfolgt eine wissenschaftliche Einordnung der Arbeit in den aktuellen Stand der Technik. Die Strukturierung gliedert sich in vier aufeinander aufbauende Schritte: von der Zielerreichung über die methodische Reflexion und gewonnenen Erkenntnisse bis hin zu zukünftigen Entwicklungsperspektiven.

6.1 Bewertung der Zielerreichung

Dieser Abschnitt bewertet die erreichten Entwicklungsziele und ordnet sie in technische und wissenschaftliche Kategorien ein. Dabei werden sowohl quantitative messbare Parameter als auch qualitative Aspekte der Systementwicklung analysiert.

6.1.1 Technische Ziele

Die quantitative Analyse der technischen Ziele zeigt eine erfolgreiche Umsetzung der primären Entwicklungsanforderungen. Die erreichte Gewichtsreduktion auf 35,3 g unterschreitet deutlich den Zielwert von 50 g und stellt eine signifikante Verbesserung gegenüber dem Genasun GV10 mit 100 g dar. Die realisierten PCB-Abmessungen von 126 × 51,55 × 15 mm liegen innerhalb der mechanischen Vorgaben von 140 × 55 × 17 mm, wodurch eine vollständige Rumpfintegration ohne externe Montage ermöglicht wird.

6.1 Bewertung der Zielerreichung

Das implementierte Batteriemanagement mit dem LTC4015 führt zuverlässig MPPT-Hardware-Sweeps durch. Die validierten Ladeschlussspannungen für 3S-Konfigurationen ($12,6\text{ V} \pm 50\text{ mV}$) und 4S-Konfigurationen ($16,8\text{ V} \pm 50\text{ mV}$) befinden sich in einem sicheren Bereich für die korrekte Ladung von Lithium-Batterien und erfüllen die Präzisionsanforderungen vollständig.

Die DroneCAN-Verbindung wurde mit konfigurierbaren Telemetrieraten von 0 bis 50 Hz erfolgreich implementiert und unterstützt zwei unterschiedliche Nachrichtentypen: BatteryInfo und CircuitStatus. Der im LTC4015 integrierte Coulomb-Counter ermöglicht durch seinen konfigurierbaren Skalierungsfaktor eine präzise Ladezustandsbestimmung. Bei korrekter Initialisierung des SOC arbeitet das System mit minimalem Messfehler, wobei die erfassten Daten über DroneCAN an das Gesamtsystem übertragen werden.

6.1.2 Wissenschaftliche Ziele

Die wissenschaftlichen Entwicklungsziele wurden erfolgreich erreicht. Die systematische Anforderungsableitung ohne formale Vorgaben erwies sich als tragfähiger Ansatz für die Systementwicklung. Das validierte Hardware-Software-Co-Design mit STM32L431 und LTC4015 demonstriert die erfolgreiche Integration moderner Mikrocontroller-Technologie mit spezialisierten MPPT-ICs.

Die entwickelten KiCad-Schaltpläne und PCB-Layouts sind vollständig reproduzierbar und dokumentiert. Der realisierte Laderegler stellt die erste dokumentierte Integration des LTC4015 mit dem DroneCAN-Protokoll dar und trägt damit zur Erweiterung des verfügbaren Technologie-Spektrums bei. Die implementierte parametrierbare 3S/4S-Unterstützung gewährleistet die Übertragbarkeit der Lösung auf verschiedene Batteriearchitekturen.

Diese Arbeit leistet einen substantiellen Beitrag zum Stand der Technik im Bereich UAV-Energiemanagement durch die Kombination bewährter Komponenten zu einer innovativen Systemlösung.

6.2 Methodenkritik

Dieser Abschnitt reflektiert kritisch die gewählte Entwicklungsmethodik. Zunächst werden die Stärken des pragmatischen Prototyping-Ansatzes herausgearbeitet, anschließend die identifizierten Limitationen und Schwächen des Vorgehens dokumentiert. Abschließend erfolgt eine Betrachtung alternativer Entwicklungsstrategien, die möglicherweise zu anderen Ergebnissen geführt hätten.

6.2.1 Stärken des Vorgehens

Die pragmatische IC-Wahl des LTC4015 reduzierte das Entwicklungsrisiko erheblich durch die Nutzung bewährter und gut dokumentierter Technologie. Die Fertigung durch JLC PCB mit vorkonfektionierten Bauteilen minimierte potenzielle Fehlerquellen und beschleunigte den Prototyping-Prozess signifikant.

Die Entscheidung für eine 6-Lagen-PCB mit dedizierten Ground-Planes ermöglichte störungsfreie I²C- und CAN-Kommunikation auch bei hohen Schaltfrequenzen des Buck-Wandlers. Die Verwendung des STM32duino-Cores beschleunigte die DroneCAN-Portierung erheblich, unterstützt durch die von BeyondRobotics veröffentlichte Arduino-DroneCAN-Bibliothek.

Der iterative Entwicklungsansatz ermöglichte frühzeitige Fehlererkennung und kontinuierliche Systemoptimierung während des Entwicklungsprozesses.

6.2.2 Limitationen und Schwächen

Der Prototyp des Ladereglers wies einige Defizite auf, darunter die nicht-funktionale Einschaltstrombegrenzung, die sich als kritisch für den Betrieb des Ladereglers unter realistischen Umgebungsbedingungen erwies. Dies wurde durch die Zerstörung eines LTC4015 durch Einschaltstrom dramatisch demonstriert. Zusätzlich wurde ein Pin des LTC4015 nicht korrekt mit den erforderlichen Bauteilen verbunden, was ohne eine Überbrückung über einen anderen Pin die korrekte Funktion des Ladereglers verhindert.

Die beobachtete MPPT-Sweep-Periode von 5 bis 7 Minuten erscheint für die dynamischen Anforderungen des HAP-Trainers suboptimal. Ob diese lange Zeitspanne durch

6.3 Erkenntnisse und Lessons Learned

die spezifischen Testbedingungen, die niedrige verfügbare Solarleistung oder eine inhärente Charakteristik des LTC4015 bedingt ist, konnte im Rahmen dieser Arbeit nicht abschließend geklärt werden.

Der LTC4015 stellt einen Single-Point-of-Failure dar, ohne verfügbare pin-kompatible Alternative. Die EMV-Charakterisierung erfolgte nur visuell am Oszilloskop ohne spektrumanalytische Untersuchung, was für eine vollständige Validierung unzureichend ist.

Die frühzeitige Implementierung des Inrush-Current-Limiters sollte theoretisch Bauteilschäden während der Entwicklungsphase verhindern, erwies sich jedoch als inkompatibel mit dem LTC4015. Die Entscheidung für eine 6-Lagen-PCB mit dedizierten Ground-Planes ermöglichte störungsfreie I²C- und CAN-Kommunikation auch bei hohen Schaltfrequenzen des Buck-Wandlers.

Zusätzlich wurden keine Vibrationstests für die Flugerprobung durchgeführt. Des Weiteren verhindert die Deaktivierung von JEITA mangels NTC eine temperaturadaptive Ladung, was die Lebensdauer der Batterien verringert.

6.2.3 Alternative Ansätze

Alternativ hätte ein STM32-nativer MPPT mit Perturb-and-Observe-Algorithmus realisiert werden können, was jedoch eine zeitkritische Software-Implementierung erfordert hätte. CAN-FD statt Classical-CAN würde eine achtfach höhere Datenrate ermöglichen, ist jedoch mit ArduPilot inkompatibel.

Eine 4-Lagen-PCB könnte Kosteneinsparungen von bis zu 30 Euro erzielen, würde jedoch das Layout-Design erschweren und eine schlechtere Wärmeverteilung bei 10 A Strombelastung bedeuten. Ein Model-Based-Design mit MATLAB/Simulink oder LTSpice zur vorherigen Verifikation des Schaltungsverhaltens hätte die Entwicklungsqualität erhöhen können.

6.3 Erkenntnisse und Lessons Learned

Die praktische Umsetzung des Projekts lieferte wertvolle Erkenntnisse für zukünftige Entwicklungen. Im Folgenden werden die wichtigsten technischen Erfahrungen sowie

6.3 Erkenntnisse und Lessons Learned

zentrale Aspekte des Projektmanagements dokumentiert.

6.3.1 Technische Erkenntnisse

Beim LTC4015 ist das Register 0x14 CONFIG_BITS kritisch für die MPPT-Aktivierung und -Deaktivierung. Der CD74HC4053M96 SPDT-Switch stellt eine elegante Lösung für die 3S/4S-Umschaltung via CELLS-Pins dar.

Die ausgelegte Inrush-Current-Schaltung ist inkompatibel mit dem LTC4015 und zeigt ein Verhalten, das sich vom erwarteten unterscheidet. Diese Schaltung kann nicht ignoriert werden, da ohne eine Einschaltstrombegrenzung der LTC4015 zerstört werden kann, wie praktische Erfahrungen demonstrierten.

Der gewählte CAN-Transceiver TCAN3414DR (3,3 V CAN) eliminiert den Bedarf an einem zusätzlichen 5 V-Regler auf der Platine. Für eine robuste CAN-Verbindung sind Common-Mode-Chokes und TVS-Dioden essentiell.

Die gewählte $10 \mu H$ Induktivität mit $13,75 m\Omega$ Direct Current Resistance (DCR) ist optimal für $500 kHz$ Schaltfrequenz bei minimalem Gleichstromwiderstand. Thermal-Vias unter Leistungsbauteilen sind unverzichtbar für effektive Wärmeabfuhr bei hohen Strömen.

6.3.2 Projektmanagement

Die Integration des KiCad-Plugins von JLC PCB bei frühzeitiger Einbindung spart Iterationen und Zeit bei der Komponentensuche. Die Verwendung eines ST-Link V3 mit SWD und UART ist unverzichtbar für effizientes Debugging und Funktionskontrolle.

PlatformIO beschleunigt den Build-Prozess gegenüber der reinen ArduinoIDE erheblich. Für PCB-Fertigung und Versand aus China sollte ein dreiwöchiger Puffer eingeplant werden, zusätzlich zur firmeninternen Bearbeitungszeit für Bestellprozesse. Eine gut ausgearbeitete Requirements-Tabelle bildet den essentiellen Ausgangspunkt für strukturierte Entwicklung.

6.4 Weiterentwicklungspotenzial

Basierend auf den gewonnenen Erkenntnissen ergeben sich verschiedene Optimierungsmöglichkeiten. Diese gliedern sich in kurzfristig realisierbare Verbesserungen und langfristige Weiterentwicklungen der bestehenden Lösung.

6.4.1 Kurzfristige Optimierungen

Zunächst sollte eine quantitative EMV-Messung nach DO-160 für die Luftfahrtzulassung erfolgen. Für eine detaillierte Charakterisierung des MPPT-Verhaltens sollte ein Solararray-Simulator implementiert werden, der verschiedene Einstrahlungs- und Verschattungsszenarios reproduzierbar simulieren kann.

Eine weitere Revision der PCB sollte die fehlende Verbindung zwischen dem LTC4015 INTVCC-Pin und den vorgesehenen Komponenten korrigieren. Zusätzlich muss eine funktionierende Einschaltstrombegrenzung implementiert werden, um weitere Schäden beim mehrfachen An- und Abstecken einer Batterie zu verhindern. Die Batterien sollten mit einem NTC ausgestattet werden, um die Temperaturkompensation nach JEITA-Standard verwenden zu können.

Des Weiteren würde eine Erweiterung der Telemetrie mit Cycle-Count, Energy-Counter und State-of-Health die Bestimmung des Batteriezustands und die Planung des Energiehaushalts vereinfachen. Des Weiteren könnte eine weitere DSDL-Nachricht von PacketDigital, die MPPT-spezifische Parameter überträgt, implementiert werden. Ein Bootloader für Firmware-Updates über DroneCAN würde die Wartungsfreundlichkeit erhöhen.

6.4.2 Entwicklung der bestehenden Lösung

Zusätzlich zu den kurzfristigen Optimierungen könnte ein erweiterter Temperaturbereichstest die Funktion des Ladereglers bei extremen Bedingungen validieren. Dies würde die Robustheit des Systems für verschiedene Einsatzszenarien bestätigen.

Mehrere parallel geschaltete LTC4015 könnten ein Multi-String-MPPT für größere Solaranlagen realisieren. Der Einsatz von Galliumnitrid-Feldeffekttransistoren könnte den

6.5 Fazit

Wirkungsgrad weiter erhöhen und gleichzeitig die thermische Belastung reduzieren. Zudem würde die Entwicklung eines Hardware-in-the-Loop-Testbenchs die Validierung und Entwicklung zukünftiger Versionen erheblich vereinfachen und beschleunigen.

6.5 Fazit

Die vorliegende Arbeit wird abschließend in ihren technischen Erfolgen bewertet und wissenschaftlich eingeordnet. Es folgt eine Zusammenfassung der Ergebnisse, die Darstellung des wissenschaftlichen Beitrags sowie ein Ausblick auf anstehende Entwicklungsschritte.

6.5.1 Zusammenfassung der Ergebnisse

Es wurde erfolgreich eine Gewichtsreduktion von $100\ g$ auf $35,3\ g$ durchgeführt, was einer Reduktion von $64,7\ %$ entspricht. Der Laderegler besitzt eine vollständig integrierte DroneCAN-Schnittstelle, die erfolgreich mit ArduPilot und Mission Planner realisiert wurde.

Durch die DroneCAN-Schnittstelle ist Echtzeittelemetrie mit konfigurierbaren Raten von 0 bis $50\ Hz$ möglich. Mit dem gewählten SPDT-Switch wurde eine flexible 3S/4S-Konfiguration realisiert, die eine Anpassung an verschiedene Batteriesysteme ermöglicht.

Die reinen Materialkosten bei Selbstbestückung betragen circa 100 Euro im Vergleich zum Genasun GV10, der je nach Version mehr als 180 Euro kostet. Alle kritischen Anforderungen aus Kapitel 3 wurden erfüllt oder übertroffen.

6.5.2 Wissenschaftlicher Beitrag

Diese Arbeit dokumentiert erstmalig den Einsatz des LTC4015 mit DroneCAN für Solar UAV-Energiemanagement. Für weitere Avionik-Systeme, die den STM32L431 mit Arduino verwenden, dient diese Implementierung als wertvolle Referenz. Es wurde eine systematische Methodik für gewichtsoptimierte Leistungselektronik angewendet und dokumentiert. Die entwickelte Lösung demonstriert die erfolgreiche Integration moderner Komponenten zu einem funktionalen Gesamtsystem, auch wenn die Validierung Limitationen des LTC4015 für hochdynamische Anwendungen aufzeigte.

6.5.3 Ausblick

Die nächsten Schritte umfassen eine EMV-Vormessung mit Spektrumanalysator zur Quantifizierung ungewollter elektromagnetischer Emissionen. Weitere Systemintegrationstests sollen bei optimalen Umgebungsbedingungen durchgeführt werden. Im Anschluss sollte ein Flugtest für die Langzeiterprobung erfolgen.

Eine Revision des Ladereglers sollte zeitnah erfolgen, um die identifizierten Probleme zu beheben, wobei oberste Priorität die Implementierung einer funktionierenden Einschaltstrombegrenzung hat. Die Arbeit demonstriert eindrücklich, dass eigenentwickelte Systemlösungen oft bessere Ergebnisse erzielen können als reine Kaufteillösungen, insbesondere wenn spezifische Anforderungen und Systemintegration im Vordergrund stehen.

Literatur

- [1] L. Kracke A.E. Voigt M. Laubner und Y. J. Hasan. *DEVELOPMENT AND TESTING OF A SURROGATE UNMANNED AIRCRAFT FOR CREW TRAINING AND EVALUATION OF FLIGHT TEST PROCEDURES FOR A HIGH-ALTITUDE PLATFORM*. URL: https://elib.dlr.de/198895/1/Voigt%20-202023%20-%20HAP-Trainer%20Surrogate_final.pdf (besucht am 21.08.2025).
- [2] Adafruit. *Adafruit_NeoPixel*. URL: https://github.com/adafruit/Adafruit_NeoPixel (besucht am 13.09.2025).
- [3] Dongsung Kim et al. *UAVCAN Dataset Description*. URL: <https://arxiv.org/html/2212.09268v2> (besucht am 21.08.2025).
- [4] Gregor Langer et al. *Advanced Thermal Management Solutions on PCBs for High Power Applications*. URL: https://www.electronics.org/system/files/technical_resource/E15%26S02_03%20-%20Best%20International%20Paper.pdf (besucht am 21.09.2025).
- [5] L.M. Al-Amiery et al. *Examining the influence of thermal effects on solar cells: a comprehensive review*. *Sustainable Energy*. 11. Aufl. 2024. DOI: <https://doi.org/10.1186/s40807-024-00100-8>.
- [6] Musong L. Katche et al. *A Comprehensive Review of Maximum Power Point Tracking (MPPT) Techniques Used in Solar PV Systems*. 2023. DOI: <https://doi.org/10.3390/en16052206>.
- [7] AnalogDevices. *DC2039A Evaluation Board*. URL: <https://www.analog.com/en/resources/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/dc2039a.html> (besucht am 06.09.2025).
- [8] Rifqi Bagja Rizqullah Andhika Giyantara Wisyahyadi und Yun Tonce Kusuma Priyanto. *Analysis of Partial shading Effect on Solar Panel Power Output*. IOP Publishing Ltd, 2023. DOI: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1726/1/012022>.
- [9] Yevgen Barsukov. *Battery Cell Balancing: What to Balance and How*. URL: <https://www.ti.com/download/trng/docs/seminar/Topic%20-%20Battery%20Cell%20Balancing%20-%20What%20to%20Balance%20and%20How.pdf> (besucht am 28.08.2025).
- [10] BeyondRobotix. *Arduino-DroneCAN*. URL: <https://github.com/BeyondRobotix/Arduino-DroneCAN> (besucht am 04.09.2025).

- [11] Bourns. *Using Current Sense Resistors for Accurate Current Measurement*. URL: https://www.bourns.com/docs/technical-documents/technical-library/current-sense-pulse-power-high-power-resistors/application-notes/bourns_n1702_current_sense_accurate_measurement_appnote.pdf (besucht am 29.08.2025).
- [12] Analog Devices. *LTC4015 - Multichemistry Buck Battery Charger Controller with Digital Telemetry System*. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/4015fb.pdf> (besucht am 02.09.2025).
- [13] M. Sidrach-de-Cardona E. Duran Michel Pilioungine und J.A. Gómez-Galán. *Different methods to obtain the I-V curve of PV modules: A review*. IEEE Xplore, 2008. DOI: <https://doi.org/10.1109/PVSC.2008.4922578>.
- [14] Renesas Electronics. *Coulomb Counting and State of Charge Estimation featuring the RAA489206/ISL94216A Battery Front End*. URL: <https://www.renesas.com/en/document/apn/coulomb-counting-and-state-charge-estimation-featuring-raa489206is194216a-bfe> (besucht am 28.08.2025).
- [15] Renesas RA Family. *Best Practices for Analog PCB Layout Using RA2A1 MCU*. URL: <https://www.renesas.com/en/document/apn/best-practices-analog-pcb-layout-using-ra2a1-mcu> (besucht am 29.08.2025).
- [16] GENASUN. *Genasun_{GV} – 10_{data} – sheet*. URL: https://cdn.shopify.com/s/files/1/0062/2959/0114/files/Genasun_GV-10_data-sheet_23.pdf?v=1680001954&attachment=1 (besucht am 21.08.2025).
- [17] Mark Glenewinkel. *System Design and Layout Techniques for Noise Reduction in MCU-Based Systems*. URL: <https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN1259.pdf> (besucht am 29.08.2025).
- [18] Robert Bosch GmbH. *CAN Specification Version 2.0*. URL: <http://esd.cs.ucr.edu/webres/can20.pdf> (besucht am 29.08.2025).
- [19] Daniel W. Hart. *Power electronics*. McGraw-Hill, 2011.
- [20] Eric Guo Henry Xie. *How the Switching Frequency Affects the Performance of Buck Converter*. URL: <https://www.ti.com/lit/an/slvaed3a/slvaed3a.pdf?ts=1756258568355> (besucht am 27.08.2025).
- [21] Texas Instruments. *BQ24650 Stand-Alone Synchronous Buck Battery Charge Controller for Solar Power With Maximum Power Point Tracking*. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/4015fb.pdf> (besucht am 02.09.2025).
- [22] Texas Instruments. *CDx4HC405x, CD4HCT405x High-Speed CMOS Logic Analog Multiplexer and Demultiplexer*. URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd74hc4053.pdf?ts=1758361649299&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F (besucht am 06.09.2025).

- [23] Texas Instruments. *TCAN341x 3.3-V CAN FD Transceivers With Standby Mode and ± 58 V Bus Standoff*. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tcan3414.pdf?ts=1712103283978> (besucht am 06.09.2025).
- [24] IPC. *IPC-2221A Generic Standard on Printed Board Design*. URL: [https://www-eng.lbl.gov/~shuman/NEXT/CURRENT_DESIGN/TP/MATERIALS/IPC-2221A\(L\).pdf](https://www-eng.lbl.gov/~shuman/NEXT/CURRENT_DESIGN/TP/MATERIALS/IPC-2221A(L).pdf) (besucht am 04.09.2025).
- [25] Yael Maguire. *High altitude connectivity: The next chapter*. URL: <https://engineering.fb.com/2018/06/27/connectivity/high-altitude-connectivity-the-next-chapter/> (besucht am 26.08.2025).
- [26] C. S. Mitter. *Active Inrush Current Limiting Using MOSFETs*. URL: <https://application-notes.digchip.com/010/10-13155.pdf> (besucht am 28.08.2025).
- [27] F. Nikodem. *OVERVIEW OF THE DLR HIGH ALTITUDE PLATFORM AND SCIENTIFIC POTENTIAL OF THE TECHNOLOGY DEMONSTRATOR HAP-ALPHA*. URL: https://elib.dlr.de/198509/1/DLRK-2023_HAP_Overview_Full_Paper_Nikodem.pdf (besucht am 21.08.2025).
- [28] Onsemi. *FDD86102LZ N-Channel Shielded Gate PowerTrench® MOSFET*. URL: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/fdd86102lz-d.pdf> (besucht am 06.09.2025).
- [29] Onsemi. *FDMC8030 - MOSFET – Dual N-Channel, POWERTRENCH*. URL: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/fdmc8030-d.pdf> (besucht am 06.09.2025).
- [30] Zachary Pantely. *LTC4015 and LTC4162 Hot-Swapping*. URL: https://ez.analog.com/cfs-file/_key/communityserver-discussions-components-files/330/2235.LTC4015-and-LTC4162-HotSwap.pdf (besucht am 28.08.2025).
- [31] Custom Power. *WHITE PAPER: LITHIUM BATTERY CHARGING*. URL: https://custompower.co.uk/wp-content/uploads/2024/07/Custom-Power-UK_White-Paper_Lithium-Battery-Charging.pdf (besucht am 28.08.2025).
- [32] Power-One. *Inrush Current Control Application Note*. URL: https://ez.analog.com/cfs-filesystemfile/_key/communityserver-discussions-components-files/330/Inrush-Current-Control.pdf?_=638916552695602206 (besucht am 28.08.2025).
- [33] Jinrong Qian. *Li-ion battery-charger solutions for JEITA compliance*. URL: https://www.ti.com/lit/an/slyt365/slyt365.pdf?ts=1756318075816&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252F (besucht am 28.08.2025).
- [34] Mihnea Rosu-Hamzescu und Sergiu Oprea. *Practical Guide to Implementing Solar Panel MPPT Algorithms*. URL: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00001521a.pdf> (besucht am 26.08.2025).
- [35] ROHM Semiconductor. *Efficiency of Buck Converter*. URL: https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/buck_converter_efficiency_app-e.pdf (besucht am 27.08.2025).

Literatur

- [36] ST. *Datasheet - STM32L431xx - Ultra-low-power Arm® Cortex*. URL: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32l431cb.pdf> (besucht am 06.09.2025).
- [37] ArduPilot Dev Team. *DroneCAN Setup*. URL: <https://ardupilot.org/copter/docs/common-uavcan-setup-advanced.html> (besucht am 26.08.2025).
- [38] DroneCAN development team. *DroneCAN Specification Introduction*. URL: https://dronecan.github.io/Specification/2._Basic_concepts/ (besucht am 21.08.2025).
- [39] Brett Tingley. *So close! Zephyr drone lands just hours before setting flight-duration record*. URL: <https://www.space.com/airbus-zephyr-drone-long-lands-before-record> (besucht am 26.08.2025).
- [40] XINGLIGHT. *XL-5050RGBC-WS2812B*. URL: https://www.digikey.com/Volume0/opasdata/d220001/medias/docus/6472/5962_XL-5050RGBC-WS2812B%20%205050%E5%B9%BB%E5%BD%A9%E9%80%8F%E6%98%8E.pdf (besucht am 13.09.2025).

Anhang

Hilfsmittel

Claude

- Verwendung von Claude zur sprachlichen Verbesserung hinsichtlich Grammatik, Rechtschreibung, Satzfluss und wissenschaftlichem Ausdruck (gesamt)
- Einsatz von Claude zur LaTeX-Formatierung der Textabschnitte (gesamt)

Anforderungen

Funktionale Anforderungen

Tabelle 1: Funktionale Anforderungen des Hardware-Ladereglers

Anforderungs-ID	Beschreibung	Spezifikation
FR-MPPT-01	Der Laderegler muss eine maximale Solarspannung von 35 V als Eingangsspannung aushalten.	35 V max.
FR-MPPT-02	Der Laderegler muss einen maximalen Eingangsstrom der Solarzellen von $3,5\text{ A}$ aushalten.	$3,5\text{ A}$ max.
FR-MPPT-03	Der Laderegler muss die Möglichkeit bieten, sich kommandiert ein-/ausschalten zu lassen.	Ein-/Aus-Funktion
FR-MPPT-04	Der Laderegler muss ein adaptives Ladeverfahren implementieren, das verschiedene Batteriekonfigurationen unterstützt	Adaptive Regelung
FR-COM-01	DroneCAN-Nachrichten müssen mit einer Rate von 0 Hz (Deaktiviert) bis 50 Hz gesendet werden.	$0\text{--}50\text{ Hz}$
FR-COM-02	DroneCAN muss als Kommunikationsprotokol verwendet werden.	DroneCAN
FR-COM-03	Konfigurationsparameter müssen über DroneCAN änderbar sein.	DroneCAN-Config
FR-COM-04	Der Laderegler sollte 2 Modi für die Übertragung von DroneCAN-Nachrichten unterstützen (Modus 1: BatteryStatus, Modus 2: Verwendung von CircuitStatus für Strom/-Spannung).	2 Modi
FR-LOG-01	Die DroneCAN-Nachrichten müssen nach den ArduPilot-Spezifikationen implementiert werden.	ArduPilot-konform
FR-BATT-01	Der zugeführte Strom der Batterie sollte mit einer Genauigkeit von $0,1\text{ A}$ erfasst werden.	$\pm 0,1\text{ A}$
FR-BATT-02	Die derzeitige Spannung der Batterie soll mit einer Genauigkeit von $0,1\text{ V}$ erfasst werden.	$\pm 0,1\text{ V}$

Nicht-Funktionale Anforderungen

Tabelle 2: Nicht-funktionale Anforderungen des Hardware-Ladereglers

Anforderungs-ID	Beschreibung	Spezifikation
NFR-PERF-01	Der Laderegler muss eine Effizienz von minimal 90 % im nominellen Betriebspunkt besitzen.	$\geq 90\%$
NFR-SIZE-01	Der Laderegler muss in den Rumpf des HAP Trainers passen.	HAP Trainer
NFR-WEIGHT-01	Der Laderegler muss ein geringeres Gewicht als 50 g nachweisen.	$< 50\text{ g}$
NFR-MAINT-01	Der Betriebszustand des Ladereglers sollte durch eine RGB-LED dargestellt werden (Grün: Funktional; Rot: Fehlerhaft).	RGB-LED Status
NFR-MAINT-02	Der Ladestatus der Batterie sollte mit einer RGB-LED dargestellt werden (Grün 75 %-100 %; Gelb 50%-75%; Orange 25 %-50 %; Rot 10 %-25 %; Dunkelrot <10 %).	RGB-LED Ladung

Abgeleitete Anforderungen

Tabelle 3: Abgeleitete Anforderungen des Hardware-Ladereglers

Anforderungs-ID	Beschreibung	Spezifikation
DR-SIZE-01	Der Laderegler muss die mechanischen maximalen Abmessungen von 140 mm Länge, 55 mm Breite und 17 mm Höhe einhalten (abgeleitet aus NFR-SIZE-01).	$140 \times 55 \times 17\text{ mm}$
DR-MPPT-01	Die Ausgangsspannung muss präzise auf die batterietspezifische Ladeschlussspannung regelbar sein ($\pm 50\text{ mV}$ Genauigkeit; $12,6\text{ V} = 3\text{S}$; $16,8\text{ V} = 4\text{S}$). (abgeleitet aus FR-MPPT-05)	$\pm 50\text{ mV}$

Schaltplan des Ladereglers

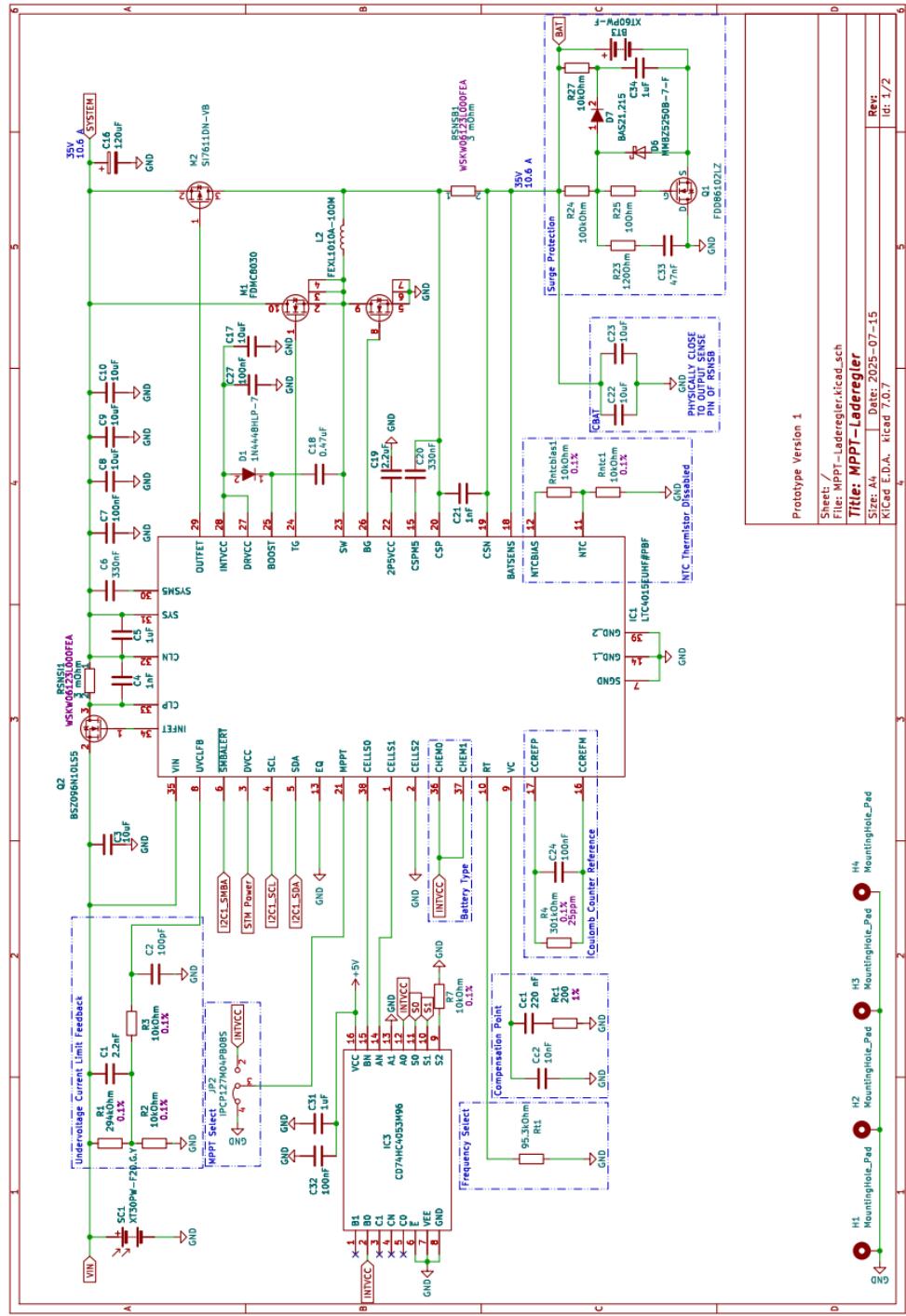


Abbildung 1: Schaltung des LTC4015

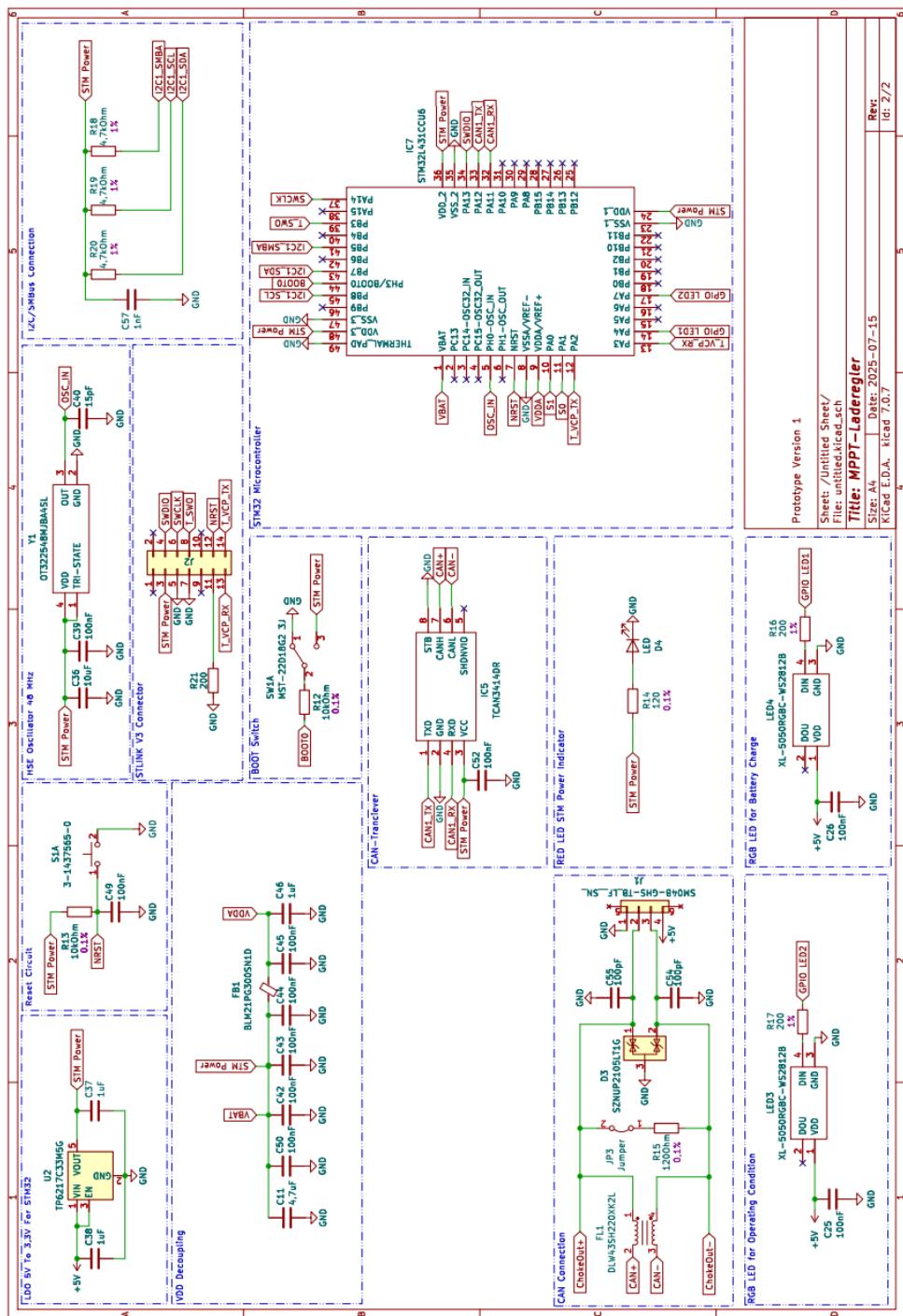


Abbildung 2: Schaltung des STM32

Aufbau der Platine

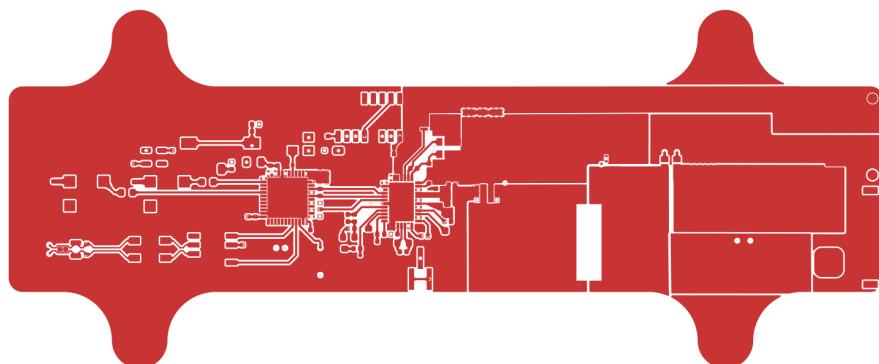


Abbildung 3: Lage 1 der Platine



Abbildung 4: Lage 2 der Platine

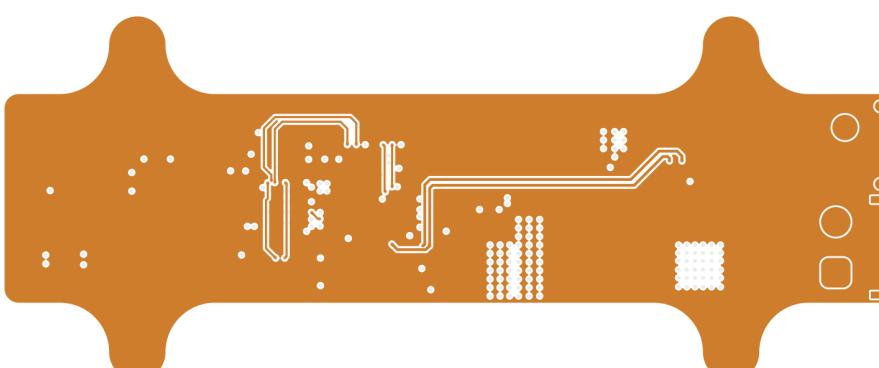


Abbildung 5: Lage 3 der Platine

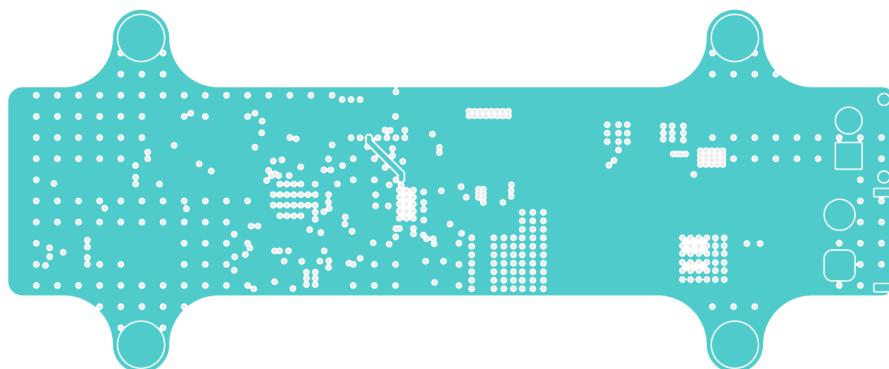


Abbildung 6: Lage 4 der Platine

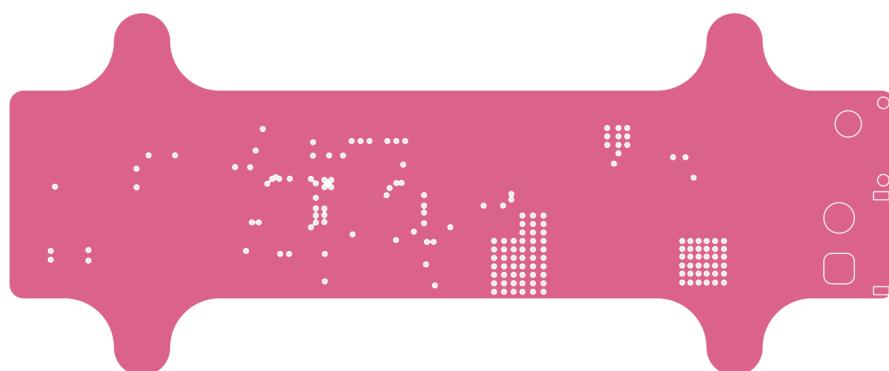


Abbildung 7: Lage 5 der Platine

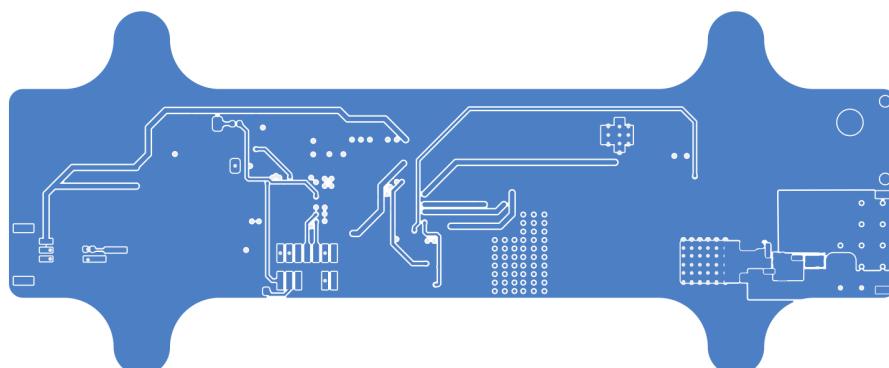


Abbildung 8: Lage 6 der Platine

Stückliste

Tabelle 4: Stückliste des MPPT-Ladereglers

Bezeichnung	Hersteller / Typ	Artikelnummer bei JLC PCB
BT3	Changzhou Amass XT60PW-F	C428722
C1	Samsung CL05B222JB5NNNC	C307429
C2	Samsung CL05C101JB5NNNC	C26409
C3	Samsung CL21A106KBYQNN	C2932476
C4	Samsung CL05B102JB5NNNC	C188845
C5	muRata GRM155R61H105KE05D	C1518208
C6	muRata GRM155R61H334KE01D	C19271634
C7	Samsung CL05B104KB54PNC	C307331
C8-C10	Samsung CL21A106KBYQNN	C2932476
C11	HRE CGA0402X5R475M250GT	C6119795
C16	PANASONIC EEHZC1H121V	C278515
C17	Samsung CL21A106KBYQNN	C2932476
C18	muRata GRM155R61H474KE11D	C437527
C19	Samsung CL10A225KB8NNNC	C913904
C20	muRata GRM155R61H334KE01D	C19271634
C21	Samsung CL05B102JB5NNNC	C188845
C22-C23	Samsung CL21A106KBYQNN	C2932476
C24-C27	Samsung CL05B104KB54PNC	C307331
C31	muRata GRM155R61H105KE05D	C1518208
C32	Samsung CL05B104KB54PNC	C307331
C33	YAGEO CC0402KRX7R9BB473	C272875
C34	muRata GRM155R61H105KE05D	C1518208
C36	Samsung CL21A106KBYQNN	C2932476
C37-C38	muRata GRM155R61H105KE05D	C1518208
C39	Samsung CL05B104KB54PNC	C307331
C40	muRata GRM0335C1H150GA01D	C161407
C42-C45	Samsung CL05B104KB54PNC	C307331
C46	muRata GRM155R61H105KE05D	C1518208
C49-C50	Samsung CL05B104KB54PNC	C307331
C52	Samsung CL05B104KB54PNC	C307331
C54-C55	Samsung CL05C101JB5NNNC	C26409
C57	Samsung CL05B102JB5NNNC	C188845
CC1	muRata GRM155R61H224KE01D	C5159775
CC2	CCTC TCC0201X7R103K500ZT	C5142551
D1	DIODES 1N4448HLP-7	C154874
D3	onsemi SZNUP2105LT1G	C233494

Fortsetzung auf nächster Seite

Tabelle 4 – Fortsetzung von vorheriger Seite

Bezeichnung	Hersteller / Typ	Artikelnummer bei JLC PCB
D4	NATIONSTAR NCD0805R1	C84256
D6	DIODES MMBZ5250B-7-F	C2987013
D7	Nexperia BAS21,215	C8661
FB1	muRata BLM21PG300SN1D	C16903
FL1	muRata DLW43SH220XK2L	C333856
IC1	ADI LTC4015EUHF#PBF	C580823
IC3	TI CD74HC4053M96	C6545
IC5	TI TCAN3414DR	C22396693
IC7	ST STM32L431CCU6	C1337258
J1	JST SM04B-GHS-TB	C189895
J2	Samtec FTSIH-107-01-L-DV-K	C5307809
JP2	INCP IPCP127M04PB08S	C22390515
JP3	INCP IPCP127M02PB08S	C22390513
L2	cjiang FEXL1010A-100M	C5378578
LED3-LED4	XINGLIGHT WS2812B	C2843785
M1	onsemi FDMC8030	C890952
M2	VBsemi SI7611DN-VB	C7568832
Q1	onsemi FDD86102LZ	C111627
Q2	Infineon BSZ096N10LS5	C534695
R1	YAGEO RT0603BRD07294KL	C861286
R2-R3	YAGEO RT0402BRD0710KL	C190095
R4	YAGEO RT0603BRD07301KL	C861309
R5-R11	YAGEO RC0402FR-074K7L	C105871
R12	YAGEO RT0402BRD0710KL	C190095
R13	YAGEO RT0402BRD0710KL	C190095
R14	YAGEO RT0402BRE07120RL	C853003
R15	YAGEO RT0402BRE07120RL	C853003
R16-R17	YAGEO AT0603BRD07200RL	C723683
R18-R20	YAGEO RC0402FR-074K7L	C105871
R21	YAGEO AT0603BRD07200RL	C723683
R23	YAGEO RT0402BRE07120RL	C853003
R24	YAGEO RC0402FR-07100KL	C60491
R25	UNI-ROYAL 0402WGF100JTCE	C25077
R27	YAGEO RT0402BRD0710KL	C190095
R7	YAGEO RT0402BRD0710KL	C190095
RC1	YAGEO AT0603BRD07200RL	C723683
RNTC1	YAGEO RT0402BRD0710KL	C190095

Fortsetzung auf nächster Seite

Anhang

Tabelle 4 – *Fortsetzung von vorheriger Seite*

Bezeichnung	Hersteller / Typ	Artikelnummer bei JLC PCB
RNTCBIAS1	YAGEO RT0402BRD0710KL	C190095
RSNSB1	VISHAY WSKW06123L000FEA	C1517434
RSNSI1	VISHAY WSKW06123L000FEA	C1517434
RT1	Viking AR03BTCX9532	C2984376
S1	TE Connectivity Taster	C86463
SC1	Changzhou Amass XT30PW-F	C2913282
SW1	SHOU HAN MST-22D18G2	C2875122
U2	TECH PUBLIC TP6217C33M5G	C3021087
Y1	YXC Crystal 48MHz	C717685