



Lehrstuhl für Raumfahrttechnik
Prof. Prof. h.c. Dr. Dr. h.c.
Ulrich Walter



Bachelorarbeit

Design und Implementierung eines ChipSat-Prototypen für einen thermo-optischen Sonnensensor mit autarker Energiegewinnung aus Photodioden

Design and Implementation of a ChipSat Prototype for a Thermo-Optical Solar Sensor
with Self-Sufficient Energy Generation from Photodiodes

RT-BA 2019-06

Autorin:

Fabiola Olsacher

Eingereicht am:	22.11.2019 in Garching bei München
Betreuer:	Dipl.-Ing. Martin Dziura Lehrstuhl für Raumfahrttechnik Technische Universität München



Design und Implementierung eines ChipSat-Prototypen für einen
thermo-optischen Sonnensensor mit autarker Energiegewinnung aus
Photodioden
Fabiola Olsacher

Zusammenfassung

Mit dem steigenden Interesse an kleinen Satelliten, vor allem an CubeSats und Pocket-Qubes, ändern sich auch die Anforderungen an die Attitude Determination (AD) Systeme der Satelliten. Diese sollen kompakt, robust und möglichst kostengünstig sein. In dieser Arbeit wird das physikalische Konzept eines bestehenden Thermo-Optical Sun Sensor (TOSS), entwickelt am Lehrstuhl für Raumfahrttechnik (LRT) der Technischen Universität München (TUM), zu in einem funktionalen Sensorprototypen modifiziert. Dieser wird an die Bedingungen aus den Standards der oben genannten Kleinstsatelliten angepasst. Hauptaspekte der Konstruktion sind deren Größe, deren Modularität, deren Kosten, deren Funktionszuverlässigkeit auch im Erdschatten und deren Zugänglichkeit, die sich in der Nutzung von Commercial Off The Shelf (COTS) Komponenten widerspiegelt. Um einen systematischen Ansatz bezüglich der Produktentwicklung zu wahren, werden Anforderungs- und Rahmenbedingungslisten bezüglich des Prototypen und seiner Subsysteme aufgestellt. Diese richten sich nach den aktuellen Tendenzen im Bereich des Kleinstsatellitenbaus.

Der Vorgänger, die TOSS v2.2 Version weist keine eigenständige Energieversorgung, keinen Datenspeicher und kein Sendemodul auf und ist somit nicht als unabhängiger Lagesensor anwendbar. Die Entwicklung einer autarken Energieversorgung durch Photodioden, deren Optimierung durch spezielle Verschaltungen und der Einsatz besonderer Bypass- und Sperrdioden steht im Vordergrund bei der Entwicklung des Photomoduls. Das Energiemanagement wird durch einen Energy Harvester der Firma Texas Instruments realisiert. Zur Abschätzung der Güte der Energieversorgung wird ein Energiebudget aufgestellt, das mit einem Operationskonzept, das sich auf eine Testumgebung bezieht, verknüpft wird. Die Konstruktion ist darauf ausgelegt die vorhersehbare Lichtbedingungen so gut wie möglich zu nutzen. Die Datenspeicherung, für die ein non-volatiler Ferroelectric Random Access Memory (FRAM) verwendet wird, ermöglicht es, die in einem Messzyklus ermittelten Daten zwischen zu speichern und diese werden dann durch ein Bluetoothmodul an den Satelliten gesendet. Das Ziel hierbei ist es, einen Sensor zu kreieren, der möglichst wenig zusätzliche Schnittstellen vom Satellitenhersteller erfordert. In diesem Fall benötigt der Nutzer nur ein Bluetooth-Empfangsgerät.

Es werden Überlegungen zu einer speziellen Geometrie des Sensors und seinen Einbaumöglichkeiten getroffen, die das Field Of View (FOV) maximieren sollen. Der überarbeitete Schaltplan wird in ein Platinen-Layout überführt und anschließend manuell im Reinraum verlötet. Das Platinenlayout folgt dabei der Idee eines ChipSats. Der entstandene Prototyp TOSS v4.0 wird unter anderem im Robotic Actuation and On-Orbit Navigation Laboratory (RACOON-Lab) des LRT getestet und die entstandenen Daten ausgewertet. Einige Aspekte der Validierung müssen noch weiter überprüft werden. Ideen bezüglich der Weiterentwicklung des Prototypen und dessen Anwendungsmöglichkeiten werden evaluiert.



Design und Implementierung eines ChipSat-Prototypen für einen
thermo-optischen Sonnensensor mit autarker Energiegewinnung aus
Photodioden
Fabiola Olsacher

Abstract

With the increasing interest in small satellites, especially in CubeSats and PocketQubes, the requirements for the AD systems of these satellites are also changing. These should be compact, robust and as cost-effective as possible. In this thesis the physical concept of an existing TOSS sensor, developed at the LRT at TUM, is modified into a functional sensor prototype. It is adapted to the conditions of the small satellite standards mentioned above. The main aspects of the construction are size, modularity, costs, functional reliability even in the shadow of the earth and accessibility, which is reflected in the use of COTS components. In order to maintain a systematic approach to product development, requirement and constraint lists are drawn up for the prototype and its subsystems. These are based on the current trends in the field of microsatellite construction.

The predecessor, the TOSS v2.2 version, has no independent power supply, no data memory and no transmitter module. It is therefore not applicable as an independent position sensor. The development of a self-sufficient power supply by photodiodes, their optimization by special circuits and the use of special bypass and blocking diodes is in the foreground during the development of the photomodule. The energy management is realized by an energy harvester from Texas Instruments. In order to estimate the quality of the energy supply, an energy budget is drawn up, which is linked to an operational concept relating to a test environment. The design is conceived to make the best possible use of the predictable lighting conditions. The data storage, for which a non-volatile FRAM is used, makes it possible to temporarily store the data determined in a measurement cycle. These are then sent to the satellite by a Bluetooth module. The goal here is to create a sensor that requires as few additional interfaces from the satellite manufacturer as possible. In this case, the user only needs a Bluetooth receiver.

Considerations are made about a special geometry of the sensor and its installation possibilities, which should maximize the FOV. The revised circuit diagram is converted into a PCB layout and then soldered manually in the clean room. The PCB layout follows the idea of a ChipSat. The resulting prototype TOSS v4.0 is tested in the RACOON-Lab of the LRT and the resulting data is evaluated. Some aspects of the validation have to be checked further. Ideas regarding the further development of the prototype and its application possibilities are assessed.



Design und Implementierung eines ChipSat-Prototypen für einen
thermo-optischen Sonnensensor mit autarker Energiegewinnung aus
Photodioden
Fabiola Olsacher

Inhaltsverzeichnis

1	EINLEITUNG	1
1.1	Motivation	1
1.2	Stand der Technik	2
1.2.1	Coarse Earth Sun Sensor (CESS)	3
1.2.2	Thermo-optischer Sonnen- und Erdsensor TOSS	4
1.2.3	Micro Energy Harvesting aus Solarenergie	5
1.3	Ziel der Arbeit	6
1.4	Abgrenzung	6
1.5	Struktur und Methodik der Arbeit	7
2	ANFORDERUNGEN UND RAHMENBEDINGUNGEN	9
2.1	Allgemeine Anforderungen und Rahmenbedingungen des Prototypen	10
2.2	Technische Anforderungen und Rahmenbedingungen des Prototypen	10
2.3	Entstehende Arbeitspakete	11
3	GRUNDLAGEN	15
3.1	Photodioden	15
3.2	Superkondensatoren	19
3.3	Mikrocontroller	20
3.4	Bluetooth als Kommunikationsmöglichkeit	20
3.5	FRAM Speicher	20
3.6	Feldeffekttransistoren und Bipolartransistoren	21
4	DESIGN UND IMPLEMENTIERUNG	23
4.1	Systembeschreibung	23
4.2	Design	28
4.2.1	Geometrie	28
4.2.2	Solarmodul	31
4.2.3	Messmodul	43
4.2.4	Mikrocontrollereinheit	45
4.2.5	FRAM-Speicher	47
4.2.6	Bluetoothmodul	48



4.3	Implementierung	49
4.4	Raumfahrttauglichkeit der COTS Komponenten	51
4.5	Lessons Learned	52
5	OPERATIONSKONZEPT	55
5.1	Ladekonzept	57
5.1.1	Ladevorgang des Energy Harvesters	57
5.1.2	Energiebudget	62
5.2	Messkonzept	72
5.3	Speicherkonzept	72
5.4	Sendekonzept	73
5.5	Anwendungsmöglichkeiten	73
5.6	Probleme bezüglich der Umsetzung des Operationskonzepts	73
6	EXPERIMENTE UND VERIFIKATION	75
6.1	RACoon-Lab Experimente	75
6.1.1	Experimentbeschreibung	75
6.1.2	Ergebnisse	83
6.1.3	Diskussion der Ergebnisse	87
6.2	Verifikation der Anforderungen	89
6.2.1	Verifikation der allgemeinen Anforderungen des Prototypen	89
6.2.2	Verifikation der technischen Anforderungen des Prototypen	90
7	FAZIT UND AUSBLICK	91
7.1	Fazit	91
7.2	Ausblick	92
	LITERATURVERZEICHNIS	93
A	SCHALTPLÄNE	103
B	EXPERIMENTE	109

Abbildungsverzeichnis

Abb. 1–1:	Coarse Sun Earth Sensor CESS der Firma SpaceTech - selbes physikalisches Grundkonzept wie TOSS [1]	3
Abb. 1–2:	TOSS Evaluation Board [2]	4
Abb. 1–3:	TOSS v2.2 [2]	4
Abb. 1–4:	TOSS v3.0 [2]	4
Abb. 3–1:	Kennlinienfeld einer Photodiode [3] über verschiedene Bestrahlungsstärken - in rot eine Arbeitskennlinie mit Arbeitspunkt (AP)	16
Abb. 3–2:	Spektrum der solaren Bestrahlungsstärke über die Wellenlänge [3] - als schwarzer Strahler und bei unterschiedlichen atmosphärischen Bedingungen (Air Mass Zero (AM0) und Air Mass 1.5 (AM1.5))	17
Abb. 3–3:	Kurzschlussstrom I_K und Leerlaufspannung U_L einer Photodiode in Abhängigkeit der Beleuchtungsstärke E_v [3]	18
Abb. 3–4:	Negative-Positive-Negative (NPN) Transistor [4] mit den Strömen in rot und den positiven Spannungsniveaus in blau	21
Abb. 3–5:	Positive Metal-Oxide-Semiconductor (PMOS) normalsperrend [5] mit der Systemlast an <i>Source</i>	21
Abb. 4–1:	Aufschlüsselung der Baugruppen des TOSS v4.0 Sensors	24
Abb. 4–2:	Produktarchitektur als Zusammenführung von Funktion und physischer Struktur	25
Abb. 4–3:	Blockdiagramm der einzelnen Komponentengruppen mit Funktionspezifikation, Datenflüssen, Stromversorgungspfad und Ein- und Ausgangsvariablen	26
Abb. 4–4:	CubeSat Geometrie aus [6] mit einer minimaler (min) Säulenstärke von 8,5 mm - die Maße sind in Millimetern gegeben	28
Abb. 4–5:	PocketQube Geometrie - die Maße sind in Millimetern gegeben	28
Abb. 4–6:	Vorgesehener Montageort des TOSS v4.0 in Bezug auf die ChipSat Geometrie und Abmaße des Prototypen in mm	29
Abb. 4–7:	Das Photomodul des Prototypen mit seinen 24 Photodioden und den rot markierten Totally Cross Tied (TCT) Verbindungen	32
Abb. 4–8:	Nummerierung und Positionierung der Energieversorgungsphotodioden (blau), der Messphotodioden (rot) und der Temperatursensoren (grün) - in schwarz die Eckpfeiler	33
Abb. 4–9:	Topologien die als Leitlinie zum TOSS v4.0 Design dienen [7]	35
Abb. 4–10:	Morphologischer Kasten zur Lösungsfindung für die Optimierung des TOSS v4.0 Designs mit Vor- und Nachteilen für die grundlegende Verschaltung, die Topologien und die Diodenauswahl	36
Abb. 4–11:	Energy Harvester BQ25570 Funktionseinheit mit Widerständen die den Operationsbereich bestimmen und der Transistor-Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (MOSFET) Schaltung für das VBAT_OK Signal	39
Abb. 4–12:	Linearreglereinheit mit MOSFET Schaltung und Universal Serial Bus (USB) Versorgung zur Versorgungsspannungsregelung	39

Abb. 4–13:	Temperatursensoren DS18B20 des Messmoduls des TOSS v4.0	44
Abb. 4–14:	Messphotodioden, Multiplexer und Operationsverstärker des TOSS v4.0 Messmoduls	45
Abb. 4–15:	Mikrocontroller mit Spulen- und Kondensatoranhang sowie dem Oszillator	46
Abb. 4–16:	USB mini B Port mit Datenleitung zum Mikrocontroller	47
Abb. 4–17:	Endgültige FRAM Speicher Version aus dem Schaltplan 1–4 für die Messdaten	48
Abb. 4–18:	WT51822-S4AT Bluetoothmodul zur Datenübertragung an den Satelliten	49
Abb. 4–19:	Oberseite der TOSS v4.0 Platine	50
Abb. 4–20:	Unterseite der TOSS v4.0 Platine	50
Abb. 5–1:	Die drei vereinfachten, trennbaren Phasen der Operation, wobei das Kreuz die aktiven Komponenten markiert	56
Abb. 5–2:	Anforderungen bzw. Zeitpunktbeschreibungen der einzelnen Phasen mit Dauer und Datenprodukt und dem VSTOR/VBAT Verhalten in gelb	56
Abb. 5–3:	Chronologische Abfolge der Ladespannungen in Zusammenhang mit einem steigenden (blau)/sinkenden (gelb) VSTOR	58
Abb. 5–4:	Beeinflussung der Spannungslevel untereinander mit Färbung der programmierbaren Spannungen in grün und der fixen bzw. variablen Spannungen in blau	59
Abb. 5–5:	Ladevorgang als Flussdiagramm mit Entscheidungsknoten bei Schwellenspannungen	60
Abb. 5–6:	Zusammenhänge zwischen Energiebilanz und -menge - zeitliche/intrinsische Faktoren in hellblau, intrinsische in dunkelgrau und extrinsische in hellgrau	62
Abb. 5–7:	Relative Strahlungssensibilität der BPW34 Photodiode über den Einfallswinkel [8]	63
Abb. 5–8:	Relative Spektralsensibilität der BPW34 Photodiode über die Wellenlänge [8]	63
Abb. 5–9:	I_{IN} über eine berechnete Sequenz von drei beschienenen Seiten und den dazugehörigen Winkeln der beleuchteten Kanten - maximale Energiegewinnung bei 45/45°	65
Abb. 5–10:	Leistung der elektrischen Komponenten bei 25° C im unterschiedlichen Modi mit Leckströmen - Aktivmodus (blau), Ruhemodus (orange)	70
Abb. 5–11:	Abgeschätztes Energiebudget während der drei Phasen mit Verlusten und bei einer Umgebungstemperatur von 25° C - rot markiert den Verbrauch - grün den Gewinn	71
Abb. 6–1:	Zusammenfassung der wichtigsten Parameter des Operationskonzepts	75
Abb. 6–2:	Unterseite der TOSS v4.0 Platine, die für die Experimente verwendet wurde	76
Abb. 6–3:	Oberseite der TOSS v4.0 Platine, die für die Experimente verwendet wurde	76

Abb. 6–4:	Beispieldatenausgabe des TOSS v4.0 Sensors - gewonnen bei Experimentreihe 1	76
Abb. 6–5:	Relative spektrale Verteilung des Sonnensimulators (Light Emitting Diode (LED) + Halogenlampen (HAL)) und zum Vergleich das Spektrum in Garching bei klarem Himmel aus [9]	78
Abb. 6–6:	1/4- Ausschnitt der Strahlungsintensität des Simulators (LED + HAL) bei $d = 90$ cm [9]	78
Abb. 6–7:	Versuchsaufbau für die Experimentreihe 2 im RACOON-Lab mit einem Sonnensimulator [9]	78
Abb. 6–8:	Ladeexperiment der Energy Harvester Prototyp Printed Circuit Board (PCB) von M. Dziura	83
Abb. 6–9:	RuiDeng USB Verbrauchsmessgerät zur Strommessung der Systemlast	84
Abb. 6–10:	Ladeexperiment 1 mit LED-Strahler, Seiten 1 $\wedge$ 2 mit $45^\circ/45^\circ$	85
Abb. 6–11:	Ladeexperiment 2 mit LED-Strahler, Seiten 1 $\wedge$ 2 mit $30^\circ/60^\circ$	86
Abb. 6–12:	Ladeexperiment 8 mit dem Sonnensimulator [9], Seiten 1 $\wedge$ 4 mit $45^\circ/45^\circ$ im Abstand von $d = 90$ cm	88
Abb. 6–13:	Ladeexperiment 9 mit dem Sonnensimulator [9], Seiten 1 $\wedge$ 4 mit $45^\circ/45^\circ$ im Abstand von $d = 90$ cm	88
Abb. 1–1:	TOSS v2 Schaltplan - für Laborexperimente und für die Munich Orbital Verification Experiment (MOVE)-ON Mission [10]	104
Abb. 1–2:	TOSS v3 Schaltplan - Minimalversion des TOSS	105
Abb. 1–3:	Schaltplan des aktuellen TOSS v4.0	106
Abb. 1–4:	Schaltplan der für die Experimente in Kapitel 6 verwendet wurde	107
Abb. 1–5:	Schaltplan der Energy Harvester Versuchsplatine von M. Dziura	108
Abb. 2–1:	Experiment 3 der Experimentreihe 2	109
Abb. 2–2:	Experiment 4 der Experimentreihe 2	109
Abb. 2–3:	Experiment 5 der Experimentreihe 2	110
Abb. 2–4:	Experiment 6 der Experimentreihe 2	110
Abb. 2–5:	Experiment 7 der Experimentreihe 2	111



Design und Implementierung eines ChipSat-Prototypen für einen
thermo-optischen Sonnensensor mit autarker Energiegewinnung aus
Photodioden
Fabiola Olsacher

Tabellenverzeichnis

Tab. 2–1:	Nummerierung der Prioritätenverteilung [11]	9
Tab. 2–2:	Anforderungen thematisch unterteilt	9
Tab. 2–3:	Top-Level Anforderungen und Rahmenbedingungen	10
Tab. 2–4:	Subsystemanforderungen und Subsystemrahmenbedingungen	12
Tab. 2–5:	Fortsetzung: Subsystemanforderungen und Subsystemrahmenbedingungen	13
Tab. 2–6:	Arbeitspakete	14
Tab. 4–1:	Ergebnistabelle der Geometriewerte des TOSS v4.0	30
Tab. 4–2:	Faktoren der Schattenanalyse des TOSS v4.0 für ein Geostationary Earth Orbit (GEO) Beispielszenario	34
Tab. 4–3:	Funktionsmodi wenn $VSTOR > VSTOR_CHGEN$	42
Tab. 5–1:	Wichtige Parameter zur Photostromberechnung	65
Tab. 5–2:	Wichtige Parameter zur Photospannungsberechnung	66
Tab. 5–3:	Parameter zum Verlust bei der Energieproduktion	67
Tab. 5–4:	Aktivströme, Sleep-Mode Ströme und Verlustleistung der TOSS v4.0 Bauteile	69
Tab. 5–5:	SPI Datenübertragung aus [10]	72
Tab. 6–1:	OneWire Temperatursensoren Identifikationsnummer	77
Tab. 6–2:	Experimentparameter	79
Tab. 6–3:	Geplante und durchgeführte Experimente	80
Tab. 6–4:	Ladedaten der Experimente 1, 2, 8 und 9	87
Tab. 6–5:	Berechnete Ladedaten der Experimente 1,2,8 und 9	89



Design und Implementierung eines ChipSat-Prototypen für einen
thermo-optischen Sonnensensor mit autarker Energiegewinnung aus
Photodioden
Fabiola Olsacher

Symbole

Symbol	Einheit	Beschreibung
I_k	A	Kurzschlussstrom
Φ_e	W	Strahlungsleistung
E_{real}	W/m^2	Strahlungsintensität
A	m^2	Fläche
I_{ph}	A	Photostrom
e	C	Elementarladung
h	Js	Planck'sches Wirkungsquantum
f	Hz	Frequenz
η	—	Wirkungsgrad
λ	m	Wellenlänge
$\dot{N}$	A/C	Photonenfluss
λ	m	Wellenlänge
$E_{e,\lambda}$	$kW/(m^2 \mu m)$	Spektrale Bestrahlungsstärke
T	K	Temperatur
T	$^{\circ}C$	Temperatur
I_s	A	Sperrsättigungsstrom
U	V	Spannung
e	—	Eulerzahl
k	—	Boltzmannkonstante
U_L	V	Leerlaufspannung
E_v	lx	Beleuchtungsstärke
d	m	Abstand
E_e	W/m^2	Bestrahlungsstärke
m	kg	Masse
t	s	Dauer
d	m	Durchmesser/Abstand
r	m	Radius



Design und Implementierung eines ChipSat-Prototypen für einen
thermo-optischen Sonnensensor mit autarker Energiegewinnung aus
Photodioden
Fabiola Olsacher

Akronyme

AC	Attitude Control
AC	Alternating Current
AD	Attitude Determination
ADC	Analog Digital Converter
ADCS	Attitude Determination and Control System
ADS	Attitude Determination System
AE	Astronomische Einheit
AM0	Air Mass Zero
AM1.5	Air Mass 1.5
An.	Annahmen
BL	Bridge Linked
BLE	Bluetooth Low Energy
CESS	Coarse Earth Sun Sensor
COTS	Commercial Off The Shelf
CPU	Central Processing Unit
DAP	Device Access Port
Db.	Datenblatt
DC	Direct Current
DCR	Dynamic Contact Resistance
DLR	Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
DOD	Depth Of Discharge
DRAM	Dynamic Random Access Memory
EDLC	Electric Double Layer Capacitor
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory
EMI	Electromagnetic Interference
ESA	European Space Agency
FET	Field-Effect Transistor



FOV Field Of View

FR4 Flame Retardant 4

FRAM Ferroelectric Random Access Memory

GEO Geostationary Earth Orbit

HAL Halogenlampen

HC Honey Comb

Hi-Rel High Reliability

IC Integrated Circuit

iCMOS iComplementary Metal-Oxide Semiconductor

ICSP In Circuit Serial Programming

ID Identifikationsnummer

IR Infrarot

ISM Industrial Scientific and Medical

JPL Jet Propulsion Laboratory

LED Light Emitting Diode

LEO Low Earth Orbit

LI Lithium-Ionen

LRT Lehrstuhl für Raumfahrttechnik

MC Microcontroller

MCU Microcontroller Unit

MOSFET Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor

MOVE Munich Orbital Verification Experiment

MPP Maximum Power Point

MPPT Maximum Power Point Tracking

N Negative

n.b nicht bestimmbar

NASA National Aeronautics and Space Administration

NMOS Negative Metal-Oxide-Semiconductor

NPN Negative-Positive-Negative

O&P Observe & Perturb

P Positive

PCB Printed Circuit Board

PIN Positive Intrinsic Negative

PMOS Positive Metal-Oxide-Semiconductor

PTH Plated Trough Hole

RACoon-Lab Robotic Actuation and On-Orbit Navigation Laboratory

Rad-Tol Radiation Tolerant

SCL Serial Clock Line

SDA Serial Data Line

SI Système International

SMD Surface Mounted Device

SOC State Of Charge

SP Series-Parallel

TCT Totally Cross Tied

TEG Thermoelektrischer Generator

TH Trough Hole

THT Trough Hole Technology

TOSS Thermo-Optical Sun Sensor

TRL Technology Readiness Level

TU Technische Universität

TUM Technische Universität München

UART Universal Asynchronous Receiver-Transmitter

USB Universal Serial Bus



Design und Implementierung eines ChipSat-Prototypen für einen
thermo-optischen Sonnensensor mit autarker Energiegewinnung aus
Photodioden
Fabiola Olsacher

1 Einleitung

In den letzten zehn Jahren ist das Interesse weltweit an kleinen Satelliten $m < 10$ kg nicht nur im kommerziellen sondern auch im universitären Bereich gestiegen und in den Jahren 2013 bis 2016 konnten 500 Starts von CubeSats verzeichnet werden [12]. Mit diesem Trend änderten sich auch die Anforderungen an die Attitude Determination and Control System (ADCS) der kleinen Satelliten und die Tendenz geht von passiven zu aktiven Attitude Control (AC) Systemen. Die ADCS der kleinen Satelliten enthielten, meist eine Kombination aus Magnetometern, Sonnensensoren und Magnetspulen [12]. Das Interesse an *kleinen Satelliten*, dies sind laut National Aeronautics and Space Administration (NASA) Satelliten unter $m = 180$ kg und mit den Abmessungen eines größeren Kühlschranks [13], ist ein Resultat der Miniaturisierung von Elektronik und Sensoren und die Bereitschaft alternative Designs zu verfolgen. Die Verfügbarkeit von qualitativ hochwertigen COTS Komponenten, reduziert dabei die Kosten für die Entwicklung eines kleinen Satelliten, wie der eines CubeSats [14]. CubeSats fallen mit ihren $m = 1,33$ kg, dem Gewicht einer Einheit, unter den Begriff PicoSats [13, 6] und eignen sich aufgrund ihrer standardisierten Einheit besonders gut, um sie effektiv in fast jeder Trägerrakete unterzubringen [15]. Um ihren spezifischen Funktionen gerecht zu werden, benötigen alle Satelliten ein Attitude Determination System (ADS), das je nach Nutzlastanforderung und Energieversorgungssystem, möglichst genau die Position im Raum bestimmen soll. Gegebenenfalls auf den Bruchteil einer Bogensekunde (eine Bogensekunde entspricht $1/3600^\circ$) genau [16]. Jedoch bringt eine hohe Genauigkeit auch Nachteile, wie Lagebestimmungslücken aufgrund der Bedingungen im Orbit, mit sich. Einfachere, robustere Sensoren sind zwar nicht so genau, aber dafür ausfallssicherer und kostengünstiger. Wichtig bei der Auslegung der Sensorik des Satelliten sind die unwirtlichen Weltraumbedingungen, die extreme Temperaturen und hohe Strahlung mit sich bringen [16].

Diese Arbeit beschäftigt sich mit einem thermo-optischen Sonnen- und Erdsensor für kleine Satelliten, der mittels unterschiedlichen Strahlungsmessungen die Lage relativ zur Sonne und zur Erde misst. Der physikalische Grundstein wurde schon in [2, 10] gelegt, weshalb sich die folgenden Kapitel auf den Entwurf eines funktionierenden und sich energietechnisch selbst erhaltenden Prototypen und dessen Operation und Verifikation konzentrieren.

1.1 Motivation

Miniaturisierte Satelliten ebnen den Weg zu einer Zeit mit schnellerem und billigerem Weltraumzugang, indem sie kleinere Nutzlasten befördern. Dieser Trend bedarf der Nutzung von COTS Komponenten, die in immer kleiner werdenden Sensoren verbaut werden [17]. Denn Größe und Gewicht, die größtenteils die Startkosten des Satelliten definieren, spielen eine große Rolle in der Raumfahrt [11]. Das physikalische Prinzip des TOSS ist zwar keine Neuerung und basiert auf einem Patent [18], jedoch ist der Sensor in diesem geometrischen Format, mit seinen verbauten COTS Komponenten und derart

modularen Subsystemen, noch nicht verfügbar. Die Motivation für die Entwicklung des TOSS liegt nicht in seiner Lagebestimmungsgenauigkeit, sondern vielmehr in seiner Kompaktheit, Einfachheit und Robustheit begründet. Diese Eigenschaften sind im Bereich der Kleinstsatelliten besonders gefragt [17]. Darüber hinaus funktioniert er auch im Erdschatten [10]. Durch die COTS Bauteile kann der Bau von kleinen Satelliten einer breiteren Masse kostengünstig zugänglich gemacht werden. In Hinblick auf die neuen Größenordnungen von kleinen Satelliten und deren Standards wurde der TOSS entwickelt. Der TOSS hat das Potential als Ersatz oder als technisches Redundanzprodukt für aktuelle, kommerzielle Produkte zu dienen, wobei er einzeln oder in einer Mehrfachkonfiguration verwendet werden kann [10]. Das Design des Prototypen orientiert sich dabei an dem eines ChipSat, einem Satelliten auf einer einzigen Platine beziehungsweise auf einem Chip [19]. In diesem Fall in Form eines Sensors auf einer Platine. Derartige Satelliten kombinieren Wirtschaftlichkeit mit guter Performance bei einem äußerst geringen Formfaktor [20]. Überdies ist die Kombination der implementierten Sensorik im TOSS nicht weit verbreitet, siehe Abschnitt 1.2 und hat damit Potential eine Marktlücke zu füllen.

1.2 Stand der Technik

Im Folgenden Kapitel findet sich ein Abriss des CESS, auf dessen Konzept der Lage-sensor dieser Arbeit beruht. Es wird die Vorarbeit am TOSS, der am LRT entwickelt wurde, vorgestellt. Auf Basis dieses Sensors wurde die TOSS v4.0 Version aus dieser Thesis aufgebaut und weiterentwickelt. Das ADCS des MOVE-II Projekts des LRT, dem Nachfolger des First-MOVE Projekts, zu dem an dieser Stelle nur verwiesen werden soll [21, 22, 23], und die dritte Version des TOSS, nutzen teilweise die gleichen COTS Komponenten und manche davon wurden als Anhaltspunkt zur Komponentenauswahl genutzt. Des Weiteren wird das Prinzip des Energy Harvesting in Bezug auf Solarenergie erläutert.

Die Aufgabe eines AD Systems ist es, die Orientierung des Satelliten im Raum zu erfassen, diese Information an das Lageregelungssystem weiterzugeben und die Lage gegebenenfalls zu korrigieren. Hierbei wird die Umgebung des Satelliten mittels Sensoren erfasst und daraus rechnerisch, Schlüsse auf die Position gezogen. Die Daten werden erfasst, gespeichert und an die entsprechenden Komponenten im Satelliten weitergeleitet. Im nächsten Schritt werden die Daten dazu benutzt, die Lage und Position des Satelliten im Raum zu beeinflussen. Hierfür ist sowohl eine Speicherung als auch die Vermittlung der Daten an die entsprechenden Schnittstelle von Nöten. Die Orientierung des Raumfahrzeugs wird relativ zu einem Referenzkoordinatensystem oder einem Referenzobjekt, wie der Erde, angegeben. Die Sonne hat den Vorteil, hell und eindeutig zu sein, jedoch kann es vorkommen, dass sie während gewissen Zeiten im Orbit nicht sichtbar ist. Die Erde ist für Raumfahrzeuge mit nahem Erdorbit unmissverständlich identifizierbar, die Bewegung des Planeten muss aber beobachtet werden um den Horizont erkennen zu können. Die ein oder andere Art eines ADCS wird von fast allen Satelliten benötigt. Das ADCS wird benutzt um Schäden durch die Atmosphäre zu vermeiden, indem es beispielsweise den strahlungsintensiven Zonen ausweichen lässt, um die Wärmeab- und zufuhr zu kontrollieren, um Antennen und Solarpanele auszurichten oder

um die Nutzlast zu justieren [16]. Die benötigte Genauigkeit schränkt sich meist durch die Aufgabe der Nutzlast ein [16]. Gute Performance des ADCS Systems ist essentiell für die Energieversorgung und das Telemetriesystem [24].

Das ADCS von Mikro- und Nanosatelliten bedarf kostengünstige, leichtgewichtige, wenig Energie verbrauchende Sensoren mit geringem Volumen. Basierend auf diesen Eigenschaften wurde bis jetzt oft eine Kombination von dreiachsigen Magnetspulen und ausgerichteten Schwungrädern zur Lageregelung verwendet, wie dies auch bei diesem Projekt [24] der Fall ist. Hier wurden auch ein Sonnensensor, so wie beim TOSS v4.0, ein Magnetometer und ein dreiachsiges Gyroskop als Lagesensoren verwendet. In dem Projekt der Technische Universität (TU) Delft wurden als ADS drei Magnetorquer und zwei inertielle Messeinheiten verbaut [25]. Im Gegensatz dazu, wurden im Studentenprojekt namens *OPAL* der Universität Stanford, Lageinformationen aus dem Strom der Solarpanele und aus Magnetometermessungen bezogen [26]. Für das MOVE-II Projekt der TUM sind ein Sonnensensor, ein Gyroskop und ein Magnetometer als ADCS im Einsatz [21, 22]. Die Art und Weise wie der TOSS Lagebestimmung betreibt, ist folglich nicht allzu verbreitet und daher ist eine Weiterentwicklung des TOSS Sensorkonzepts legitimiert. Vor allem in Anbetracht dessen, eine Marktlücke schließen zu können [10].

1.2.1 CESS

Der CESS wurde im Jahre 1997 als Patent unter dem Namen „Grober Sonnen- oder Erdsensor für einen Satelliten sowie Verfahren zur groben Positionsbestimmung von Sonne oder Erde an Bord eines Satelliten“ [18] beim europäischen Patentamt von Bernhard Doll und Wolfgang Pitz angemeldet. Der Sensor wird nun von SpaceTech als Safe-Mode-Sensor vertrieben und wurde erfolgreich bei Low Earth Orbit (LEO)) Missionen, wie SWARM, GRACE und TerraSAR-X, eingesetzt und wird somit von Institutionen wie dem Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR), der European Space Agency (ESA) und dem Jet Propulsion Laboratory (JPL) der NASA verwendet. Hauptmerkmale des Sensors sind das leichte Gewicht, ein geringer Stromverbrauch und seine Robustheit [1, 10].

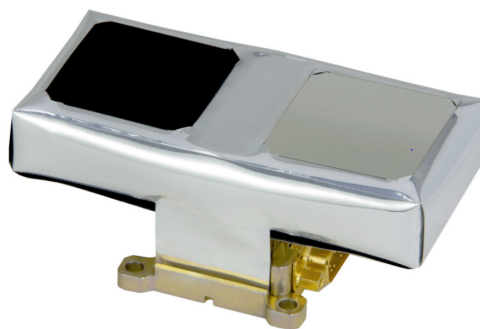


Abb. 1–1: Coarse Sun Earth Sensor CESS der Firma SpaceTech - selbes physikalisches Grundkonzept wie TOSS [1]

Die Konstruktion macht sich unabhängige Temperaturmessungen (Temperatursensoren PT1000) an zwei unterschiedlich beschichteten thermo-optischen Oberflächen zu Nutze

und unterscheidet somit die drei Strahlungsquellen, Sonnenlicht, das Albedo der Erde und die Infrarotstrahlung der Erde. Eine zusätzliche Messung der Strahlungsintensität mittels einer Silizium-Solarzelle, deren Photostrom gemessen wird, erschließt, sogar bei Verdunkelung, den Erd- und den Sonnenvektor. Laut Hersteller muss der CESS allen sechs Seiten eines Satelliten ein Exemplar angebracht werden um eine vollständige Raumabdeckung, FOV, zu gewährleisten.

Eine Lagebestimmung gewinnt CESS aus mehreren Schritten. Zuerst wird die einfallende Sonnenstrahlung, mit berücksichtigter thermischer Trägheit, festgestellt. Aus den Strahlungsemissionen der Erde wird der Erdvektor, der sogenannte Nadir-Vektor, berechnet und anschließend der Einfluss des Albedos der Erde abgezogen. [1, 27]

Trotz der Tatsache, dass die neueste Version des CESS nur 80 g pro Einheit wiegt und Abmaße von 108 mm $\times$ 58 mm $\times$ 42 mm besitzt, wie man in Abbildung 1–1 sehen kann, eignet sich diese Version nicht für Nanosatelliten [1]. Besonders für den Typ eines CubeSats, der selbst, zum Beispiel als 1U Einheit, nur Abmaße von 100 mm $\times$ 100 mm $\times$ 113,5 mm misst, ist der CESS zu groß [6].

1.2.2 Thermo-optischer Sonnen- und Erdsensor TOSS

Das Arbeitsprinzip des CESS und des TOSS weist Parallelen auf. Jedoch ist das Format des CESS ungeeignet für viele kleinere Satellitenmissionen und ein Motiv zur Umsetzung des TOSS [10]. Um die drei entscheidenden unbekannten Variablen, den Winkel der Sonne und den der Erde und die Menge an Albedostrahlung zu bestimmen, werden, basierend auf dem Patent des CESS, zwei Temperatursensoren und eine Photodiode pro Satellitenseite verwendet. Durch unterschiedliche thermo-optische Beschichtungen auf den Temperatursensoren und der Photodiode kann das einfallende Spektrum an Sonnenstrahlung gemessen werden und der Nadirvektor und der Sonnenvektor bestimmt werden [2]. Ein Hauptaugenmerk aller Vorgängersensoren ist die Verwendung von COTS Komponenten, deren Datenflüsse und Befehle über einen Mikrocontroller auf den jeweiligen Boards gesteuert und verarbeitet werden können. Somit werden die Produktionskosten gesenkt und der Sensor wird leichter replizierbar [10].

Innerhalb der Entwicklungszeit vor dieser Arbeit hat der TOSS drei Hauptphasen durchlaufen, die in Abbildung 1–2, 1–3, 1–4 zu sehen sind.

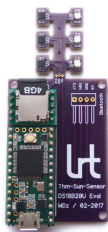


Abb. 1–2: TOSS Evaluati-on Board [2]

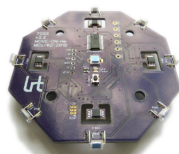


Abb. 1–3: TOSS v2.2 [2]



Abb. 1–4: TOSS v3.0 [2]

- **TOSS Evaluation Board:** Mit diesem Prototypen wollte man die Annahme, dass verschiedene thermo-optische Beschichtungen zu messbar unterschiedlichen

Temperaturdifferenzen führen würden, überprüfen. Dazu wurden sechs DS18B20U [28] Sensoren, von denen jeweils drei mit weißer Farbe überzogen wurden, benutzt.

- **TOSS v2.1/2:** Dieser Prototyp wurde für Experimente verwendet, die nötig waren um die modellbasierte Simulation, einmal in Labor- und einmal in Weltraumumgebung, zu testen. Das Vorgängermodell TOSS v2.1 weist minimale geometrische Differenzen zur zweiten Version auf, da dieses nicht, gemäß den Nutzlastanforderungen der MOVE-ON Mission, am Höhenballon angebracht werden musste. Im Gegensatz zum TOSS Evaluation Board besitzt der TOSS v2.2 nur vier Temperatursensoren, die unterschiedlich beschichtet wurden. Eine vertikal zur Platine ausgerichtete Vishay BPW-34 Photodiode [8] wird für die Solarintensitätsmessung verwendet. Radial an der Platine befinden sich acht weitere Photodioden, die detaillierte Aufschlüsse über die Strahlungsbedingungen während der Experimente geben. Die Leiterplatte misst $d = 70$ mm im Durchmesser.
- **TOSS v3.0:** Diese Edition des TOSS verfügt über einen Durchmesser von nur $d = 20$ mm. Zwei DS18B20U Sensoren und eine vertikale Photodiode, stellen das Minimum an Funktionalität des CESS ähnlichen Sensors dar. Dieser zeigt einen Ausblick in die Miniaturisierungsmöglichkeiten des Sensors [10].

Einzig und allein aus der Aufnahme der Temperatur- und Photostromdaten können keine sinnvollen Flugdaten generiert werden. Das dazu gehörige Modell und die passende Simulation zur Vorhersage des thermo-optischen Systemverhaltens wurde von C. Gscheidle in [2] detailliert beschrieben. Um akkurate Thermalparameter zu gewinnen, wurde ein Prototyp als Nutzlast in der MOVE-ON Mission, einem Höhenflug einer Pseudo-Satellitenmission, integriert. Die Pseudo-Mission wurde per Definitionen des Technology Readiness Level (TRL) in *Near-Space* Umgebung untersucht [10]. Weitere für diese Arbeit relevante Informationen finden sich im Kapitel 4.

1.2.3 Micro Energy Harvesting aus Solarenergie

Energy Harvesting ist die Energienutzung aus Umgebungsquellen. Dieser Term ist nicht abhängig von der Energiemenge die gewonnen werden kann, er beinhaltet lediglich den Vorgang der Energiesammlung aus der Umwelt [29]. Typische Quellen sind dabei das Sonnenlicht, thermale oder mechanische Energie. In [30] werden die Leistungsdichten der unterschiedlichen Harvesting Methoden verglichen und die Methode Energie aus der Sonne zu ernten ist deutlich profitabler als Energie, piezoelektrisch, thermoelektrisch oder durch Vibration zu beziehen.

Energy Harvesting hat den Vorteil, dass die damit betriebenen Geräte in unzulängliche und lebensfeindliche Gebiete, wie dem Weltraum entsendet werden können, um dort Informationen zu sammeln [30]. Es gibt viele Energieumwandlungskonzepte für Solarenergie, aber eine Solarzellenanlage ist die am meist genutzte Form für Satelliten [31]. Wie in 3.1 erklärt, generieren Photodioden aus auftreffenden Photonen, Elektrizität. Die Effizienz rangiert dabei bei nur von 5% - 30%, abhängig vom verwendeten Material [32]. Diese Quote entspringt der Tatsache, dass die Dioden immer nur ein gewisses Strahlungsspektrum mit bestimmter Sensibilität detektieren [11]. Viele Anwendungen fordern

Energieautonomie durch eine kompakte, billige und leichte Energiequelle [32]. Diese energieautonomen Systeme sind darauf ausgelegt, sich auf Lebenszeit selbstständig zu erhalten [30]. Trotzdem, dass die Energiedichte von Batterien in den letzten 15 Jahren um den Faktor 3 zugenommen hat [32], sind Einwegbatterien aus vielen Gründen nicht für raumfahrttechnische Anwendungen geeignet, unter anderem weil sie manuell ausgetauscht werden müssen. Eine Möglichkeit Energie zu beziehen sind kleine Brennstoffzellen oder eben das Energy Harvesting, das so viel wie Energie ernten bedeutet. Quellen für das Energy Harvesting können Bewegungsenergie, Thermalenergie oder Licht sein. Hierbei stellt Solarenergie eine gute Möglichkeit dar Energie zu gewinnen [32]. In [32] wird die Leistungsdichtenausbeute der Sonne, diese ist auf optimierte Formen des Energiewandels bezogen, von einer Ausgangsdichte von 100 mW/cm^2 auf 10 mW/cm^2 an geernteter Leistungsdichte beschrieben. Dadurch, dass die Energieausbeute in ihrer Leistung und in ihrem Spannungsniveau keineswegs konstant ist, müssen immer Schaltkreise, die das Energiemanagement betreiben, zwischen Quelle und Verbraucher geschaltet werden. Des Weiteren müssen sich diese Schaltkreise autonom aktivieren, was nicht trivial ist. In den meisten Energiemanagementschaltkreisen für Solarenergie findet sich ein Gleichspannungswandler mit fixem Faktor, der die Energie, die vom Maximum Power Point Tracking (MPPT) Schaltkreis geerntet wurde, an ein Speicherelement weiterleitet [32]. Ein großer Pluspunkt des Solarenergy Harvesting ist, dass Sonnenlicht im Überfluss vorhanden ist und dass es die größte Verfügbarkeit im Vergleich mit anderen Energiequellen bei gleichzeitiger leichter Zugänglichkeit hat [29].

1.3 Ziel der Arbeit

Das Ziel dieser Arbeit ist es, basierend auf dem TOSS v2.2 Konzept, eine funktionstüchtige, sich autonom mit Strom versorgende Variante des TOSS zu entwickeln, den TOSS v4.0, und diese mit einem initialen Operationskonzept zu versehen. Hierbei sollten die in Version 2.2 benutzten Photodioden zur Energiegewinnung dienen. Das Ziel für die im Design verwendeten Komponenten besteht darin, kleinstmögliche COTS Bauteile zu verwenden und die Endgeometrie gemäß den Standards für kleine Satelliten anzupassen. Der modulare Aufbau soll es möglich machen das Design für zwei Standards zu überprüfen, während gleichzeitig überflüssig gewordene Komponenten der alten Version entfallen. Ein Hauptaugenmerk liegt auch auf der Ausstattung des Prototypen mit einem Kommunikationsmodul und einem zusätzlichen Speicher, die für einen funktionstüchtigen Sensor unerlässlich sind. Am Ende steht eine Funktionsverifikation des Sensors für kleine Satelliten, durch Experimente unter Laborbedingungen.

1.4 Abgrenzung

Der Prototyp soll keinen endgültigen raumfahrttauglichen Sensor darstellen, insofern werden die Komponenten nicht speziell nach diesen Kriterien ausgewählt und es findet keine endgültige Verifikation unter Weltraumbedingungen statt. Zusätzlich sind Schnittstellen für Tests angebracht, die bei einem fertigen Sensor nicht auftreten würden. Der TOSS v4.0 dient in erster Linie der Überprüfung des neu konzipierten Solarmoduls, und des Zusammenspiels von Laden, Messen, Speichern und Senden. Das Operationskonzept wird nicht für einen bestimmten Orbit ausgelegt, sondern wird für

einen vereinfachten Ablauf geprüft und ist in weiteren Arbeiten adaptierbar. Es wird keine Thermalsimulation vorgenommen und das Energiebudget wird aufgrund seiner abschätzenden Funktion simplifiziert.

1.5 Struktur und Methodik der Arbeit

Für die Arbeit am TOSS v4.0 Prototypen wurden die Ansätze und Vorgehensweise des Systems Engineering nach [11] und [33] zur Strukturierung der Anforderungen und Rahmenbedingung genutzt und in weiterer Folge umgesetzt. Eine Einordnung dieser Arbeit am TOSS und der Forschungsstand der verwendeten Techniken findet sich in Abschnitt 1.2. In Kapitel 2 finden sich Rahmenbedingungen und Anforderungen an den Entwicklungsprozess des Prototypen und an diesen selbst. Die nötigen Grundlagen werden in Kapitel 3 vermittelt. Das Design und dessen Hintergründe werden, so wie die Implementierung, also die Fertigstellung des Prototypen in Kapitel 4 vorgestellt. Das Operationskonzept samt seiner vier Hauptbereiche Laden, Messen, Speichern und Senden, wird in Kapitel 5 dargestellt. Die Versuche und deren Ergebnisse, die zur Verifikation des Konzepts führen, werden in 6.1 erläutert. Die Verifikation anhand der Kombination der Anforderungen und Rahmenbedingungen aus Kapitel 2 und der Ergebnisse der Experimente aus Kapitel 6.1 werden, zusammen mit einer Diskussion ebendieser, in Kapitel 6.1.2 begründet. In Kapitel 7 findet sich eine Zusammenfassung des Projekts mit einem Ausblick auf mögliche Erweiterungen.



Kapitel 1. Einleitung

2 Anforderungen und Rahmenbedingungen

Um am Ende ein fertiges Produkt, ein System, in der Hand zu halten, müssen während des Systementwicklungsprozesses die anfänglich definierten Anforderungen und Randbedingungen im Blick behalten und wenn notwendig, angepasst werden. Anforderungen entspringen der Projektidee, während sich Randbedingungen aus der Umwelt ableiten lassen. Folglich ergeben sich Anforderungen und Rahmenbedingungen an den Prototypen und dessen Subsysteme. Die allgemeinen Anforderungen an den Prototypen an sich müssen in Kraft treten um überhaupt die an den Subsystemen realisieren zu können. Sie müssen technisch erfüllt und durchgeführt werden und stellen somit Top-Level-Anforderungen, gelistet in 2.1, dar. Rahmenbedingungen entstehen beispielsweise aus restriktiven physikalischen, zeitlichen und finanziellen Grenzen des Projekts und des Produkts. Anforderungen hingegen stellen Wünsche und Ziele dar, die die Richtung des Projekts definieren [11].

Tab. 2–1: Nummerierung der Prioritätenverteilung [11]

Nummer	Priorität	Beschreibung
1	must have	Minimalanforderung
2	should have	Anforderung mit hohem Stellenwert
3	nice to have	Maximalanforderung

Die Rahmenbedingungen und die Anforderungen können thematisch untergliedert, siehe Tabelle 2–2, werden und bekommen eine Priorität zugewiesen, siehe Tabelle 2–1. Das *must have* ist unabdingbar, das *should have* wäre gut, muss aber nicht sein und das *nice to have* bezieht sich auf einen Aspekt, der in der Designfreiheit des Entwicklers liegt und nicht notwendig ist [11]. In Tabelle 2–2 sind mögliche Kategorisierungen der einzelnen Anforderungen aufgelistet und sollen helfen die Anforderungen/Randbedingungen in den Anforderungs- und Restriktionskatalogen auf einen Blick zu zuordnen.

Tab. 2–2: Anforderungen thematisch unterteilt

Kürzel	Beschreibung
F	Funktion
P	Performance
G	Geometrie
V	Vorgängerprojekt
B	Budget (finanziell, zeitlich, energietechnisch)
D	Design

Funktionale Anforderungen definieren, welche Aktionen beziehungsweise Funktionen ausgeführt werden müssen, um ein Ziel zu erreichen. Leistungsanforderungen oder Performance-Anforderungen bestimmen, wie gut das System die Funktionen ausführen muss [33]. Ob und inwiefern die Anforderungen erfüllt und die Rahmenbedingungen eingehalten wurden, findet sich zusammengefasst in Kapitel 6.1.2. R steht dabei für *requirement* und C für *constraint*, wobei letztere in der Liste am Ende stehen. Die erste Zahl steht für die Ebene, Ebene 0 sind die Top-Level Anforderungen und Ebene 1 sind die Anforderungen an die Subsysteme. Sie sind nicht hierarchisch geordnet und **R.1.1** ist keine Subanforderung von **R.0.1**. Aus den Anforderungen und Rahmenbedingungen entstehen Arbeitspakete, zu finden in 2.3, die die Strukturierung und Vorgehensweise im Projektmanagement bestimmen.

2.1 Allgemeine Anforderungen und Rahmenbedingungen des Prototypen

In der, zu diesem Abschnitt zugehörigen Tabelle 2–3, finden sich die Anforderungen und Rahmenbedingungen an den Prototypen als Ganzes. Diese sind gleichbedeutend mit Ebene 0, die erfüllt werden müssen, um Lösungswege und eine Konzeptauswahl auf Subsystemebene, Ebene 1, zu ermöglichen beziehungsweise um dem Ziel und den Hintergedanken der TOSS v4.0 Konstruktion gerecht zu werden. In der Tabelle 2–4 finden sich die Top-Level-Anforderungen und in Abschnitt 2.2, die Subsystemanforderungen.

Tab. 2–3: Top-Level Anforderungen und Rahmenbedingungen

ID	Typ	Beschreibung	Priorität
R.0.1	V	Die funktionalen Schnittstellen des TOSS v2.2 müssen beibehalten werden	1
R.0.2	F/P/D	Der physikalische und damit elektrotechnische Hintergrund des Messmoduls muss im neuen Design erhalten werden	1
R.0.3	F/P/D	Die Funktion des Sensors darf nicht durch Eliminieren eines Bauteils eingeschränkt werden	1
R.0.4	B/F	Für den Sensor müssen COTS Komponenten verwendet werden	1
R.0.5	P	Die Anwendung unter Laborbedingungen muss garantiert sein	1
R.0.6	F/P	Die Energiegewinnung des Sensors muss durch Photodioden realisiert werden	1
R.0.7	P	Das System soll zur Übersichtlichkeit in Subsysteme unterteilt werden	2

2.2 Technische Anforderungen und Rahmenbedingungen des Prototypen

In diesem Abschnitt werden die Anforderungen und Rahmenbedingungen, die für spätere Detaillösungen für die Subsysteme des Prototypen notwendig sind, in Tabelle 2–4 und 2–5 aufgelistet. Am Ende finden sich drei Rahmenbedingungen.

2.3 Entstehende Arbeitspakete

In diesem Abschnitt finden sich erforderliche Schritte um die Top-Level Anforderungen und die Subsystemanforderungen zu erfüllen. Diese sind in Tabelle 2–6 aufgelistet und geben einen Einblick in die weiteren Schritte die für die Produktentwicklung wichtig sind. Sie beinhalten Lösungsansätze wie etwas durchgeführt werden kann. Diese müssen nicht systematisch abgearbeitet werden. Sie sollen vielmehr die Abhängigkeiten der einzelnen Aufgaben untereinander aufzeigen.

Tab. 2–4: Subsystemanforderungen und Subsystemrahmenbedingungen

ID	Typ	Beschreibung	Priorität
R.1.1	G	Die kritischen Komponenten müssen im Inneren des Satelliten angebracht sein	1
R.1.2	F/P/D	Das FOV des Sensors muss mindestens 5 von 6 Seiten des Satelliten abdecken	1
R.1.3	D/G/P	Es müssen kleinere gegenüber größeren Formfaktoren bevorzugt werden sofern die Performance nicht gemindert wird	1
R.1.4	D/P/B	Ein Bauteil mit geringerem Innenwiderstand ist bei der Komponentenauswahl zu bevorzugen	1
R.1.5	D/F	Als Energiespeicher muss ein Superkondensator verwendet werden	1
R.1.6	P/B	Die Minimalanforderung an eine Superkondensatorentladung besteht in einem Operationszyklus	1
R.1.7	P/D/G	Verschattungen der Photodioden durch andere Bauteile müssen vermieden werden	1
R.1.8	P/D	Das MPPT muss auf einen Wert von 0,8 eingestellt werden	1
R.1.9	P/D	Die Kaltstartbedingungen des Energy Harvesters müssen rechnerisch erfüllt werden	1
R.1.10	P/D	Die Kaltstartbedingungen des Energy Harvesters müssen experimentell erfüllt werden	1
R.1.11	G	Die Geometrie des Sensors muss an die CubeSat [6] Standards angepasst sein	1
R.1.12	G/D	Die Verschaltung des Sensors muss für einen PocketQube modular anpassbar sein	1
R.1.13	D/P	Der Obergrenze des Operationsbereich des Energy Harvesters muss unter der maximalen Operationsspannung des Superkondensators liegen	1
R.1.14	D/P/G	Das Bluetoothmodul muss durch seine Mindestsendereichweite alle Bauteile in der jeweiligen Geometrie erreichen können	1

Tab. 2–5: Fortsetzung: Subsystemanforderungen und Subsystemrahmenbedingungen

ID	Typ	Beschreibung	Priorität
R.1.15	P/G	Das Speichermedium muss aus einem non-volatilen Speicher bestehen	1
R.1.16	G	Die Versorgungsspannung muss $3,3\text{ V} \pm 2\%$ betragen	1
R.1.17	F/P	Das Energiemanagement des Sensors muss durch einen Energy Harvester der Produktreihe <i>BQ</i> der Firma Texas Instruments realisiert werden	1
R.1.18	P	Das Protokoll des Bluetoothmoduls soll mit Smartphones kompatibel sein	2
R.1.19	G	Es soll eine Kälteschutzisolation erfolgen	2
R.1.20	P/B	Bluetoothmodul, Mikrocontroller und Speicher sollen einen Ruhemodus besitzen	2
C.1.1	P/V	Die Datenmenge pro Sekunde ist aus dem SPI Protokoll des Vorgängers TOSS v2.2 festgelegt	1
C.1.2	P/V	Das Messintervall ist auf $t = 250\text{ ms}$ festgelegt	1
C.1.3	P	Die Sendedauer ist über die Datenrate limitiert	2

Tab. 2–6: Arbeitspakete

ID	Beschreibung
A.1	Es muss ein Schaltplan erstellt werden
A.2	Die Konstruktion des Prototypen muss in einem Leiterplattenlayout dokumentiert sein
A.3	Am Ende der Arbeit muss der entworfene Sensor physisch, also als Platine gefertigt und die Bauteile darauf gelötet, vorhanden sein
A.4	Das Operationskonzept des Sensors muss auf einer Abschätzungsberechnung des Energiebudgets basieren
A.5	Die Voreinschätzung der Experimente muss sich an der Abschätzungsberechnung des Energiebudgets orientieren
A.6	Das Operationskonzept muss in das Laden, Messen, Speichern und Senden unterteilt werden
A.7	Die Funktionsverifikation des Sensors muss in Experimenten aufgezeichnet werden
A.8	Der physikalische Hintergrund des Messmoduls muss im neuen Design passend zur Geometrie skaliert werden
A.9	Es muss eine Schnittstellenanalyse anhand des TOSS v2.2 durchgeführt werden um neue und alte Randbedingungen für den TOSS v4.0 zu identifizieren
A.10	Testschnittstellen müssen zur Überprüfung der Spannungen an geeigneten Stellen am Sensor montiert werden
A.11	Die Minimierung des Energiegewinns durch Verschattung muss durch entsprechende Dioden verringert werden
A.12	Die Raumfahrttauglichkeit des Prototypen kann in Betracht gezogen werden

3 Grundlagen

3.1 Photodioden

Energiegewinnung aus Photodioden findet vor allem bei Anwendungen statt, die sich selbst eine Systemlebenszeit erhalten müssen, deren Batterien nicht manuell ausgetauscht werden können, die sich mit Sicherheit im Sonnenlicht befinden oder bei denen eine andere Stromversorgungsart zu teuer oder unmöglich wäre [30]. Photodioden, die nichts anderes als kleine Solarzellen sind, wandeln Sonnenenergie in elektrische Energie um und bestehen aus dotierten Halbleitern. Auf die reaktive Fläche eintreffende Photonen erzeugen Elektronen-Loch-Paare und die Elektronen werden zum n-Kontakt und die Löcher zum p-Kontakt befördert [3]. Diese Energieumwandlung nennt sich *Photoelektrischer Effekt*. Licht, das auf eine Photodiode trifft, kann absorbiert, reflektiert oder durchgelassen werden, wobei allerdings nur der absorbierte Teil Elektrizität generiert [29]. Im Kurzschlussbetrieb fließt ein Photostrom I_k durch die Solarzelle, der proportional zur eingestrahlten Leistung Φ_e ist, die wiederum der Strahlungsintensität mal der bestrahlten Fläche entspricht [3]:

$$I_k \propto \Phi_e = E_{real}A \quad (3-1)$$

Die verwendeten Photodioden des TOSS v4.0 sind Positive Intrinsic Negative (PIN) Photodioden [8] aus Silicium. PIN-Photodioden besitzen zwar eine große Infrarot (IR) Empfindlichkeit, reagieren aber nicht so schnell wie andere Photodiodenarten. Es werden die Ladungsträger im Siliciumkristall durch Lichtquanten (Photonen) herausgelöst und es entsteht eine elektrische Spannung, beziehungsweise ein Photostrom. Bei der pn-Dotierung werden somit die Elektronen zur Negative (N) Seite und die Löcher zu Positive (P) Seite transportiert. Beim Betreiben der Diode mit offenen Enden lädt sich die p-Seite positiv und die n-Seite negativ auf und an den Enden ist die Leerlaufspannung U_L messbar. Werden die Enden der Photodioden kurzgeschlossen, dann kann man im äußeren Stromkreis den Photostrom I_K , der negativ ist, weil er die Richtung eines Sperrstroms besitzt, abgreifen. Diese Zusammenhänge lassen sich gut in Grafik 3–1 erkennen, wobei der Betrieb bei negativer Spannung Diodenbetrieb heißt, während der rechte Bereich dem Photoelementmodus entspricht, der für Photovoltaikanlagen genutzt wird.

Um als Intensitätssensor zu agieren, wird die Diode im Kurzschlussmodus, also bei geringer Spannung, nahe am Kurzschlussstrom beschrieben. Der Photostrom I_{ph} kann mittels dieser Formel beschrieben werden [3]:

$$I_{ph} = e\dot{N}\eta(\lambda) \quad (3-2)$$

Der Photostrom hängt also vom Wirkungsgrad der Quantenausbeute in Abhängigkeit

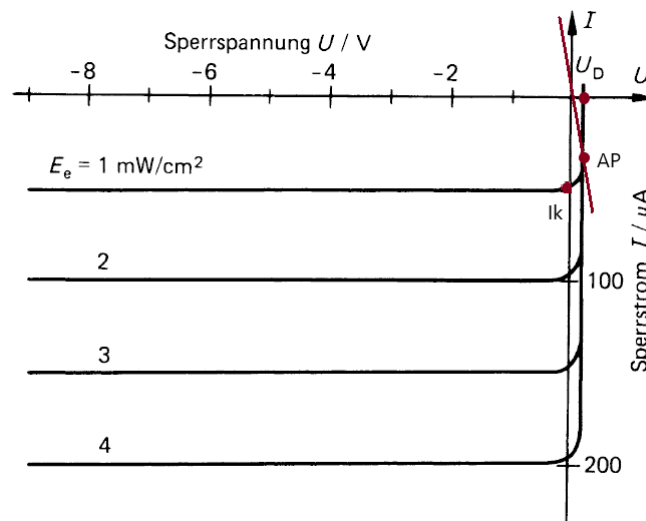


Abb. 3–1: Kennlinienfeld einer Photodiode [3] über verschiedene Bestrahlungsstärken - in rot eine Arbeitskennlinie mit Arbeitspunkt (AP)

der Wellenlänge und vom Photonenfluss $\dot{N}$, der wiederum linear mit der absorbierten Strahlungsleistung Φ_e zusammenhängt, ab.

$$\dot{N} = \Phi_e / (hf) \quad (3-3)$$

Entscheidend dafür, wie groß die absorbierte Strahlungsleistung ist, ist die Grenzwellenlänge λ_g des verwendeten Solarzellenmaterials und die spektrale Bestrahlungsstärke $E_{e,\lambda}$, die durch die Atmosphäre verringert wird. In Abbildung 3–2 ist diese spektrale Bestrahlungsstärke der Sonne bei verschiedenen atmosphärischen Bedingungen abgebildet. Außerhalb der AM0, was der Zone außerhalb der Lufthülle entspricht, gleicht die Verteilung näherungsweise der eines schwarzen Strahlers mit $T = 5960 \text{ K}$. Je nach Weglänge und Einfallswinkel der Strahlen werden die AM Einordnungen definiert. Eine senkrechte Bestrahlung entspricht der AM1.5. Strahlung die eine kleinere Wellenlänge als beispielsweise λ_g besitzt, wird zwar absorbiert, aber in Wärme umgewandelt. Eine Möglichkeit die Effizienz einer Solarzelle zu erhöhen liegt folglich darin, unterschiedliche Materialien mit verschiedenen λ_g zu vereinen, wie dies bei einer GaAs/Si Zelle der Fall ist. Hier liegt der Wirkungsgrad bei fast 31 % [3].

Die ideale Diodenkennlinie aus Abbildung 3–1 kann mittels der Shockley'schen Gleichung, das ist der vordere Teil der Gleichung 3–4 abzüglich des Photostroms, formuliert werden. I_S ist dabei der Sperrsättigungsstrom [3]:

$$I = I_S (e^{eU/(kT)} - 1) - I_{ph} \quad (3-4)$$

Für ideale Solarzellen wird die Kennlinie oft in den ersten Quadranten von 3–1 gelegt und somit ergibt sich mit dem Kurzschlussstrom I_k :

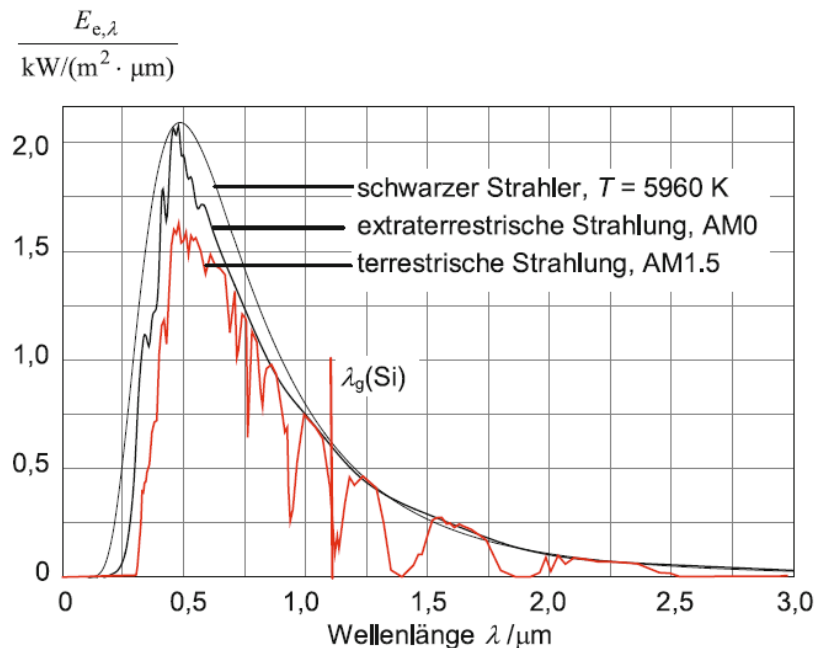


Abb. 3–2: Spektrum der solaren Bestrahlungsstärke über die Wellenlänge [3] - als schwarzer Strahler und bei unterschiedlichen atmosphärischen Bedingungen (AM0 und AM1.5)

$$I = I_k - I_S(e^{U/(kT)} - 1) \quad (3-5)$$

Bei dieser mathematischen Darstellung fehlen allerdings noch Leckströme und Verluste durch den ohmschen Widerstand des Halbleitermaterials. Im Leerlauf ($I = 0$) ist die Leerlaufspannung bei Beleuchtung an den Enden der Diode abgreifbar. Die Leerlaufspannung wächst somit logarithmisch:

$$U_L = \frac{kT}{e} \ln\left(\frac{I_{ph}}{I_S} + 1\right) \quad (3-6)$$

Diese Zusammenhänge sind in Abbildung 3–3 in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke E_v bei Bestrahlung einer Silizium Photodiode mit Normlicht A zu erkennen. Die Eigenschaften von Solarzellen sind temperaturabhängig und mit steigender Temperatur steigt der Kurzschlussstrom leicht, während die Leerlaufspannung abnimmt [3].

Silizium ist ein häufiges Grundmaterial für Photohalbleiter, da es auf sichtbares Licht und nahes Infrarot besonders gut reagiert. Des Weiteren besitzt es einen geringen thermisch aktivierten Dunkelstrom, der auch in Schattenphasen fließt. Darüber hinaus ist es kostengünstig [3].

Im folgenden wird der **Aufbau von Photovoltaikanlagen** beschrieben. Solarenergiesysteme bestehen aus mehreren Komponenten. Aus den in Reihe und in Serie geschalteten Solarzellen. Wenn es sich um ein aktives System handelt, aus einem Sonnenverfolgungssystem und einem Motorpositionsregler, einer MPPT Vorrichtung, aus

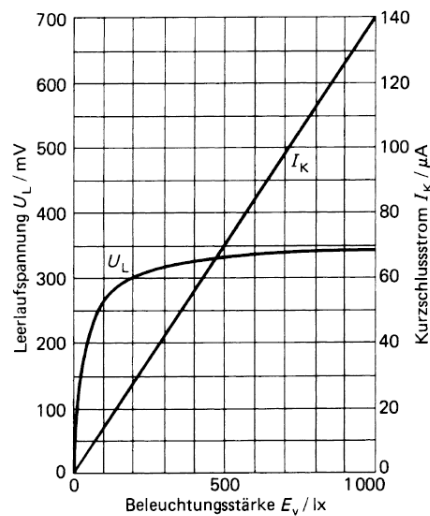


Abb. 3–3: Kurzschlussstrom I_K und Leerlaufspannung U_L einer Photodiode in Abhängigkeit der Beleuchtungsstärke E_v [3]

Batterien und einem DC/AC, Direct Current (DC) und Alternating Current (AC), Wandler falls der Strom in das Netz eingespeist werden soll [29]. Der MPPT Vorrichtung kommt die Aufgabe zu, die Energieausbeute zu maximieren. Dies kann durch mehrere Techniken und Algorithmen geschehen, näheres findet sich in Kapitel 4. Bei der Auslegung von Photovoltaikanlagen sind gewisse äußere Faktoren zu beachten: Die Dauer an Tageslicht, mögliche Verschattungsszenarien, die Abdeckung durch etwas wie Schnee oder Dreck, die Konsequenzen der Operation bei großem Breitengrad und die Strahlungsintensitätsänderungen durch Höhe oder Wetter [30]. Diese Faktoren sind durch die Anwendungsumgebung, in diesem Fall ein Weltraumorbit, gegeben und müssen dementsprechend umgemünzt werden. Allerdings treten im Allgemeinen noch weitere Faktoren auf, an die das jeweilige Design adaptiert werden muss. Fehlanpassungsverluste treten häufig in Solaranlagen auf und bringen einen Energieverlust mit sich. Diese Verluste können durch permanente Quellen, wie Herstellungsfehler, oder temporäre, wie partielle Verschattung, hervorgerufen werden. Fehlanpassungsverluste in den Kennlinien der einzelnen Photoelemente manifestieren sich in den folgenden vier Mechanismen [34]:

- Der globale Maximum Power Point (MPP) ist nicht kohärent mit denen der individuellen Photoelemente.
- Das MPPT ist durch die Existenz mehrerer MPP fehlgeleitet.
- Die Bypass-Dioden sind an und es fällt Spannung an ihnen ab.
- Es gibt Rückströme in der Anlage.

Diese Verluste werden im Laufe der Zeit, mit fortgeschrittener Degradation der Zellen immer größer [35]. In [7] werden als weitere Quellen schlecht verlötete Zellen, nicht uniforme Strahlung, Temperaturvariationen und Schäden an den Zellen hinzugefügt. Einige Schäden treten während des Herstellungsprozesses auf und verändern zum Beispiel den Serienwiderstand und den Sperrsättigungsstrom [36]. Die Herstellungsqualität kann

nicht beeinflusst werden, wohl aber die Qualität des Lötvorgangs. Fehlanpassungsverluste können durch ein entsprechendes Design, eine entsprechende Verschaltung, der Anlage gemindert werden.

Dadurch, dass es bei Anwendung von Photodioden, immer zu Szenarien mit partieller Verschattung kommt, wird auf Gegenmaßnahmen um Verluste beziehungsweise Funktionsbeeinträchtigungen des Photomoduls des TOSS zu vermeiden, eingegangen. Um die Photodioden, beziehungsweise Photopanele, bestehend aus mehreren Photodioden zu schützen, werden Bypass-Dioden parallel geschaltet. Denn, wenn die Spannung negativ, beispielsweise durch Verschattung, wird, wird die Bypassdiode, die eine alternative Leitung für den Strom schafft, aktiviert [7]. Die Voraussetzung hierfür ist, dass jedes Panel das verschattet werden kann, eine Bypass-Diode besitzt. Eine negative Spannung wird durch einen Diodenstrom, der geringer als der Kurzschlussstrom ist, hervorgerufen [37]. Wenn eine solche Bypass-Diode aktiviert ist, ändert sich die Anzahl der aktiven Photodioden in einem Strang und impliziert einen Rückstrom der durch eine Sperrdiode am Ende des Stranges abgefangen wird. Wenn eine Photodiode im Rückwärtsmodus statt im vorgesehenen Vorwärtsmodus betrieben wird, beginnt die Zelle Energie durch Wärme zu dissipieren und es kann zu einem thermalen Breakdown, einem sogenannten Hot Spot führen [7]. Solarzellen werden immer mit einem MPPT betrieben, der es erlaubt ein Maximum an Leistung aus dem nichtlinearen Verhalten der Solarzelle zu ziehen. Hierbei wird durch eine elektronische Schaltung der Lastwiderstand so angepasst, dass der effektivste Betrieb möglich wird. Je nach Gütegrad der Zelle besitzt die Fläche, die durch die MPP-Spannung und den MPP-Strom eingeschlossen wird, einen Füllfaktor von 70 % - 85 % [3]. Es gibt verschiedene Arten den Punkt der maximalen Leistung zu berechnen, beziehungsweise zu finden. Unter anderem die Methode der konstanten Spannung oder die der steigenden Konduktanz. Jede Methode ist in einer entsprechenden Konfiguration am sinnvollsten [38].

3.2 Superkondensatoren

Superkondensatoren sind Doppelschichtkondensatoren, die die kapazitiven Eigenschaften der Flüssig-Fest-Grenzfläche ausnutzen, also die elektrochemischen Vorgänge zwischen einem flüssigen Elektrolyt und einer Elektrode, um Energie zu speichern [39]. Typischerweise wird der Energiebedarf für kleine Satelliten aus wiederaufladbaren Batterien, wie Nickel-Cadmium Zellen oder Lithium-Ionen (LI) Batterien bezogen. Diese Applikationen besitzen eine hohe Energiedichte, allerdings sind die Batteriegrößen beschränkend und ein Superkondensator stellt eine gute Alternative dar [40]. Superkondensatoren stellen eine Brücke zwischen Batterien und konventionellen Kondensatoren dar [32]. Diese können infolge ihres geringeren inneren Widerstands eine hohe Leistung abgeben und besitzen eine hohe Energieeffizienz. Des Weiteren kommt es zu keinen chemischen Reaktionen und im Vergleich zu LI Batterien besitzen sie einen weiten operativen Temperaturbereich. Zusätzlich kann man durch die Spannung direkt Aussagen über den State Of Charge (SOC) treffen. Durch diese Eigenschaften wird die Lebensdauer des Systems erhöht. Für manche Weltraummissionen kann die um den Faktor 2 – 20, bezüglich anderer aufladbarer chemischer Batterien, kleinere Energiedichte zur Beschränkung werden [40].

3.3 Mikrocontroller

Mikrocontroller sind hochintegrierte, digitale, komplexe Schaltkreise auf deren Grundlage leistungsfähige Rechnersysteme implementiert werden. Sie enthalten alle Bausteine die zur Realisierung eines Computers nötig sind: Eine Central Processing Unit (CPU), einen Speicher und Ein- beziehungsweise Ausgabeeinheiten. Sie sind kompakt gebaut und preiswert. Typische Einsatzgebiete sind Regelungs- und Steueranwendungen. Die Programmierung eines Mikrocontrollers kann in einer Hochsprache oder in Assembler erfolgen und hat das Ziel definierte Befehle von der CPU ausführen zu lassen. Neben der CPU enthalten viele Mikrocontroller eine Vielzahl an verschiedensten Peripheriekomponenten mit unterschiedlichen Aufgaben. Diese unterscheiden sich im Hinblick auf die im System eingebetteten Bauteile und Funktionen. Jeder Microcontroller (MC) besitzt sogenannte Ports. Diese Ports können durch entsprechende Programmierung als digitale Ein- oder Ausgänge verwendet werden. Timer sind ebenso wie Ports Standardkomponenten eines MC. Ihnen kommen sehr vielfältige Aufgaben wie die Funktion als Frequenzzähler oder als Erzeuger von Signalen, zu [41].

3.4 Bluetooth als Kommunikationsmöglichkeit

Daten ohne Kabelverbindungen zu übertragen kann sich, vor allem im mobilen Umfeld, als sehr praktisch erweisen. Dafür eignet sich die Bluetooth Funktechnologie besonders gut. 2010 wurde die in dieser Arbeit verwendete BLE4.0 Technologie auf den Markt gebracht und erweitert den Bluetooth Standard um eine *Low Energy* Option, die unter *Bluetooth Smart* vermarktet wird [42]. Dieser relativ neue Standard wurde recht schnell von vielen Geräten übernommen und wurde damit schneller adaptiert, als andere Kabellos-Technologien im selben Stadium ihrer Veröffentlichung [43]. Die schnellste Datenrate kann erreicht werden, wenn nur zwei Geräte miteinander kommunizieren und nur eines davon eine größere Datenmenge überträgt. Um derartige Übertragungsraten zu erreichen, benutzt Bluetooth einen Kanal im 2.4 GHz Industrial Scientific and Medical (ISM) Band mit einer dazugehörigen Bandbreite von 1 MHz. Die Reichweite bestimmt das Endgerät mit der geringeren Leistungsklasse. Die Klasse 1 kann beispielsweise einen maximalen Radius von $r = 100$ m erreichen und sendet mit bis zu 100 Milliwatt. Sicherheitsmechanismen spielen bei der Bluetoothtechnik eine wichtige Rolle, was zur Folge hatte, dass Mechanismen zur Authentifizierung in den Standard aufgenommen wurden [42].

3.5 FRAM Speicher

FRAM Speicher gehören zu den nicht flüchtigen Speicherarten und verlieren ihren Inhalt nicht, wenn ihre Versorgungsspannung unterbrochen wird. Sie sind in ihrem Aufbau den Dynamic Random Access Memory (DRAM) ähnlich und bieten die selbe Funktionalität wie Flash Speicher [3]. Diese Speicherart erweist sich als geeigneter Kandidat für Weltraumanwendungen, da er besonders strahlungsresistent ist [44]. Ein ferroelektrischer Kristall weist eine Polarisierung (bedeutend mit einem elektrischen Dipolmoment pro Volumeneinheit) auf, auch wenn kein elektrisches Feld extern angelegt ist. Die Richtung der spontanen Polarisierung kann durch ein derartiges Feld umgekehrt

werden. In einem FRAM wird die Information durch gerichtete Polarisierung einer ferroelektrischen Schicht gespeichert und kann durch Umkehrung des Vorgangs wieder ausgelesen werden. Ermüdung tritt ein, wenn die remanente Polarisierung aufgrund von sehr vielen Umkehrzyklen klein wird [45].

3.6 Feldeffekttransistoren und Bipolartransistoren

Bipolare NPN Transistoren, wie einer in 4.2.2.2 bei der Ausgangsspannungsschaltung des Harvesters verwendet wurde, bestehen aus drei unterschiedlich dotierten Schichten, nämlich einer N, einer P und dann wieder einer N dotierten Schicht. Die Basis ist am P-Bereich angeschlossen, der Kollektor und der Emitter jeweils an einer N-Schicht. Über die P-Schicht gelangen Ladungsträger in den Kristall und machen ihn leitfähig. Ein kleiner Basisstrom steuert einen großen Hauptstrom in Kollektor-Emitter-Richtung, wobei U_{CE} positiv ist. Ein bipolarer Transistor ist damit stromgesteuert [46]. In Abbildung 3–4 kann man die einzelnen Ströme und Spannungsniveaus erkennen.

MOSFET sind eine Sonderform der Transistoren und werden auch unipolare Transistoren genannt. Sie besitzen einen Kanal aus Halbleitermaterial, auf dem quer zur Stromrichtung ein elektrisches Feld entsteht, welches den Querschnitt des Kanals ändert und damit den Stromfluss regelt. Im Field-Effect Transistor (FET) wiederum steuert eine Spannung den Strom. Es gibt vier Grundbauformen an MOSFET. Einen PMOS und einen Negative Metal-Oxide-Semiconductor (NMOS) Typus und davon jeweils eine selbstsperrende und eine selbstleitende Variante. Hier interessiert im speziellen ein selbstsperrender PMOS, bei dem an *Source* die Systemlast hängt, und *Drain* geerdet ist, wie in Abbildung 3–5 ersichtlich. Wenn keine Spannung zwischen *Gate* und *Source* herrscht, sperrt dieser. Sobald die Spannung am *Gate* negativ wird, wie im Falle des im TOSS v4.0 verbauten, dann aktivierten NPN-Transistors, ist der *Source-Drain*-Kanal geöffnet und Strom fließt (technische Stromrichtung) [46].

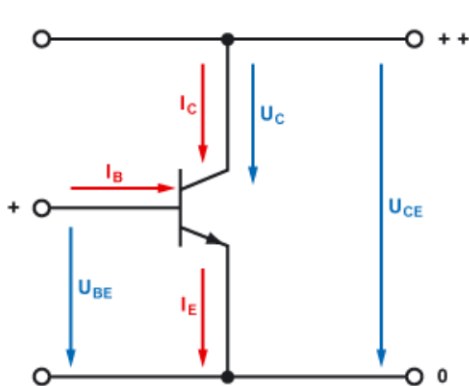


Abb. 3–4: NPN Transistor [4] mit den Strömen in rot und den positiven Spannungsniveaus in blau

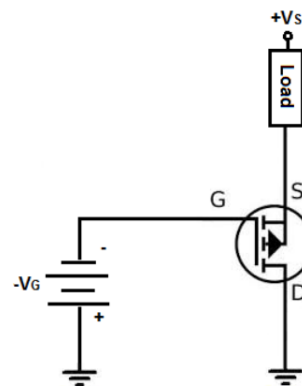


Abb. 3–5: PMOS normalsperrend [5] mit der Systemlast an *Source*



Kapitel 3. Grundlagen

4 Design und Implementierung

Dieses Kapitel befasst sich mit den Hintergründen des elektrischen Schaltplanes und der Platinengestaltung. Wobei der Designteil, den Schaltplan, und die Implementierung, das Platinenlayout, beinhaltet. Es handelt sich hierbei um eine Anpassungskonstruktion, bei der typischerweise auf einem vorangegangenen Konzept aufgebaut wird und dabei auch viele Bauteile übernommen werden [47]. Damit dies realisiert werden kann, darf die Versorgungsspannung, auch in Anforderung **R.1.16** festgesetzt, nicht viel von den 3,3 V abweichen. Um das System in Hauptbauteilgruppen zu unterteilen, wird das Top-Down Prinzip angewandt. Anschließend wird das erweiterte Konzept der vierten Version des TOSS vorgestellt. Das Löten der elektrischen Bauteile wird in 4.3 beschrieben.

4.1 Systembeschreibung

Dieser Abschnitt widmet sich der Funktionsbeschreibung der einzelnen relevanten Komponenten und stellt deren Beziehungen zu den anderen Bauteilen dar. Die Operationsmöglichkeiten des Sensors reichen von einem Stand-Alone Modul bis hin zu einer Anwendung in einer Mehrfachsensoren-Konfiguration und soll als Ersatz oder als System, an Stelle von gegenwärtigen kommerziellen Produkten eingesetzt werden [10]. Die zweitgenannte Operationsvariante äußert sich im TOSS v3.0 Modell, dazu gedacht, an allen sechs Seiten eines Satelliten angebracht zu werden. Sowohl dieses Modell, als auch der TOSS v2.2 sind, da sie in erster Linie als sogenanntes *Proof of Concept* gedacht sind, nicht autonom, ohne äußere Stromzufuhr, betreibbar. Die Idee hinter dem TOSS v4.0 ist allerdings eine andere. Hier soll der fertige Prototyp modular als ADS in einem Nanosatelliten verbaut werden können, ohne dass sich der Satellitenbetreiber Gedanken über dessen Stromversorgung machen muss. Das Ziel ist es, wie in 1.3 beschrieben, ein kostengünstiges, einfach zu verbauendes ADS zu entwickeln, das basierend auf dem CESS als grober ADS Sensor dienen soll, ohne großen Implementierungsaufwand auf Nutzerseite. Mit diesem Hintergrund mussten einige Veränderungen am TOSS v2.2 vorgenommen werden, die im Folgenden kurz angerissen werden und in den folgenden Abschnitten näher erläutert werden.

Die Differenzen der Prototypen erschließen sich, wenn man die zwei Schaltpläne der Prototypen, die sich einerseits bei 1–1 und andererseits bei 1–3 finden, vergleicht. Die größten Differenzen zeigen sich im Photomodul, das das Solarmodul und den Energy Harvester enthält, und den nötigen Energieverbrauch des Systems kompensiert. Dieses ist im TOSS v2.2 Modell nicht vorhanden. Dessen Entwurf war einerseits von der Geometrie, deren Anforderungen in Abschnitt 4.2.1 zu finden sind, und des Arbeitsprinzip des TOSS an sich, geprägt. Zusätzlich erhielt der Prototyp ein Bluetoothmodul, im Vorgänger auch nicht existent, mit dem Daten empfangen und gesendet werden können, eine dazugehörige externe Steckverbindung zur Programmierung und einen FRAM Speicher, der die aufgenommenen AD Daten zwischenspeichert und in der Version 2.2 fehlt. Geändert wurden die Temperatursensoren und die Photodioden, die an die Geometrie angepasst wurden, und die Stromversorgungswahlschaltung. Aus dem alten

Design wurde lediglich der sogenannte Main-Board Stecker gestrichen.

Die Baugruppen des aktuellen Systems können wie in Abbildung 4–1 visualisiert, in sechs Hauptgruppen unterteilt werden:

- das **Bluetoothmodul**
- die **Mikrocontrollereinheit**
- der **FRAM Speicher**
- das **Messmodul**
- die **Switch/Protect/LED Einheit**
- und das **Solarmodul**

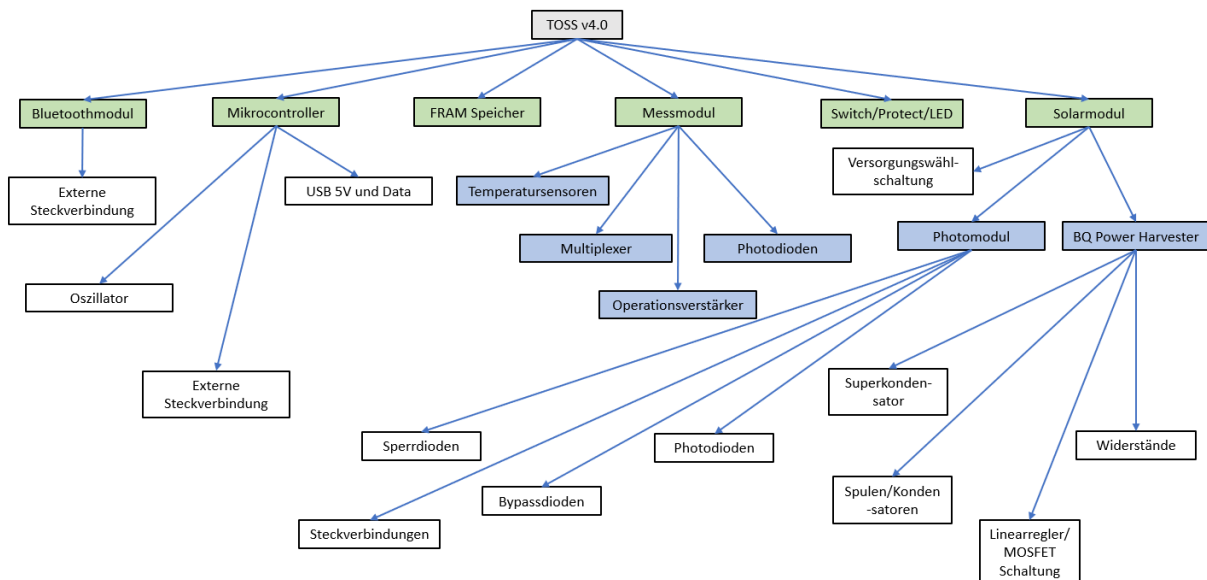


Abb. 4–1: Aufschlüsselung der Baugruppen des TOSS v4.0 Sensors

Diese Gliederung wurde nach dem Prinzip der Funktionstrennung erstellt, wobei man sich sowohl an der elektrischen Nähe am Schaltplan, als auch an der Zusammenfassung von Bauteilgruppen, wie der Switch/Protect/LED Einheit, die keine Funktionsuntergruppen anderer Bauteile sind, orientiert hat.

Um genaue Kenntnis über die fehlenden gewünschten Eigenschaften des TOSS v2.2 zu erhalten und mit diesem Wissen den vierten Prototypen zu entwerfen, wurde die Produktarchitektur als Zusammenführung von Funktion und physischer Struktur in 4–2 verarbeitet. Ein Produktstrukturplan ist bei einer Anpassungskonstruktion besonders wichtig [47]. Links in der Abbildung ist der funktionale, abstrakte und rechts in grün der physische, reale Zugang zu sehen. Die links stehende Gesamtfunktion, die dem endgültigen einsatzfähigen Prototypen entspricht, wird in weitere Einzelfunktionen aufgeteilt. Von rechts wird der TOSS v4.0 in Unterbaugruppen differenziert, die teilweise selbst noch einmal getrennt werden. Schließlich wurden die Funktionen mit den Komponenten und umgekehrt, gemäß [48], verbunden. Deutlich erkennbar sind die Funktionen, die die

Strategie der Lage- und Positionsbestimmung des Sensors direkt betreffen. Es können sechs von neun Hauptfunktionen, erkennbar dadurch, dass sie das Wort Daten beinhalten, dem zugeordnet werden. Die Funktion Kontrolllampe/Reset-Schalter ist eine Fusion aus nicht weiter zuordenbaren Funktionen. Die letzten zwei Schlagwörter beschäftigen sich mit dem Energiekonzept und werden in die Energieverwaltung/-regelung und in die Energieerzeugung aufgeteilt.

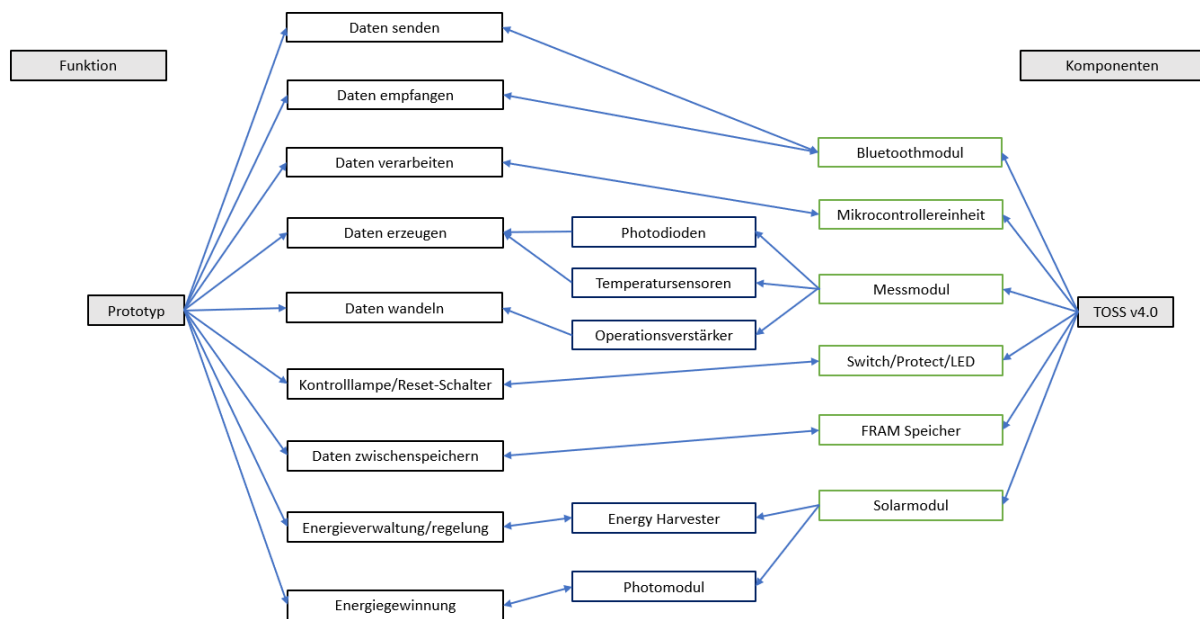


Abb. 4–2: Produktarchitektur als Zusammenführung von Funktion und physischer Struktur

Die Einteilung der Komponentengruppen und der Funktionen, die jedes einzelne Bauteil erfüllt, wurden in Abbildung 4–3 zusammengeführt und um die Eingänge und Ausgänge des jeweiligen Subsystems erweitert. Die grün-gelben Blöcke greifen die Hauptgruppen, die man aus Abbildung 4–1 kennt, auf, während die blau-gelben Kästen die Sub-Komponenten illustrieren. Die einfachen Pfeile behandeln die Gruppenebene in der sich die Elemente befinden. Die weißen Pfeile, die schwarz umrandet sind, definieren den Versorgungsstromfluss und die schwarz-unterbrochenen weisen auf den Datenfluss, der für die Arbeitsweise des Sensors kennzeichnet, hin. Die folgenden Erläuterungen sollen einen Überblick über den Hintergrund der Komponentenkomplexe geben. Technische Informationen finden sich in den folgenden Unterkapiteln.

Der FRAM Speicher ist demnach durch seinen Datenfluss von und zum Mikrocontroller geprägt. Die Lage- und Positionsdaten werden so lange gespeichert, bis der Mikrocontroller dem Speicher das Signal gibt, diese verfügbar zu machen. Diese werden dann an das Bluetoothmodul weitergeleitet und nach dem Senden gelöscht, um neuen Speicherplatz für die aktuell gemessenen Daten zu schaffen.

Die Mikrokontrollereinheit ist die zentrale Datenverarbeitungskomponente, die aber auch den Sende- und Empfangsprozess 5.4 des Bluetoothmoduls und den Speicherprozess 5.3 koordiniert. Der Lade- 5.1 und Messprozess 5.2 lässt sich nicht direkt

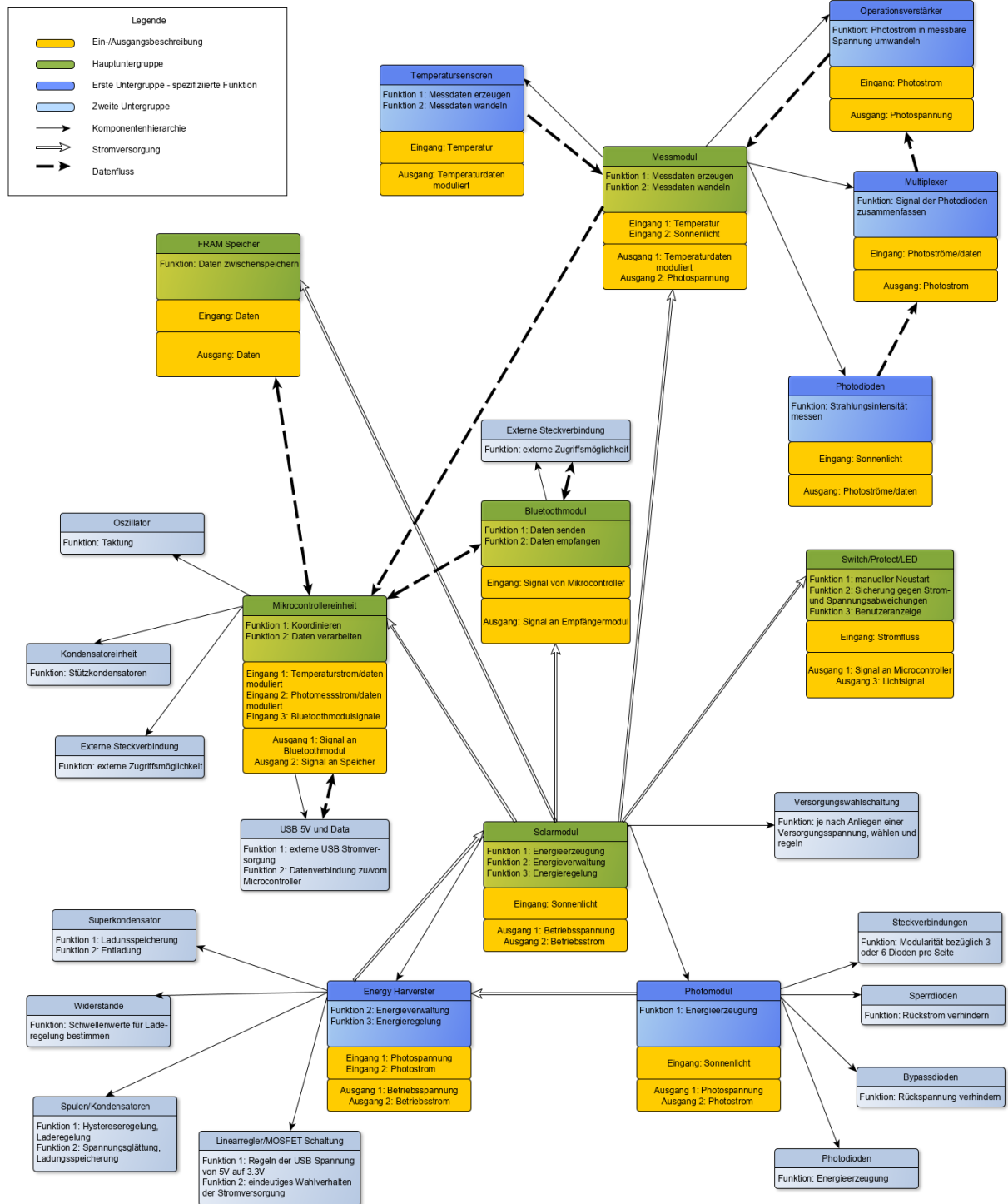


Abb. 4–3: Blockdiagramm der einzelnen Komponentengruppen mit Funktionsspezifikation, Datenflüssen, Stromversorgungspfad und Ein- und Ausgangsvariablen

beeinflussen. Zu der Mikrocontrollereinheit gehört auch ein Kristalloszillator und eine externe Steckverbindung mit der die Initialprogrammierung des Mikrocontrollers und eine Datenabnahme auf ein externes Gerät durchgeführt werden kann. Mittels USB Stecker kann eine Versorgungsspannung von 5V angelegt werden und es können Daten abgerufen werden.

Das Bluetoothmodul verkörpert die Schnittstelle, die für den späteren Benutzer am wichtigsten ist. Hierüber werden die relevanten Daten, die der Satellit durch Einbau des TOSS gewinnen möchte, verschickt und können an die entsprechenden Elemente im Satelliten, die aus den Daten Konsequenzen ziehen, weitergeleitet werden. Das Modul wird im Slavebetrieb, welcher in Abschnitt 5.4 spezifiziert ist, genutzt. Eine externe Steckverbindung stellt eine Zugriffsmöglichkeit von außen sicher. Jene kann genutzt werden um das Modul neu zu konfigurieren, Sendekonzeptänderungen umzusetzen oder um direkt mit dem Modul zu kommunizieren.

Die Switch/Protect/LED Einheit ist eins zu eins aus dem alten Schaltplan 1–1 übernommen worden. Es ist auch hier als sinnvoll zu erachten, die Mikrocontrollereinheit sicher manuell neu starten zu können. Die LEDs, die anzeigen ob der Mikrocontroller in Betrieb ist, beziehungsweise ob das System mit Strom versorgt ist, haben eine nicht zu unterschätzende Rolle im Unterbinden von menschlichen Fehlern, die auftreten, wenn man sich nicht über den Zustand des Systems im klaren ist [26].

Das Messmodul umfasst die Temperatursensoren [28], die Messphotodioden, einen Multiplexer und einen zweistufigen Operationsverstärker. Aus vier Temperatursensoren, Festkörperschaltkreise, wurden im neuen Design zehn Sensoren. Zwei parallele, im kompakten μ -SOP (Small Outline Package) Paket und die restlichen acht als TO–92 Paket mit drei externen Beinchen. Jene arbeiten mit dem 1-Wire Prinzip, das sich durch minimale elektrische Verbindungen auszeichnet [49]. Die Messphotodioden und die Photodioden zur Energieerzeugung sind von der selben Bauart [8]. Das Modell, das die Strahlungsintensität und den Einfallswinkel in Relation zum Photostrom setzt, wurde in Kapitel 4 von [2] thematisiert. Der Photostrom der von jeder der fünf PIN-Dioden produziert wird, gelangt einzeln in einen Multiplexer [50] der ein einzelnes Ausgangssignal produziert, das wiederum an den Operationsverstärker weitergeleitet wird. Der Operationsverstärker wandelt den Photostrom über zwei Stufen in eine Photospannung um, die dann an den Mikrocontroller weitergeleitet und dort verarbeitet wird.

Dem Solarmodul kommt die Aufgabe zu, Energie aus Sonnenlicht für das komplette System zu erzeugen. Mittels dem BQ25570 Energy Harvester, der dafür ausgelegt ist, Milli- bis Microwatt Leistung aus Hochimpedanzgleichstromquellen, wie Photovoltaikmodulen zu ziehen [51], erfolgt die Laderegulierung und Energieverwaltung. Das Photomodul beinhaltet, je nach Konfiguration, siehe Abschnitt 4.2.1, insgesamt entweder 24 oder 12 Dioden. Diese zwei Konfigurationsmöglichkeiten können mittels Steckverbindungen getestet und verifiziert werden. Bypassdioden verhindern eine Rückspannung [37], die bei verschatteten Zellen, was sich im TOSS v4.0 Design gut vorher sehen lassen, auftritt. Sperrdioden in einer Photovoltaikanlage haben den Sinn Rückströme am Ende jedes Stranges zu vermeiden [37]. Da sich Bypass- und Sperrdioden aber physikalisch nicht unterscheiden und die *Smart Bypass Dioden* einen wesentlich geringeren Leistungs-

verlust im Vergleich zu Schottky Dioden aufweisen [52], wurden in diesem Design die gleichen verwendet. Der Energy Harvester stellt die zentrale Verwaltungseinheit des Solarmoduls dar und wird später detaillierter in Abschnitt 4.2.2.2 erläutert.

4.2 Design

In diesem Abschnitt wird im Detail auf die technischen Ausführungen des TOSS v4.0 Designs eingegangen. Die elektrischen Ausführungen der Module finden sich im Schaltplan 1–3 des TOSS v4.0, im Anhang. Die Pläne des TOSS v3.0 und v2.2 finden sich in 1–2 und 1–1.

4.2.1 Geometrie

Die geometrischen Möglichkeiten und Anforderungen an den Sensor bestimmen maßgeblich Faktoren wie, Größe der Platine, Positionierungsoptionen und Anzahl der energieproduzierenden Photodioden und das spätere Einsatzgebiet des Sensors. Die ganzheitlichen Anforderungen an den Prototypen finden sich in Abschnitt 2.2. Die Auswirkungen der Geometrie auf das Solarmodul wird im Abschnitt 4.2.2 behandelt.

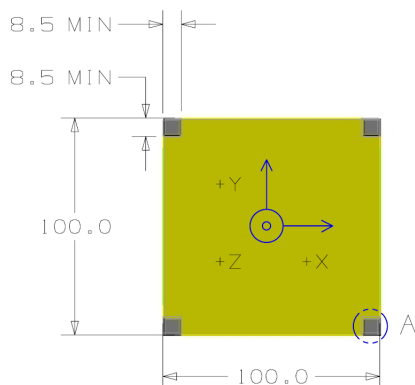


Abb. 4–4: CubeSat Geometrie aus [6] mit einer minimaler (min) Säulenstärke von 8,5 mm - die Maße sind in Millimetern gegeben

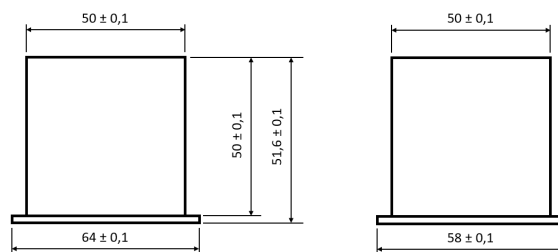


Abb. 4–5: PocketQube Geometrie - die Maße sind in Millimetern gegeben

Der TOSS ist für kleine Satelliten gedacht. Das Interesse an kleinen Satelliten, insbesondere an solchen die weniger als $m = 10$ kg wiegen, ist, sowohl im Hobby- und Universitätsbereich als auch im kommerziellen Sektor, in den letzten Jahren stark gestiegen [15]. Daher wurde entschieden das Konzept des TOSS v4.0 auf die geometrischen Restriktionen von CubeSats beziehungsweise PocketQubes zu determinieren. Hierbei wurde das Design des TOSS v4.0 auf die *CubeSat Design Specifications* [6] festgelegt. Da die Richtlinien für PocketQubes [53] für kleinere Geometrien als die der CubeSats ausgelegt sind, konnten die zwei Ideen verbunden werden. Beide Formate sind quadratisch in der geplanten Einbauebene und man kann die Ziellandwendung wechseln, indem man die Anzahl an Photodioden anpasst. Um Vergleichbarkeit zu schaffen wurde die CubeSat 1U Einheit, Abbildung 4–4, und die PocketQube 1P Einheit, Abbildung 4–5,

ausgewählt. Die Abbildungen sind nicht maßstabsgetreu sondern als rein schematisch anzusehen.

Da der Sensor in der xy-Ebene der CubeSat Geometrie und in der zur Befestigungsebene parallelen Ebene des PocketQube eingebaut werden soll, wie in Abbildung 4–6 anhand der blau-schraffierten Fläche dargestellt ist, handelt es sich nur um ein Skalierungsproblem. Wie in Abbildung 4–5 zu sehen ist, sind in den PocketQube Standards keine Eckpfeiler definiert, deshalb wurde die Struktur eines QubeSats übertragen. In Abbildung ist das *äußere Maß* 96 mm und das *innere* 83 mm.

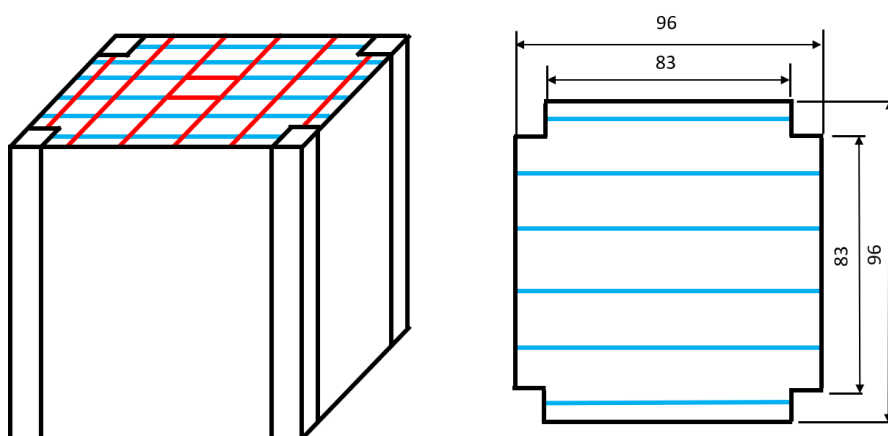


Abb. 4–6: Vorgesehener Montageort des TOSS v4.0 in Bezug auf die ChipSat Geometrie und Abmaße des Prototypen in mm

Die TOSS v4.0 Version ist dazu gedacht, als zweithöchste Ebene eingebaut zu werden. Darüber soll eine Abdeckung beziehungsweise Isolationsschicht, die in 4–6 rot-schraffiert visualisiert ist, verbaut werden. Damit soll die Platine und damit auch die elektrischen Komponenten vor extremen Temperatureinflüssen geschützt werden. Denn wie man im Abschnitt 4.3 erkennt, reicht eine Seite der Platine nicht aus um alle Komponenten unterzubringen. Ob die Abdeckung aus Solarzellen besteht, die das Energiebudget des eigentlichen Satelliten speisen oder ob die Abdeckung mit einer reflektierenden Folie überzogen wird, ist nicht festgelegt. Wenn dieser sich dazu entscheidet den TOSS als Zwischenebene einzubauen, kann die Messphotodiode auf der Oberseite der Platine, die das FOV vergrößert, schematisch zu finden in dem roten Rechteck, nicht mehr platziert werden und es muss auf eine adaptierte Ausführung des TOSS v3.0 zurück gegriffen werden. Auf jeder Seite des TOSS ergibt sich ein FOV von 180° . Da man den TOSS v4.0 als ChipSat, also als einzelne Platine gestalten wollte, kann die Unterseite des Satelliten nicht in die Lage- und Positionsbestimmung aufgenommen werden. Hier schafft, wie erwähnt eine modifizierte Version des TOSS v3.0 Abhilfe.

Sowohl die Messphotodioden als auch die Photodioden zur Energieerzeugung sind am Rand des Satelliten angebracht. Sie sind senkrecht zur Platinenoberfläche angelötet und zeigen damit parallel zu den Außenwänden des Satelliten. Der Kopf der Dioden

misst ungefähr eine Tiefe von 2 mm. Um eine Abschattung durch die Eckpfeiler zu vermeiden, wurden auf allen vier Seiten des Bauraums 2 mm abgezogen, sodass man auf 96 mm Breite/Länge kommt. Dieser Platz würde für die Temperatursensoren im TO–92 Format nicht ausreichen, sodass sich im Platinenlayout 4.3 Aussparungen befinden, auch zu sehen in 4–8. Ausschnitte um die Temperatursensoren, die sich parallel zur Platinenoberfläche befinden, isolieren die elektrischen Bauteile von der Wärmeleitung in der Platine und ermöglichen somit eine unverfälschtere Messung der Temperaturdaten [10]. Hierfür wurden die gleichen Geometrien wie beim TOSS v2.2 verwendet. Weder diese, noch der Versatz nach innen sind in Grafik 4–6 zu sehen, dafür aber in 4–8 dargestellt.

Tab. 4–1: Ergebnistabelle der Geometriewerte des TOSS v4.0

Parameter	Wert	Einheit
Abmaße (Einbauebene) CubeSat	100 × 100	mm
Abmaße (Einbauebene) PocketQube	50 × 50	mm
Eckpfeilerabmaße CubeSat	8,5 × 8,5	mm
Eckpfeilerabmaße PocketQube	5 × 5	mm
Abzug durch überstehende Photodioden	2	mm
Inneres Maß CubeSat	83	mm
Äußeres Maß CubeSat	96	mm
Inneres Maß PocketQube	40	mm
Äußeres Maß PocketQube	46	mm
Maß für Temperatursensor CubeSat/PocketQube	6/5	mm
Maß Photodiode	7	mm
Anzahl Temperatursensoren CubeSat/PocketQube	2/2	-
Anzahl Photodioden CubeSat/PocketQube	7/4	-

Die Werte zur Geometrie des Sensors finden sich in Tabelle 4–1. Wie in [6] erwähnt, beträgt der Bauraum eines CubeSats ($100 \times 100 \times 113.5$) mm³. Davon bleiben abzüglich der minimalen Eckpfeilerbreite von 8,5 mm, 83 mm Kantenlänge im Falle eines CubeSats übrig. Bei einem PocketQube messen die Außenflächen einen Abstand von ($50 \times 50 \times 51.6$) mm³ [53]. Wenn die Eckpfeilergröße von einem QubeSat mindestens 8,5 mm beträgt, ergeben sich, skaliert mit der halben Kantenlänge eines CubeSats, aufgerundet, 5 mm als quadratische Pfeilerlänge. Wenn auch hier 2 mm pro Seite abgezogen werden ergibt sich ein äußeres Maß von 46 mm und ein inneres von 40 mm. Auf jede Kante des TOSS müssen eine Photodiode und zwei Temperatursensoren Platz finden um den physikalischen Anspruch des Sensors zu entsprechen. Diese Einheit wurde symmetrisch in der Kantenmitte positioniert. Für den PocketQube wurde für den Temperatursensor mit einer Breite von 5 mm (Version ohne Aussparung), und für die Photodioden mit einer Breite von 7 mm gerechnet. Somit ergibt sich abgerundet eine Summe von 3 möglichen Dioden für die Energieversorgung. Beim CubeSat wurde mit

6 mm (Version mit Aussparung), für die Temperatursensoren und 7 mm für die Dioden gerechnet. Jede der Zahlenangaben wurde aus den Datenblättern entnommen und mit einer Sicherheit, die sich montagebedingt ergibt, versehen [8, 28]. Bei der CubeSat Variante konnte aus Platzgründen eine Ausbuchtung in Kauf genommen werden, bei der PocketQube Version müsste man statt anfangs 2 mm, 4 mm abziehen, was aber nichts an der Kantenlänge, sondern nur an der Platinenfläche etwas ändern würde. Somit ergeben sich für die PocketQube Ausführung eine Anzahl an 3 Dioden und für den CubeSat abgerundet 9 Dioden. Um das Messmodul mittig zu platzieren muss die Anzahl gerade sein, wobei man auf 8 Dioden kommt. Da man sich laut den Schlussfolgerungen aus Abschnitt 4.2.2 zwei gleich große Stränge wünscht, deren Bauteile auf jeden Fall mit den gegebenen manuellen Lötmöglichkeiten platziert werden können sollen, einigte man sich auf eine Anzahl von 6 Dioden.

Besonders wichtig bei der Weiterführung des TOSS Konzepts ist es, elektrische Bauteile mit besonders kleinem und kompakten Formfaktor auszuwählen, um die Anforderungen in 2 zu erfüllen.

4.2.2 Solarmodul

Das Solarmodul umfasst das Photomodul und den Energy Harvester. Ursprünglich wurde die TOSS v2.2 Version entweder über den USB Stecker mit 5 V oder über einen externen Header, der eine Daten- und Energieschnittstelle darstellt, versorgt. Dieser ist im Schaltplan 1–1 mit J1 betitelt und versieht das System mit einem Spannungslevel von 3.5 – 5 V. Schon bei diesem Modell wurde mittels eines PMOS eine Stromversorgungswählschaltung implementiert [10]. Die Details und Unterschiede zu dieser Schaltung finden sich in Kapitel 4.2.2.2. In den folgenden Abschnitten wird klar, dass der Fokus beim Design des neuen Prototyps auf der Stromversorgung und dem Strommanagement liegt. Wie in vielen Raumfahrt-Anwendungen wurde als Energiequelle die Sonne gewählt. Es wird ein Top-Down Ansatz gewählt, der aus den geometrischen und technischen Anforderungen, siehe Kapitel 2, entspringt und mit den Gegebenheiten eine Maximierung der Energiegewinnung verfolgt.

4.2.2.1 Photomodul

Das Photomodul besteht aus 24 **BPW34 Photodioden** [8], die zur Strahlungsmessung schon in TOSS v2.2 1–1 und TOSS v3.0 1–2 verbaut sind, von denen jeweils sechs Stück an einer Kante des Prototypen verbaut sind. Diese sechs lassen sich noch einmal in zwei Stänge aufteilen, die je nach Testfall, CubeSat mit sechs und PocketQube mit drei Photodioden, parallel geschaltet werden können. Ein Dreier-Strang wird als ein Solarpanel gesehen, da es Photoelemente von der gleichen Bauart enthält und die Strahlungsbedingungen für jede Seite des Satelliten gleich sind. Diesen Ansatz erkennt man daran, dass drei Dioden mit nur einer Bypass-Diode geschaltet sind. Diese Dreier-Stränge werden aus den oben genannten Gründen mit den Solarpanelen aus den in diesem Kapitel aufgeführten Quellen gleichgesetzt. Einzig und allein ihre Leerlaufspannung addiert sich. In Abbildung 4–7 sind die Steckverbindungen mit

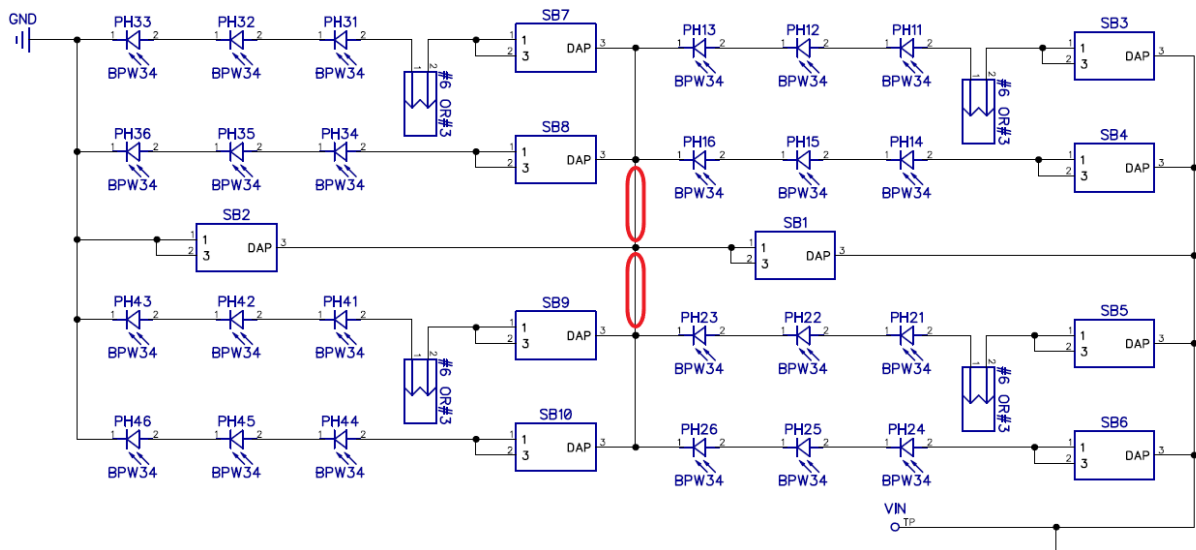


Abb. 4–7: Das Photomodul des Prototypen mit seinen 24 Photodioden und den rot markierten TCT Verbindungen

#6 OR #3 zu erkennen. An jedem Strang sitzt eine **Sperrdiode**, die den Strang vor Rückströmen schützt. Bei den Sperr- und Bypass-Dioden handelt es sich um das Smart-Bypass-Modell [52] von Texas Instruments, das viele Vorteile gegenüber handelsüblichen Schottky Dioden aufweist. Diese Dioden werden später genauer beschrieben. An dem Schaltsymbol ist eindeutig die Vorwärtsrichtung der Diode zu erkennen, sodass jene im Photoelementbetrieb 3.1 arbeiten. Der generierte Strom fließt über die Schnittstelle am rechten unteren Bildrand zum Energy Harvester, der im Abschnitt 4.2.2.2 zu finden ist, ab und die Eingangsspannung in den Harvester kann durch den Testpin *VIN* gemessen werden. Nummeriert sind die Stränge aus 4–7 nach der Geometrie, die in Grafik 4–8 abgebildet ist. Die blauen Photodioden stellen die Energieversorgung dar und die erste Zahl steht für die entsprechende Seite des TOSS v4.0, während die zweite Zahl die einzelnen Dioden fortlaufend nummeriert. Die roten Rechtecke stellen die Messphotodioden dar und die grünen die Temperatursensoren.

Wenn man den **Schaltplan** des Photomoduls des TOSS v4.0 betrachtet, fallen mehrere Gesichtspunkte auf. Diese werden im folgenden aufgezählt und später begründet.

- Jeweils drei der sechs Dioden einer Seite des Sensors sind in parallelen Strängen zusammengefasst.
- Die Photodioden der räumlich nebeneinander liegenden Kanten sind paarweise, jeweils drei parallel geschaltet und dann jeweils mit einer anderen Kante in Serie angebracht, dann parallel mit den anderen zwei Kanten verbunden.
- Es wurden als Sperr- und Bypass-Dioden die gleichen Dioden verwendet.
- Steckverbindungen sind jeweils in einem der zwei parallelen Stränge einer Kante untergebracht.
- Es herrscht eine Verbindung TCT zwischen allen Strängen, rot markiert in 4–7.

- Als Bypassdiode wurde nur eine für insgesamt vier parallele Stränge verwendet.
- Für jeden Strang wurde eine Sperrdiode verarbeitet.

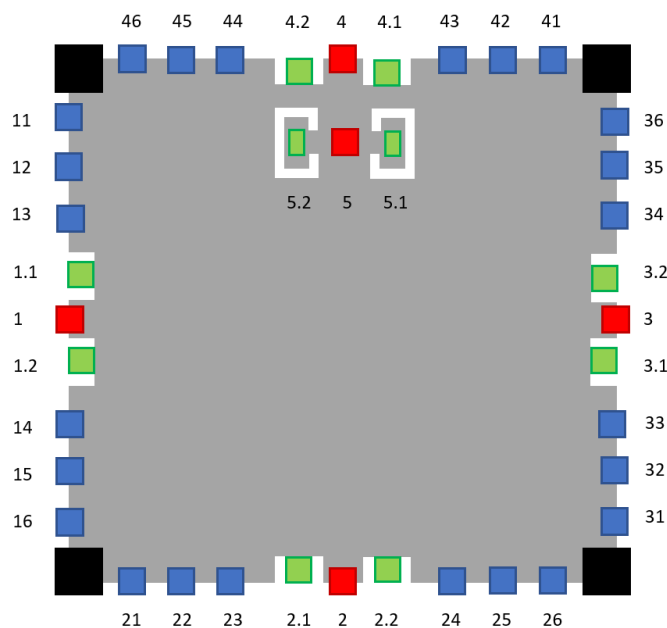


Abb. 4–8: Nummerierung und Positionierung der Energieversorgungsphotodioden (blau), der Messphotodioden (rot) und der Temperatursensoren (grün) - in schwarz die Eckpfeiler

Die folgenden Überlegungen basieren auf Paper, die statische Fälle, also keine schnell wechselnde Bedingungen simulieren. Diese Designerkenntnisse werden als Leitlinien verwendet. Als **Hauptziele** werden für das Photomodul ein Minimum an Verbindungen, eine Maximierung der produzierten Leistung, eine Minimierung an Verluste durch Sperr- und Bypass-Dioden und einen möglichst kleiner Formfaktor formuliert.

In der Praxis werden, bevor man eine **Solaranlage** konstruiert, was im kleinen auch beim TOSS v4.0 passiert ist, die verschiedenen Schattensituationen analysiert und in die Planungsphase mit aufgenommen [54]. Dabei wird die Dauer der partiellen Verschattungen, die Strahlungsniveaus, das Schattenmuster und die Anzahl an Szenarien berücksichtigt [34]. Diese Parameter sind in Tabelle 4–2 für das TOSS v4.0 Modell anhand eines Beispiel Orbits, in dem Fall eines GEO, beschrieben. Der Orbit wurde ausgewählt da es sich um eine bestimmte Höhe handelt und die Bedingungen dadurch spezifischer dargestellt werden können. Interessanter wäre allerdings ein LEO. Es ist das Ziel, diese extrinsischen Faktoren möglichst voraussehbar im Design zu berücksichtigen, um die Unsicherheiten, die bezüglich der Dynamik des Systems entstehen, zu minimieren.

Je nach **Orbit** können sich längere oder kürzere Schattenphasen ergeben. Da der Prototyp möglichst allgemein bezüglich seiner späteren Orbitanwendung gehalten wird, wurden keine Testfälle für spezielle Anwendungen wie Ballonflüge, stationäre Orbits oder interplanetare Flüge untersucht. Im Falle eines geostationären Orbits beträgt eine

Tab. 4–2: Faktoren der Schattenanalyse des TOSS v4.0 für ein GEO Beispielszenario

Faktor	Abhängigkeit	Wert für GEO	Einheit
Dauer Schattenphase	Orbit	max 69,4	min
Dauer part. Verschattung	Drehgeschwindigkeit	satellitenspezifisch	°/s
Strahlungsintensität	Abstand zur Sonne	≈ 1376	W/m ²
Schattenmuster	Ausrichtung zur Sonne	1 ∨ 2 Seiten	-
Musteranzahl	Geometrie	8	-

Schattenphase, jeweils zweimal im Jahr, zur Tag und Nachtgleiche, maximal 69,4 Minuten im Schatten. Dies ist die Zeit zwischen den Punkten des halben Ein- und Austritt des Halbschattens [11]. Diese Zeit müsste man im Falle der Wahl eines geostationären Orbits durch das Operationskonzept überbrücken. Allerdings ist das Ziel, wie in 1.3 beschrieben, eine Funktionsverifikation. Bezüglich der Dauer der partiellen Verschattungen, deren Dauer sich auf die Lichtphasen bezieht (in den Schattenphasen sind diese unabhängig von der Drehgeschwindigkeit), lässt sich aufgrund der Eigendynamik eines jeden Satelliten nichts genaueres sagen und diese wird in Kapitel 6.1 aufgegriffen. Beispielsweise bei dem Höhenballonflug des TOSS v2.2 bewegt man sich in einem Bereich von circa 16°/s um die Hochachse, da kein aktives Stabilisierungssystem im Pseudo-Satelliten verbaut war [10]. Die durchschnittliche Solarflussdichte beim Abstand von 1 AE beträgt 1376 W/m² und erhöht sich, relativ zur Astronomische Einheit (AE) für einen geostationären Orbit, vernachlässigbar [11]. In dem Fall des TOSS können drei unterschiedliche Strahlungsintensitäten identifiziert werden, denn Schatten können mittels ihres Umrisses und ihrer Intensität charakterisiert werden [7]. Erstens, die solare Intensität in Abhängigkeit der Entfernung zur Sonne, zweitens, die Intensität der sonnenab- und erdzuwandten Seite, was dem Albedo der Erde und der IR-Strahlung der Erde gleichkommt und drittens, die Weltraumstrahlung der sonnenab- und erdabgewandten Seite, die aber als vernachlässigbar angenommen werden kann [11]. Für das berechnete Energiebudget in 5.1.2, wird die erste, angepasst auf die Intensität der im RACOON-Lab am LRT zur Verfügung stehenden Lichtquelle und die dritte Intensität, absolute Dunkelheit, also keine Strahlung, angenommen. Zusätzlich können im Energiebudget die unterschiedlichen relativen Strahlungssensibilitäten aufgrund des Einfallswinkels modelliert werden. Die Umrisse, also Muster, der Schatten ergeben sich geometriebedingt, abhängig von der Verschaltung der einzelnen Seiten.

Für eine Variation in den **Schattenmustern** ist die Ausrichtung des Satelliten zur Sonne maßgebend. Durch die rechteckige Geometrie werden maximal zwei nebeneinander liegende Kanten des Prototypen beschienen und für einen kurzen Moment, wenn zwei Seiten des Satelliten parallel zu den Sonnenstrahlen sind, nur eine Seite. Je nachdem welche Seite der Sonne zugewandt ist, ergeben sich Muster der energieerzeugenden Photodioden, in denen die Stränge untereinander oder diagonal, bezugnehmend auf den Schaltplan 4–7, aktiv sind. Laut 4–8 können die Seiten 1 ∧ 2, 2 ∧ 3, 3 ∧ 4, 4 ∧ 1, nur 1, nur 2, nur 3 oder nur 4, beschienen werden. Die Fälle 1 ∧ 3 und 2 ∧ 4 treten nicht auf. Somit ergeben sich geometriebedingt, bei einer 2D-Betrachtung und Vernachlässigung

des Erd-Albedos, 8 Schattenfälle, die unterschiedlich kombiniert werden können. Es gibt verschiedene Schattenmuster, aber auch unterschiedliche Möglichkeiten die Stränge am Ende zu verbinden. Es lassen sich vier Hauptstile an Verschaltungstopologien identifizieren, siehe Grafik 4–9 [7]. Hierbei besitzt Series-Parallel (SP) die geringste Verbindungsredundanz und TCT die höchste [35]. Im Morphologischen Kasten 4–10 finden sich deren Vor- und Nachteile [7].

- Die Seriell-Parallele (SP), bei der zuerst alle zusammengehörigen Photodioden seriell und dann parallel verbunden werden.
- Die Bridge Linked (BL) Topologie, von der Wheatstone-Brücken inspiriert.
- Die Totally Cross Tied Topologie TCT, bei der nicht zueinander gehörende Dioden parallel und dann seriell verschalten werden.
- Die Honey Comb (HC) Topologie.

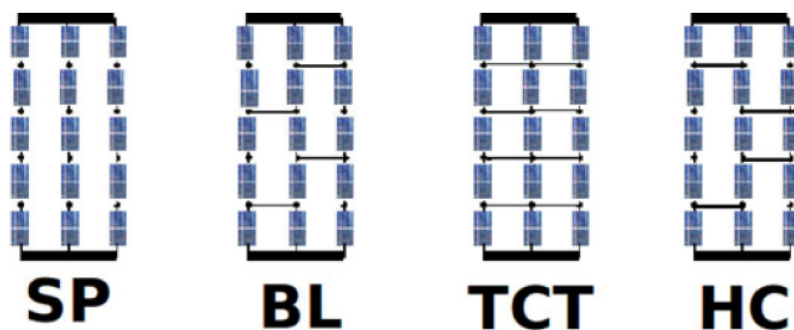


Abb. 4–9: Topologien die als Leitlinie zum TOSS v4.0 Design dienen [7]

Der Grund dafür, dass nicht einfach eine SP Schaltung über mehrere Seiten gewählt wurde, ist die Problematik, die sich durch einen **partiell verschatteten Strang** ergibt. Wenn ein Strang teils verdunkelt ist, besitzt die Kennlinie des Panels, also die I-U Kurve, einige Unregelmäßigkeiten und die P-U Kurve verschiedene Maxima. Es kommt also bei nicht uniformen Strahlungsbedingungen zu mehreren Maxima in der Ausgangscharakteristik des Photovoltaik Stranges, bei denen viele MPPT, unter anderem auch das einfache Observe & Perturb (O&P) MPPT des BQ25570 [51], nicht das globale Maximum finden [37]. Dies gilt zu vermeiden. Nicht nur die Energiegewinnung der verschatteten Zelle in einem Strang ist verloren, sondern auch die Fähigkeit der bestrahlten Photodioden, Energie zu gewinnen, ist dramatisch reduziert [55]. Somit kommt es, in Kombination mit den Verschattungsmustern, nur in Frage, maximal sechs Dioden einer Seite in einen Strang zusammen zu fassen. So kann sichergestellt werden, dass sie die selbe Verschattung aufweisen. Mit dieser Voraussetzung wurde mit [56] ein Morphologischer Kasten, zu sehen in Abbildung 4–10, zur Visualisierung und Lösungsfindung für das Photomodul erstellt.

Für eine Mischhaltung der Seiten entschied man sich, da die beiden Extrema zwar einerseits hohe Spannungen und Ströme generieren würden, aber andererseits Probleme mit Teilstrangausfällen und Rückströmen und -spannungen auftreten. Diese Hindernisse

Auslegungsparameter	Lösungsmöglichkeit			Auswahl	Anmerkung
Schaltung	Serienschaltung der Seiten	Mischschaltung der Seiten	Parallelschaltung der Seiten	Mischschaltung	
	++ hohe Spannungen	+ bessere Beeinflussbarkeit der Größen U und I + Schattentopologie vorteilhaft wählbar [5]	++ hohe Ströme - Spannung wichtiger		Photodioden in Seite sind seriell geschaltet
	- Problem mit partiellen Verschattungen (Teilstrangausfall)	- Problem mit partiellen Verschattungen	- Problem mit partiellen Verschattungen (Rückströme/-spannung)		
Zwischenschaltungen	Seriell/Parallel (SP)	Totally Cross Tied (TCT)	Bridge Link (BL)/ Honey Comb (HC)	TCT	
	+ einfache Vernetzung auf der Platine	++ laut [35] kleinster prozentualer Leistungsverlust	+ marginal schlechteres Verhalten als TCT bei weniger Verbindungen		
	- Problem mit partieller Verschattung (keine Redundanz)	- viele Verbindungen auf Platine	- viele Verbindungen auf Platine - mehr Bypass-Dioden		
Diodenauswahl	keine	Bypass-Dioden im Parallelen	Sperrdioden in Reihe	beide	
	+ weniger Bauteile	++ verhindern Rückspannungen	++ verhindern Rückstrom		beide das gleiche Modell
	-- Problem bei partieller Verschattung	- Verluste durch Diodenwiderstand	- Verluste durch Diodenwiderstand - wird immer durchflossen		

Abb. 4–10: Morphologischer Kasten zur Lösungsfindung für die Optimierung des TOSS v4.0 Designs mit Vor- und Nachteilen für die grundlegende Verschaltung, die Topologien und die Diodenauswahl

können mit der geeigneten Diodenauswahl, später erläutert, verhindert werden und tragen nicht zur Entscheidungsfindung für die seriell, parallele oder gemischte Schaltungsart bei. Die Steuerbarkeit der Größen I und U durch das Design ist erwünscht und nötig, um einen weiteren Hauptgrund, eine wählbare Schattentopologie für eine Mischschaltung, möglich zu machen. Aus [7] wird nun unter anderem die Begründung zur Wahl einer Mischform der Stranganordnung getroffen. Die Experimente, die die Simulationen überprüfen sollen, wurden in diesem Paper für vier Schattenkonstellationen und jeweils vier Verbindungstopologien, mit dem selben Verschattungsfaktor, der selben Solaranlage und annähernd identer Intensität, für ein 3×3 Modul durchgeführt [7]. Dabei wurde von einer SP Kombination ausgehend ermittelt, wie die Module untereinander am besten zu verbinden sind. Bei den beschienenen Seiten des TOSS ergeben sich durch variierende Winkel der beschienenen Seiten zwei Strahlungsintensitäten, wobei sich diese beim Taumeln des Satelliten schnell abwechseln. Es wurden trotzdem Erkenntnisse aus den Papern verwendet, da die relative Strahlungsintensität der Photodioden über einen weiten Bereich vergleichbar ist (der Winkel der relativen halben Intensität liegt bei $\pm 65^\circ$ von der Hochachse der Diode [8]) und die Differenzen zu den völlig unbeschienenen Seiten wesentlich höher sind. Die relevanten Schattenkonfigurationen sind *short and wide* und *long and narrow*. Bei *short and wide* handelt es sich um die Verschattung eines Photomoduls am Anfang jedes Stranges. Übertragen auf den Prototypen, stellt das eine Verschattung der Kanten $1 \wedge 2$ im Schaltplan des Photomodls 4–7 dar und im Morphologischen Kasten entspricht diese Lösung einer Mischschaltung der Stränge, da die unteren unverschattet sind. Die *long and narrow* Option würde einer Parallelschaltung aller Stränge, also Möglichkeit drei aus dem Morphologischen Kasten entsprechen, da ein Strang im Experiment bis auf ein Modul verschattet ist. Somit stimmt das gemessene Ergebnis, das bei beiden Fällen bei einer TCT Verbindung am höchsten ist, wenn man die Verschattung des Experiments im Paper auf den TOSS v4.0 Prototypen umrechnet, beim *short and wide* Fall zu 66 % und im *long and narrow* Fall zu 44 % überein. In Relation zur maximal generierten Leistung aus [7] ergibt sich für den ersten Typus eine errechnete Leistung von 500 W und beim zweiten eine Leistung von 377.7 W, beides TCT Topologien. Somit wurde die Schaltung, wie sie in 4–7 zu sehen ist, nach

dem Schattenprinzip *short and wide* gewählt. Des Weiteren steigt laut Datenblatt des Energy Harvesters [51] die Ladeeffizienz bei einer vergleichsweise höheren Spannung schneller an, während die Kurven bei höheren Strömen nahezu identisch sind. Dies ist noch ein weiterer Grund gegen eine reine Parallelschaltung.

Wie in 3.1 ausgeführt, handelt es sich bei einem der **Anpassungsverluste** um den globalen MPP einer Anlage, der nicht zu dem der individuellen Module passt. Eine Lösung wäre für jeden bau- und schattengleichen Abschnitt, ein eigenes MPPT zu implementieren, allerdings steigert das die Systemkomplexität, die Größe und die Kosten enorm. Deshalb schlägt [34], neben vielen anderen Quellen die sogenannte TCT Verbindung vor [34]. Die TCT Topologie ist für viele Schattentypen die beste Form und eine Verbindungsrichtlinie besagt, die verschatteten Module mit den unverschatteten zu verbinden, was ein Hinweis auf die TCT Topologie ist [7]. Sie reduziert die Wahrscheinlichkeit, dass Bypass-Dioden aktiviert werden und erhöht die Zuverlässigkeit der Solaranlage im Vergleich zu der SP Topologie. Zusätzlich zeigen Studien, dass diese Topologie im Stande ist, eine doppelte Lebensspanne zu ermöglichen, was daran liegt, dass TCT mehr parallele Schaltkreise aufweist als SP [57]. TCT weist den kleinsten prozentualen Leistungsverlust im Vergleich mit den anderen Schattentopologien auf [35]. Folgend aus dieser Erkenntnis, sind die Stränge untereinander noch einmal verbunden, in Abbildung 4–7 rot eingekreist ersichtlich.

Für das TOSS v4.0 Design ist es keine Option, sowohl ohne Bypass- als auch ohne Sperrdioden auszukommen. Zwar gäbe es damit weniger Bauteile, aber das Problem der partiellen Verschattungen ist damit nicht gelöst. Prinzipiell werden Sperrdioden am Ende des Strangs, in Richtung Energy Harvester und **Bypassdioden** parallel zu den eventuell verschatteten Photodioden beziehungsweise Solarpanelen, so wie in diesem Fall, eingebaut. Jeder Dreier-Strang wird durch eine Sperrdiode geschützt, die bei Aktivität des Stranges immer durchflossen wird. Aus Sicherheitsgründen, falls eine Diode kaputt gehen sollte oder nicht mehr wie geplant funktioniert, wurden zwei Sperrdioden für eine Kante verwendet. Der Aktiv-Widerstand der verbauten Smart Bypass-Diode SM74611 [52], beträgt bei 25° C, aus dem Datenblatt gemittelt, ungefähr 3.16 mΩ, wobei dieser nichtlinear mit dem Aktivstrom steigt. Es wird allerdings davon ausgegangen, dass aufgrund von Erhitzung der Diode, der Aktiv-Widerstand höher ist. Dies wurde in [58], bei einer ähnlichen Smart-Bypass-Diode mit einem NMOS und einer Ladepumpe, beobachtet. Um die Wärme über die Platine abzuführen, besitzt die SM74611 Diode eine Metallfläche auf der Unterseite. Würde man eine Sperrdiode für zwei gleichartige Stränge verwenden, würde sich der Strom ausgleichen sobald die Spannungspotentiale minimal unterschiedlich sind. Die selbe Diodenbauform wird als Bypass-Diode benutzt, da die Verlustleistung durch den Einbau der Diode um einiges geringer ist, als bei einer herkömmlichen Schottky Diode. Dies begründet sich in einer internen MOSFET Schaltung [52]. Diese benutzt man in solchen Fällen alternativ und da es sich bei dem Energiebudget des TOSS v4.0 um Milliwatt handelt, ist jeder unnötige Verlust zu vermeiden. Die existierende TCT Verbindung ermöglicht es, für zwei parallel geschaltete Seiten eine Bypass-Diode einzubauen. Bei der verwendeten speziellen Smart Bypass-Diode [52] der Firma Texas Instruments handelt es sich um eine leistungsverlustarme Bypass-Diode für Photovoltaikanlagen, die anders als

Schottky Dioden, keinen Spannungsabfall von 0,4 V haben. Das Pattern für die Platine ist mit dem einer konventionellen D2PAK Schottky Diode kompatibel. Die Anoden der Diode, die Pins 1 und 3 sollen beide auf der negativen und die Kathode zur positiven Seite der Photodioden verbunden werden. In Abbildung 4–20 oder 4–19 kann man erkennen, dass die Anode, der Pin Device Access Port (DAP) auf einem großen Pad anliegt, das komplett verlötet werden muss. Mittels einer Ladungspumpe wird innerhalb der Diode, ein NMOS gesteuert um einen Widerstandspfad für den Bypass-Strom zu schaffen. Die Kombination aus Bypass-Dioden, die gleichzeitig so wenig Photodioden wie möglich umschalten und dennoch durch eine geringe Anzahl ihren Leistungsverlust minimieren, und einem zentralen Gleichspannungswandler im Energy Harvester, ist, laut [59] der effektivste und kostengünstigste Ansatz um die Effizienz, Leistungsfähigkeit und Verlässlichkeit des Systems zu verbessern.

4.2.2.2 Energy Harvester

Der BQ25570 Energy Harvester der Firma Texas Instruments [51] übernimmt, wie in Abbildung 4–2 zu sehen, die Funktion der Energieverwaltung/-regelung und -speicherung. Er wird gerne wie in [60] für Energy Harvesting aus Solarenergie verwendet, kann aber auch für Thermoelektrischer Generator (TEG) oder Piezoelektrische Schaltkreise verwendet werden [51]. Die abgeschnittene Leitung am linken oberen Bildrand führt zum Solarmodul, vergleiche 4.2.2. Zu der funktionalen Einheit in Abbildung 4–11 des Energy Harvesters zu sehen, gehören, der Superkondensator, Spulen und Kondensatoren, die Laderegelungswiderstände, die MOSFET zur definierten VOUT Weitergabe und die Linearreglerschaltung. Letztere ist in Abbildung 4–12 zu sehen. Aus Grafik 4–3 ist zu entnehmen, dass der Superkondensator zur Ladungsspeicherung dient, während die Kondensatoren um den BQ25570 zur Stromglättung und zur Ladungsspeicherung dienen. Die Spulen werden zur Hysterese- und Laderegelung benutzt [51]. Mittels der Widerstände, können die Schwellenwerte für den VBAT_OK_PROG, den VOUT und den VBAT_OV Wert benutzerdefiniert eingestellt werden. Mittels des VBAT_OK Signals wird VOUT definiert und von zwei MOSFET Schaltungen an den Sensor als VBQ weitergeleitet. Durch mehrere Testpins können die entsprechenden Spannungen überprüft werden. Die Linearreglereinheit in Abbildung 4–12 lässt je nach Anliegen der einen Spannung, VBQ, oder der anderen, VUSB, den Strom durch. Genauerer zu den einzelnen Bauteilfunktionen folgt. Für die Auslegung um den Energy Harvester BQ25570 bietet Texas Instruments eine Kalkulationstabelle [61] mit der unter anderem das Minimum an benötigter Solarzellenfläche und die minimale Eingangsspannung für den Kaltstart berechnet werden können. Allerdings wurde diese nicht benutzt, da viele Parameter vom gewählten Orbit abhängen und dort als Eingabe getätigt werden müssten. Eine eigene Kalkulation, in Abschnitt 5.1.2 zu finden, wurde daher erstellt.

Wie in 1.2.3 beschrieben, basiert das Prinzip des Energy Harvesting auf dem Extrahieren von ambienten Quellen. Im Falle des TOSS v4.0 ist die zentrale Einheit des Energiemanagements der **BQ25570 Energy Harvester**. Jener ist darauf ausgelegt, Micro- bis Milliwatt an Leistung aus den verschiedensten hochohmigen Quellen zu extrahieren. Dieser besitzt einen DC-DC Schnelllader, den Hauptlader, für die extrem niedrigen geernteten Leistungen [51]. Ein DC-DC Wandler ist aufgrund des variablen

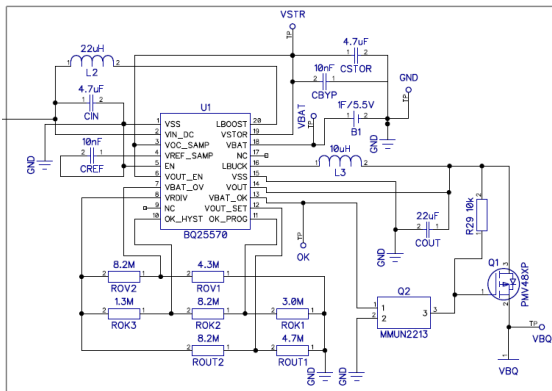


Abb. 4-11: Energy Harvester BQ25570 Funktionseinheit mit Widerständen die den Operationsbereich bestimmen und der Transistor-MOSFET Schaltung für das VBAT_OK Signal

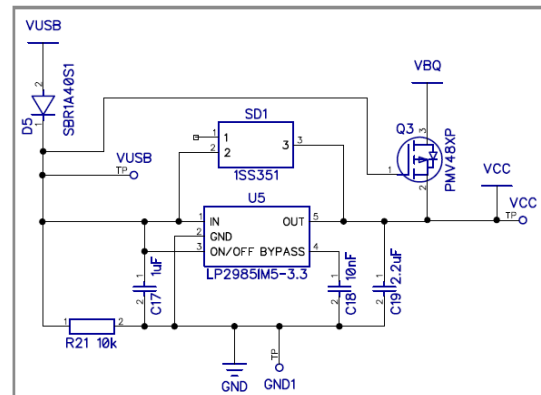


Abb. 4-12: Linearreglereinheit mit MOSFET Schaltung und USB Versorgung zur Versorgungsspannungsregelung

Gleichstromausgangs der Photodioden unabdingbar [32]. Die benötigte Kaltstartspannung $V_{IN_{cs}}$ bei völlig leerem Speicher muss größer als 600 mV sein. Danach kann Energy Harvesting bei Eingangsspannungen von bis zu 100 mV betrieben werden. Der Harvest Vorgang ist durch eine Eingangsspannungsregulation geschützt und das Bauteil benötigt 488 nA bei vollem Betrieb und weniger als 5 nA im Versandmodus, dies sind auch die Werte, die später in 5.1.2 verwendet wurden. Der BQ25570 ist kompatibel mit mehreren Energiespeichern, unter anderem Dünnschichtbatterien und Superkondensatoren. Diese versorgen nicht nur das System mit einer konstanten Spannung, sondern dienen auch dazu, mit Spitzenströmen, die nicht von der Quelle kommen, umzugehen. Für das Laden sind programmierte Unterspannungsniveaus definiert, die verhindern, dass der Energiespeicher von der Systemlast allzu sehr entleert wird, während die Überspannungsniveaus benutzerdefiniert gesetzt werden können. Die Grenzwerte für die Aktivierung des VBAT_OK Signals können selbst gewählt werden und dienen wie im Falle des TOSS dazu, über eine Schaltung, die Stromzufuhr an das System geregelt zu unterbrechen. Der Abwärtswandler für den Ausgang besitzt eine hohe Effizienz von 93 % und unterstützt Stromausgangsspitzen von 110 mA. Des Weiteren findet sich im Harvester ein programmierbares MPPT, das speziell auf die zu erntende Quelle, wie Solar- oder Thermalenergie, anpassbar ist. Die Anwendung ist in einem QFN Paket mit 20 Pins untergebracht [51]. Der Harvester ist in einem sogenannten *PowerPAD* Paket untergebracht, das ein thermisch verbessertes Produkt darstellt und auf der Unterseite eine metallische Platte besitzt, um den thermischen Widerstand zur Wärmeabgabe zu minimieren [62]. Für das Verständnis werden im folgenden einige **Pin Funktionen** näher beschrieben und fehlende können in [51] nachgelesen werden:

- Der Pin **VSS** 1 dient als Erdung für den Schnelllader.
- Der Pin **VIN_DC** ist der Eingang des Gleichstroms aus den Erntequellen.
- Der Pin **VOC_SAMP** misst die Leerlaufspannung der Quelle und misst je nach externer Verbindung 80 %, mit VSTOR verbunden, der Eingangsspannung, wie bei Solarenergie, oder 50 %, mit GND verbunden, bei den anderen Anwendungen.

- Der Pin **EN** dient zum de- oder aktivieren des Harvesters, wobei er für letzteres mit GND verbunden werden muss.
- Der Pin **VOUT_EN** dient zum de- oder aktivieren des Abwärtswandlers, wobei er für letzteres mit VSTOR verbunden werden muss.
- der Pin **VBAT_OV** muss mit den entsprechenden Widerständen verbunden werden, um den Überspannungsschutz zu konfigurieren.
- Der Pin **OK_HYST** wird benötigt, um den hysteretischen VBAT_OK Grenzwert festzusetzen.
- Der Pin **OK_PROG** wird benötigt, um den VBAT_OK_PROG Grenzwert festzulegen.
- Der Pin **VOUT_SET** dient zum Festlegen des Wertes für VOUT, indem er mit den passenden Widerständen verbunden wird.
- Der Pin **VBAT_OK** ist das digitale Signal um *Battery Good* anzuzeigen, dieser ist intern zu VSTOR referenziert.
- Der Pin **VOUT** ist der Abwärtswandlerausgang.
- Der Pin **VSS** 15 dient als Erdung für den Abwärtswandler.
- Der Pin **VBAT** dient als Verbindung zum Energiespeicherelement.
- Der Pin **VSTOR** dient als Verbindung für den Ausgang des Laders.

Im Gegensatz zu den beiden Werten des Batterie-Unterspannungsschutz, einer fürs Entladen und einer mit hysteretischer Marge fürs Laden, die vom Hersteller vorgegeben sind, kann der Grenzwert für das Überladen mittels externen Widerständen festgelegt werden. Genauer zu den **Schutzmechanismen** findet sich in Abschnitt 5.1. Die **Widerstände** sind in Grafik 4–11 mit den Kennzeichen *OV* bezeichnet und können wie die anderen Widerstände mit den Indexen *OK* und *OUT* mittels einer Kalkulationstabelle [63] bestimmt werden, indem man die gewünschten Werte für die Systemausgangsspannung VOUT, das Signal VBAT_OK_PROG zum Trennen der Systemlast vom Harvester, das Signal VBAT_OK_HYST zum Verbinden der Systemlast mit dem Harvester, und VBAT_OV, einträgt. VBAT_OK_PROG und VBAT_OK_HYST werden mit jeweils den selben Resistoren bestimmt. Dabei werden Widerstände vorgeschlagen, bei denen die sich ergebende Spannung möglichst wenig von der gewünschten abweicht. Bei VBAT_OK_PROG handelt es sich um das Vergleichsspannungslevel für den Harvester, bei VBAT_OK handelt es sich hingegen um das digitale Signal, das auch beim TOSS v4.0 als Indikatorsignal für die MOSFET Schaltung, zum geregelten an- und ausschalten der Stromversorgung des Systems dient. Bei den VOUT Resistoren ist es besonders wichtig, dass diese an Summe nicht über 13 M Ω betragen, da sich sonst Ungenauigkeiten in der Ausgangsspannungsregelung durch Rauschaufnahme über die hochohmigen Pins ergeben. Wie in Grafik 4–11 zu erkennen, fehlen die Widerstände mit dem Index *OC* für *Open Circuit*, um den Prozentsatz des MPPT auf einen anderen als 50 % oder 80 % zu setzen [51].

Der BQ25570 besitzt ein programmierbares **MPPT**, das den Ladevorgang optimiert.

Der Prozentanteil der Leerlaufspannung, der gemessen werden soll, wird durch *high* oder *low* setzen von VOC_SAMP (80 % oder 50 %) oder durch externe Widerstände, die zu einer Microcontroller Unit (MCU) führen und komplexere Algorithmen generieren, bestimmt. Im Datenblatt ist für diese Widerstände eine Hilfsformel angegeben [51]. VOC_SAMP verbunden mit VSTOR setzt den Prozentsatz, der typisch ist für solares Harvesting, auf 80 %. Die gemessene Spannung wird im CREF Kondensator gespeichert und via VREF_SAMP abgerufen. Das MPPT erhält alle $t = 16$ s eine neue Referenzspannung, indem es periodisch den Lader für $t = 256$ ms deaktiviert und einen Bruchteil der Leerlaufspannung misst [51]. Dieses Verfahren nennt sich O&P MPPT und es ist effektiver als ein auf Spulen basiertes DC-DC MPPT [64].

Die Eingangsspannung des **Abwärtswandlers** ist intern mit VSTOR verbunden und regelt die Spannung am VOUT Pin mittels Pulsfrequenzmodulation nahe an den gewünschten Wert. Der Spitzenstrom in der **Spule** L3 dient dazu die hohe Effizienz des Wandlers auch über einen großen Bereich an Eingangsströmen zu garantieren. Dafür muss sie eine Spitzenstromfähigkeit von mehr als 200 mA und einen niedrigen Dynamic Contact Resistance (DCR) besitzen. Der Wandler wird ausgeschaltet sobald VSTOR, und damit auch VBAT, in den Unterspannungszustand gelangt. Für die Spule am **Lader** gilt eine Spitzenstromfähigkeit von mehr als 300 mA und ein niedriger Serienwiderstand DCR mit einer Mindestinduktivität von $4,7 \mu\text{H}$ [51].

Die hohe **Effizienz** des BQ25570 wird durch ein speziellen **Nano-Power Management-Schaltkreis** und Algorithmus erzielt. Diese Anwendung misst kurz VOC und hält zum Beispiel die VSTOR Spannung, um den durchschnittlichen Stromverbrauch zu reduzieren. Das bedeutet, dass der interne Schaltkreis nur für eine geringstmögliche Einschaltdauer aktiv ist und dann für die restliche Zeit inaktiv. Es werden also die selbst gewählten Spannungsniveaus für eine kurze Zeit gemessen und mit einer Referenzspannung verglichen. Nur während dieser Zeit fließt Strom durch die Widerstände und es entsteht ein Spannungsabfall. Der Messprozess wiederholt sich alle 64 ms, um das dynamische Verhalten des Systems zu ermitteln [51].

Der Energy Harvester hat fünf **Betriebsarten**, die sich wiederum in drei Funktionsmodi äußern:

- Kaltstart
- Schnelllader deaktiviert (Versand-Modus)
- Schnelllader aktiviert (Aktiv-Modus)
- Abwärtswandler aktiviert/deaktiviert
- Thermische Abschaltung

Wenn VSTOR größer als VSTOR_CHGEN (1,8 V) ist, dann ist der BQ25570 mit der Flexibilität ausgestattet, verschiedene **Funktionsmodi**, wie in Tabelle 4–3 aufgeführt, anzunehmen. Wenn der $\overline{\text{EN}}$ Pin *low*, also mit GND verbunden, wird der Harvester eingeschaltet, sobald eine Betriebsspannung anliegt. Daher ist es, wenn $\overline{\text{EN}}$ *high* ist, egal was an VOUT_EN anliegt, da der Harvester Chip ausgeschaltet ist. Wenn $\overline{\text{EN}}$ 0 ist, kann VOUT_EN dazu verwendet werden, den Abwärtswandler ein- und auszuschalten.

Ein, entspricht einer Verbindung mit VSTOR [51]. Wie in Grafik 4–11 zu sehen ist, ist beim TOSS v4.0 ein statischer Aktiv-Modus implementiert. Das Ladeverhalten in diesem Modus wird in Abschnitt 5.1 erklärt.

Tab. 4–3: Funktionsmodi wenn VSTOR > VSTOR_CHGEN

log. Pin $\bar{EN}$ Level	log. Pin VOUT_EN Level	Funktionsmodus
0	0	partieller Standby-Modus
0	1	Aktiv-Modus
1	x	Versand-Modus

Beim **thermalen Abschalten**, wird bei einer höheren Temperatur als der des Operationsbereichs bis zu $T = 85^\circ \text{C}$ die Abschaltung aktiviert, um beispielsweise LI-Batterien zu schützen. Dies wird durch einen integrierten Temperatursensor detektiert und mit einem HystereseWert von $T = 5^\circ \text{C}$ ausgeführt. Hierbei werden der Schnelllader und der Abwärtswandler deaktiviert [51].

Es wurden **Mehrschicht-Keramikkondensatoren** mit geringem Leckstrom verbaut, da diese weitgehend die Effizienz des Harvesters beeinflussen. Das MPPT beruht auf einem korrekten Halten der Leerlaufspannung durch den CREF Kondensator, was geringen Leckstrom voraussetzt, vor allem da die Spannung $t = 16 \text{ s}$ lang gehalten werden soll. Die Energie der Quelle wird initial in CIN gespeichert. CBYP und CSTOR wurden gemäß [51] parallel geschaltet. Für COUT wurde ein Wert von $22 \mu\text{F}$ gewählt, um ein möglichst gutes transientes Antwortverhalten und eine geringe Restwelligkeit zu erhalten [51].

Als geeignetes Speichermedium wurde ein Electric Double Layer Capacitor (EDLC), ein FGR0H105ZF **Superkondensator** [65], in Abbildung 4–11 B1 genannt, mit einer Kapazität von 1 F, ausgewählt. Diese Kondensatorart stellt ein Bindeglied zwischen konventionellen Kondensatoren und Batterien dar. Sie besitzen eine kurze Ladezeit, eine hohe Pulsleistung sowie Leckströme im Bereich von Mikro- bis Milliampere [39]. Er verspricht einen weiten Temperaturbereich, ist wartungsfrei und beinhaltet kein Blei. Superkondensatoren stellen eine hohe Leistung und eine hohe Energieeffizienz bereit, während ihre Gewicht und ihr Volumen im Vergleich zu anderen aufladbaren Batterien gering ist, wenn auch bei geringerer Energiedichte. Sie besitzen die Fähigkeit ihre Kapazität zu erhalten und hohe Ladezyklen zu erreichen [40]. Im Datenblatt des verwendeten Superkondensators ist kein Zahlenwert als Limit festgesetzt, vorausgesetzt der Kondensator wird unter den richtigen Bedingungen betrieben [65]. Durch den hohen Entladungsgrad, dem Depth Of Discharge (DOD), von 100 % kann man den ganzen Bereich des Superkondensators ausnutzen, allerdings ist dieser im Fall des TOSS v4.0 durch die programmierten Grenzwerte des Energy Harvesters auf einen Bereich von $5 \text{ V} - 5,28 \text{ V}$ und $5,28 \text{ V} - 3,11 \text{ V}$ festgelegt. Die hohe zyklische Lebenserwartung, die Fähigkeit große Leistungen abzugeben, ist wichtig für das Mess- und Sendekonzept, wie in Abschnitt 5.2 und 5.4 beschrieben, und die geringen Kosten aufgrund der COTS Eigenschaften, waren die ausschlaggebenden Faktoren, die zur Wahl des Superkondensators geführt haben. Ein Nachteil des Superkondensators ist seine Größe, denn er

ragt senkrecht zur Platine 19 mm in den Bauraum des Satelliten. Ein flacherer würde allerdings noch mehr Platz auf der Platine einnehmen, womit im Falle des Prototypen ein Kompromiss geschlossen wurde.

Um den vorgeschlagenen Energy Harvester Schaltkreis für eine Solaranwendung aus dem Datenblatt zu überprüfen, wurde eine Versuchsplatine für den BQ25570, mit dazugehörigem Schaltplan in 1–5, entworfen. Nähere Beschreibungen finden sich in Kapitel 6.1. In diesem Versuch, siehe Abbildung 6–8, wurde das VBAT_OK Signal nicht dazu verwendet eine gesteuerte Weitergabe der Ausgangsspannung VOUT zu erwirken, was sich allerdings als sinnvoll erweist. Die Schaltung mit COUT und L3 ist genau so im Datenblatt vorgesehen [51]. Das VBAT_OK Signal ist als *Basis*-Signal am **bipolaren NPN-Transistor** [66] mit eingebauten Widerständen angeschlossen, dessen *Kollektor* über einen Pull-Up-Widerstand mit der Ausgangsspannung VOUT verbunden ist. Sobald das VBAT_OK Signal aktiviert ist, also eine messbare Spannung an dem Pin anliegt und damit auch Strom fließt, schaltet der Transistor durch. Infolgedessen wird über den Pull-Up-Widerstand dieser Ast mit GND verbunden und am *Gate* des selbstsperrenden **PMOS** [67] liegt eine negative Spannung an, wodurch Strom von *Drain*, also VOUT, nach *Source*, also VBQ, fließen kann. Mit dieser Schaltung ist eine geregelte Betriebsspannung garantiert und die Systemlast wird sicher vom Harvester getrennt, ohne den Superkondensator zu viel zu entladen. Laut Datenblatt [51] hätte man das VBAT_OK Signal auch an einen Mikrocontroller schicken können, damit dieser dann den Harvester in einen anderen Funktionsmodus versetzt. Da aber zur Funktionsverifikation das Maximalprinzip, also vorgegebene Mittel und maximaler Ertrag, verfolgt wurde, wollte man nicht schon von vornherein durch einen Mikrocontroller eingreifen, sondern beobachten, was mit diesem Prototypen im Aktiv-Modus möglich ist.

Um die Möglichkeit zu haben, den Sensor zum Testen auch ohne Energy Harvesting betreiben zu können, wurde eine Linearreglereinheit, zu sehen in 4–12, wie auch schon beim TOSS v2.2, verbaut. Diese stellt sicher, dass bei Anliegen der einen oder anderen Spannung, der jeweils andere Pfad getrennt ist und es weder zu Rückströmen noch Rückspannungen kommen kann. Im Gegensatz zur Linearreglereinheit des TOSS v2.2, abgebildet in 1–1, ist die PMOS [67] Wählschaltung nach dem Regler [68] verbaut. Wenn sie wie im alten Design davor angebracht wäre, müsste der 3,3 V Linearregler die gleichwertige Spannung VBQ regeln, was aufgrund der minimalen Differenz von Eingangs- ($VBQ \approx 3,32\text{ V}$) und Ausgangsspannung (3,3 V) nicht funktionieren würde. Schon alleine durch die Inbetriebnahme des Reglers würde mehr Spannung abfallen, als sich das auf Milliwatt basierende System leisten könnte. Die D5 Diode [69] sorgt dafür, dass kein Rückstrom in den USB Port gelangen kann und die Schottky Diode [70] dient als Rückstromschutz im Falle einer Unregelmäßigkeit seitens der Systemlast. Die Konfiguration mit den Kondensatoren geht aus dem Datenblatt des Reglers hervor. Der Widerstand R21 dient als Pull-Down-Widerstand.

4.2.3 Messmodul

Das Messmodul besteht aus den Temperatursensoren, den Messphotodioden, dem Multiplexer und dem zweistufigen Operationsverstärker.

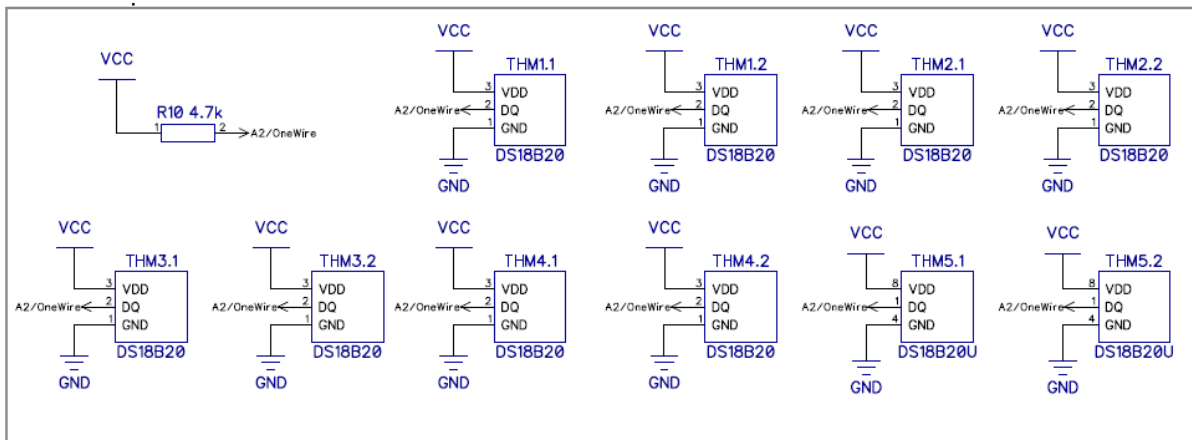


Abb. 4–13: Temperatursensoren DS18B20 des Messmoduls des TOSS v4.0

Der DS18B20 Temperatursensor, in Grafik 4–13 dem Schaltplan 1–3 entnommen, ist eine COTS Komponente, deren Messauflösung sich einstellen lässt und die eine Messgenauigkeit von $0,5^{\circ}\text{C}$ besitzt [28]. Da dieser schon erfolgreich im ADCS von MOVE-II verwendet wurde [21], erschien dieser als passend für Weltraumanwendungen [10]. Der Sensor bietet eine Auflösung von 9 bis 12 Bit, wobei man sich allerdings eine Auflösung von 10 Bit zu Nutze macht, die eine Messauflösung von $0,25^{\circ}\text{C}$ mit sich bringt [28]. Das programmierte Intervall beträgt 250 ms [10]. Der Sensor kommuniziert über einen 1-Wire Bus, der nur eine Datenleitung und eine Erdung braucht um mit einem Mikrocontroller zu interagieren. Durch einen einzigartigen 64–Bit seriellen Code können mehrere DS18B20 an den selben Bus gehängt werden, die wiederum mit einem einzigen Mikrocontroller kommunizieren [28]. Den DS18B20 Sensor gibt es in dreifacher Ausführung, immer in einem anderen Paket. Für die Sensoren auf den Kanten der Platine wird die DS18B20 Bauform und für die Sensoren in den Platinausbrüchen die DS18B20U Form verwendet. Die eine hat drei externe Drahtanschlüsse und die andere ist ein μ –SOP Paket. Da man im Falle der, sich auf den Seiten befindlichen Sensoren, die Temperatur mit einer großen Fläche messen will, bietet es sich an die Anschlüsse um 90° zu verbiegen, sodass sie auf der Unterseite der Platine angelötet wird. Zusätzlich sollen diese nicht über die Außenkanten der Platine ragen um keine ungewollte Verschattung der Dioden hervorzurufen, also wurden diese, die mit Verbiegen circa 3 mm hervor ragen, in eine rechteckige Ausbuchtung von 3,5 mm gesetzt. Die μ –SOP Pakete wurden thermisch isoliert. Da die Nummerierung der Sensoren nach der typischen Pin Nummerierung eines Mikrocontrollers, beginnend in der linken oberen Ecke erfolgte, sind die Referenzbezeichnungen dieser Idee folgend, mit einem Trough Hole (TH) voran durch einen Punkt getrennt, entstanden. Vergleiche hierfür Abbildung 4–8.

Sowohl bei den energieerzeugenden Photodioden als auch bei den Messphotodioden handelt es sich um Silizium PIN Dioden, vergleiche 3.1. Es ist eine schnell reagierende Diode mit hoher Strahlungssensitivität, in einem kleinen, flachen Plastikgehäuse, die sensibel auf sichtbare Strahlung und Nahinfrarot-Strahlung reagiert und eine kurze Antwortzeit besitzt. Die strahlungssensible Zone misst $7,5\text{ mm}^2$ und der Winkel der

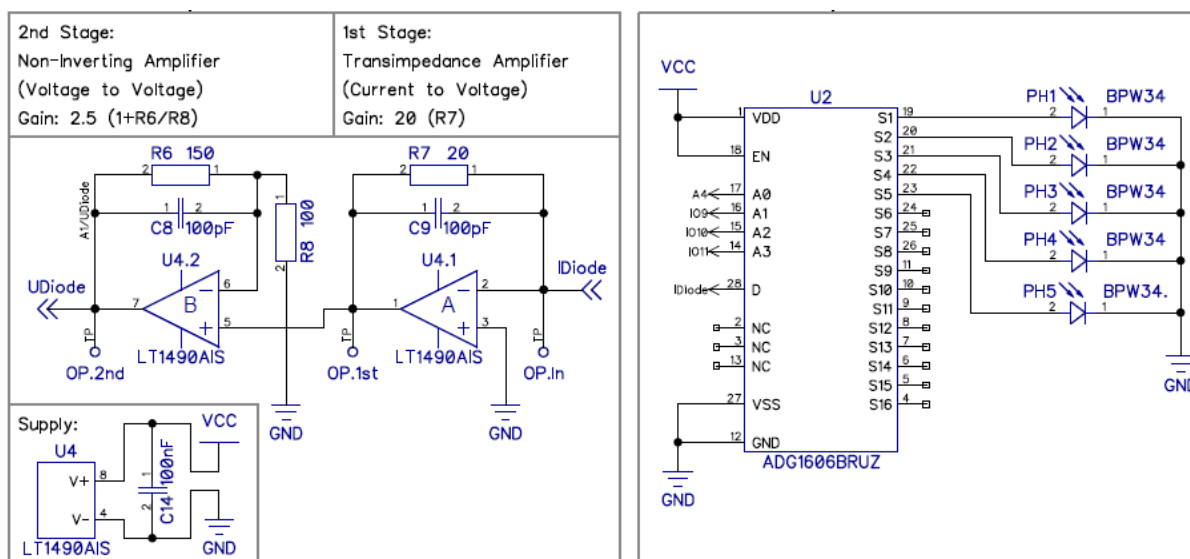


Abb. 4–14: Messphotodioden, Multiplexer und Operationsverstärker des TOSS v4.0 Messmoduls

halben Sensivität beträgt $\pm 65^\circ$ [8]. Alle Messdioden werden im Vorwärtsbetrieb, im Kurzschlussmodus, betrieben mit dem Zweck den Dunkelrückstrom zu minimieren [2]. Genauere Hintergründe zu den physikalischen und rechnerischen Zusammenhängen der Rolle der Photodioden in der Arbeitsweise des Sensors, sind in der Vorarbeit von Gscheidle [2] zu finden.

Der produzierte Photostrom der fünf Dioden, wird jeder separat an einen Einzelkanal eines monolithischen iComplementary Metal-Oxide Semiconductor (iCMOS) ADG-1606BRUZ Analogmultiplexer [50] geleitet, visualisiert in Abbildung 4–14 aus dem Schaltplan. Mit einem niedrigen On-Widerstand verspricht der Hersteller einen geringen Energieverbrauch der die Applikation vor allem für tragbare Geräte ansprechend macht. Im Fall einer 3,3 V Phasenversorgung ist mit einem Widerstand von $14,5 \Omega$ zu rechnen [50]. Nach weiteren Recherchen ist allerdings kein anderer Multiplexer mit den selben Anforderungen und einem niedrigerem On-Widerstand zu finden. Daher entschied man sich beim alten Design zu bleiben. Der genaue Energieverbraucheinfluss findet sich in 5.2.

Der vom Multiplexer zusammengefasste Photostrom der Messphotodioden wird mit einem zweistufigen Operationsverstärker, dem LT1490A [71] in eine messbare Spannung umgewandelt. Zuerst wird ein Transimpedanzverstärker und dann ein Nicht-invertierender Verstärker geschaltet. Die Ausgangsspannung wird zur Verarbeitung an den Mikrocontroller weitergeleitet. Zur Überprüfung der Signale sind Messstellen angebracht. Die mathematischen Hintergründe zur Berechnung des Photostroms, des Verstärkungsfaktors und der Referenzspannung sind in [10] zu finden.

4.2.4 Mikrocontrollereinheit

Zur Mikrocontrollereinheit zählen die dazugehörigen Kondensatoren und Spulen, der

Oszillator, beides in Abbildung 4–15 zu erkennen, einer externen In Circuit Serial Programming (ICSP) Steckverbindung und ein USB mini Port, Abbildung 4–16, dessen Datenleitungen direkt mit dem USB Eingang des Mikrocontrollers verbunden sind.

Der verwendete ATmega32U4 Mikrocontroller [72] wurde unter anderem ausgewählt, um kompatibel mit Arduino LEONARDO [73] zu sein [10]. Der Schematische Aufbau ist in Abbildung 4–15 zu sehen. Es handelt sich hierbei um einen 8–Bit Mikrocontroller, der auch eine USB Schnittstelle aufweist und damit geeignet ist, die Daten unabhängig von der Funktion des Bluetoothmoduls auszulesen. Sechs Sleep-Modes können initiiert werden und sind besonders wichtig für ein stromsparendes Design. Diese werden in Abschnitt 5.3 noch einmal aufgegriffen. Bei der TOSS v4.0 Anwendung benutzte man das TQFP44 Paket.

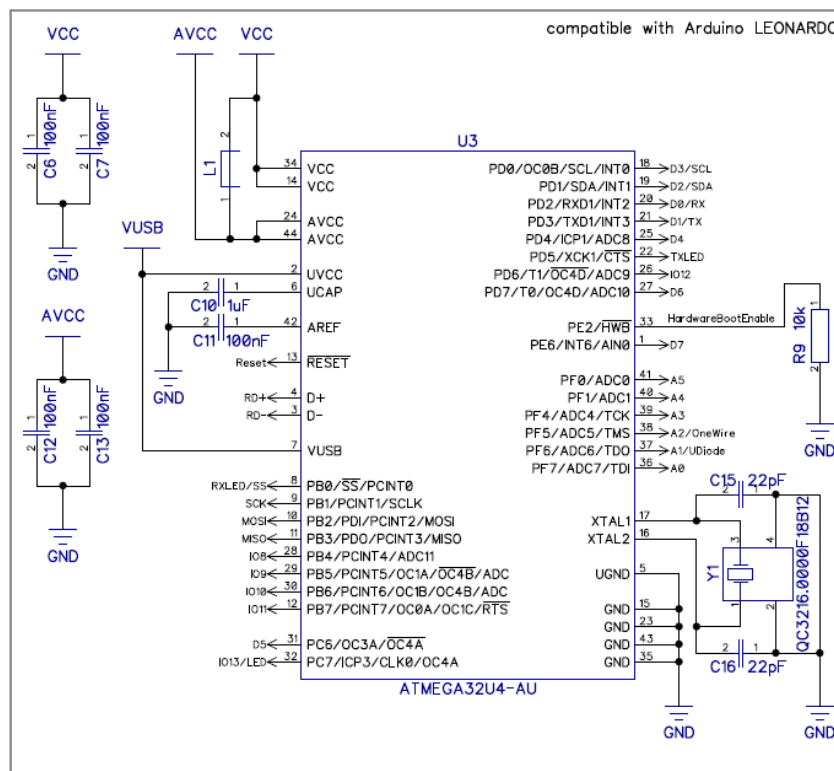


Abb. 4–15: Mikrocontroller mit Spulen- und Kondensatoranhang sowie dem Oszillator

Die Pinbelegung erfolgte ähnlich dem Mikrocontroller des TOSS v2.2 1–1. Jetzt kann der Controller über das Two-Wire-Interface, die D3/SCL Serial Clock Line (SCL) und die D2/SDA Serial Data Line (SDA) Leitungen auf den FRAM-Speicher zugreifen. Beim Port D lassen sich auch die Universal Asynchronous Receiver-Transmitter (UART) Pins für das Bluetoothmodul finden, wobei der Transmit-Pin des Controllers mit der dazugehörigen D1/TX Leitung über einen strombegrenzenden Widerstand mit dem gegensätzlichen RXD Pin des Bluetoothmoduls verbunden wurde. Vice versa gilt für den Pin TXD des Sendemoduls. Der Interrupt-Pin INT des Bluetoothmoduls wurde an die im Schaltplan des TOSS v2.2 schon belegte Leitung IO8 des Controllers gelegt, da der Pin als *Pin Change Interrupt* [72] deklariert ist und der vorherige Pin A0 des Multiplexers nur ein logischer Kontrollinput ist und daher der Eingang A4 des Controllers

ausreicht. Der TEST Pin des Bluetoothmoduls wurde an das A4 Netz angebunden, da es sich beim Mikrocontrollerpin um einen Testdateneingang handelt [72]. Das D7 Netz wurde für das Steuern des ENABLE Pins des Modems verwendet.

Sowohl der TOSS v2.2 als auch die Version dieser Arbeit, der TOSS v4.0, werden über die selben Schnittstellen, einer ICSP Schnittstelle, und dem selben Vorgehen, programmiert. Nach einmaligem Benutzen des Arduino LEONARDO Bootloader über die ICSP Schnittstelle, im Schaltplan 1–3 mit J2 betitelt, kann man sich Zugriff zum Auslesen der Daten oder dem Programmieren über die USB Schnittstelle verschaffen, als wäre es LEONARDO Hardware. Somit kann die Software in jeder Programmiersprache geschrieben werden, wobei das traditionelle Arduino C/C++ verwendet wurde [10]. Der Unterschied des TOSS v4.0 zum TOSS v2.2, bei dem ein horizontaler USB Anschluss des Typs Mini-B [74] verbaut wurde, ist eine senkrechte USB Schnittstelle [75], siehe Abbildung 4–16. Diese wurde aus Platzgründen gewählt, da die Geometrie der Platine keinen Ort für eine horizontale Einbauweise zuließ, zu sehen in Abbildung 4–20. Beim Kristall Oszillator handelt es sich um ein Quantek Bauteil [76] das für die Frequenzstabilität, den Takt [3] des Mikrocontrollers, der 16 MHz beträgt, verantwortlich ist.

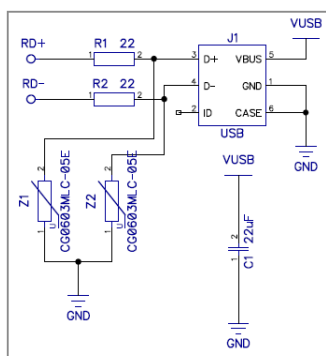


Abb. 4–16: USB mini B Port mit Datenleitung zum Mikrocontroller

4.2.5 FRAM-Speicher

Der FRAM MB85RC256V [77] Speicher von Fujitsu ist ein nicht-flüchtiger Speicher, bedeutend mit Datenerhalt, auch nachdem keine Versorgungsspannung mehr anliegt, der ferroelektrische Eigenschaften aufweist [3]. Ein separater Speicher ist von Nöten, da der Mikrocontroller zwar, 1 kB Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory (EEPROM) [72] besitzt, und das Bluetoothmodem auch Speicherplatz hat, der aber entweder nicht ausreicht oder auf den nicht zugegriffen werden kann. Der Speicher enthält eine Bit-Konfiguration von 32768 Wörtern a 8 Bits und hohe Lese- und Schreibzyklen von 10^{12} /Byte. Der Speicher ist vollkommen kontrollierbar durch zwei Ports, der SCL und der SDA, diese sind durch äußere Widerstände gegen mögliche zu hohe Ströme geschützt, und arbeitet bei einer Frequenz von maximal 1 MHz. Bei niedrigen Temperaturen, beispielsweise bei $+35^{\circ}\text{C}$ garantiert der Hersteller eine Datenerhaltungsdauer von 200 Jahren. Des Weiteren verbraucht der FRAM-Speicher nur wenig Strom. Es standen zwei Formfaktoren zur Auswahl, wobei der kleinere FPT-8P-M02 gewählt wurde, da

die Anforderung an eine kompakte Bauweise erfüllt werden sollte. SDA und SCL sind beide über einen strombegrenzenden Widerstand mit dem Mikrocontroller verbunden. Da nicht mehrere MB85RC256V an einem Bus angeschlossen werden sollen, wurden die Pins 1 – 3 nicht benötigt und daher auf low, mittels Verbindung mit Ground, gesetzt. Durch high setzen des Write-Protect-Pin wird die Möglichkeit den Speicher komplett zu überschreiben aktiviert.

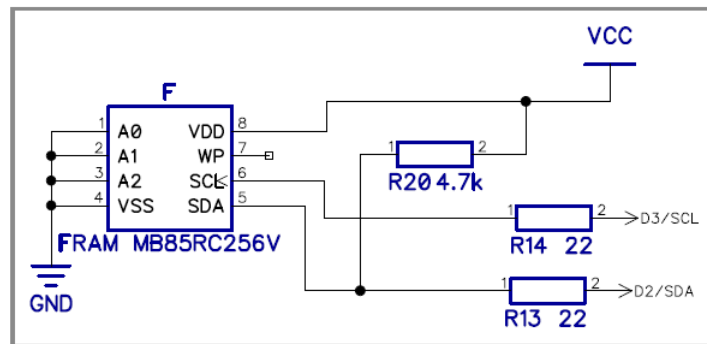


Abb. 4–17: Endgültige FRAM Speicher Version aus dem Schaltplan 1–4 für die Messdaten

4.2.6 Bluetoothmodul

Das verwendete WT1822-S4AT Bluetoothmodul, zu sehen in 4–18, der Klasse 2 mit anpassbarer Reichweite, ist ein leistungsstarkes, energiesparendes Sende- und Empfangsfunkgerät, das die Bluetoothtechnologie der vierten Generation, Bluetooth Low Energy (BLE) 4.0, verwendet [78]. Dieses benutzt einen nRF51822 Nordic Semiconductors System-On-Chip [79], mit einer Cortex M0 CPU, mit dem Sleep-Modus zum Energiesparen, was für die TOSS v4.0 Anwendung besonders interessant ist, implementiert werden können [80]. Laut Hersteller besitzt das Modul den kleinsten Formfaktor in der Industrie mit $18,5 \times 9,1 \times 2$ mm, für vergleichbare Module. Dies und das integrierte Standard Bluetooth 4.0 *Low Energy*, auch *Bluetooth Smart* [79], Protokoll, waren, neben dem Umstand, dass das Modul direkt mit 3,3 V betrieben werden kann, ausschlaggebende Faktoren sich für dieses Modul zu entscheiden. Die verwendete Schnittstelle ist ein UART-Port und das Modul sendet sobald es gestartet wird einen Broadcast Code und der Empfänger verbindet sich mit dem Modul. Bei einem *IOS* System passiert das mit der App *LightBlue* und bei *Android* mit der firmeneigenen *Wireless-Tag* App. Danach kann eine Zweiwegkommunikation stattfinden. Durch den UART können Daten ausgetauscht und Sendeeinstellungen, wie die Baudrate, die Datenübertragungsrate, verändert werden. Die Datenlänge beträgt bis zu 200 Byte, der Senderadius bis zu $r = 45$ m und das Modul besitzt eine integrierte Antenne [78].

Für das Bluetoothmodem wurde ein Stromverbrauch von 30 mA im aktiven und 1 mA im Ruhezustand angenommen, wobei man sich an den gegebenen Werten des System-On-Chip bei einem Leistungspegel von 0 dbm orientiert wurde. Im Vergleich zu dem, vom Hersteller als energiesparend deklarierten Moduls, verbraucht das Konkurrenzprodukt EGBT-045MS [81], das auch in der näheren Auswahl war, circa 40 mA unter den selben Bedingungen.

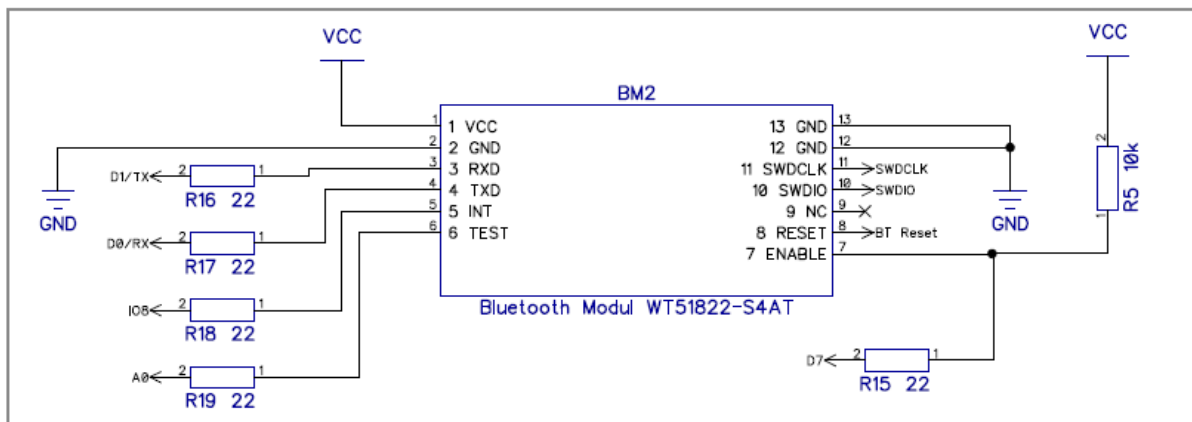


Abb. 4–18: WT51822-S4AT Bluetoothmodul zur Datenübertragung an den Satelliten

Neben den UART-RX/TX Pins, enthält das Modul einen TEST Pin, mit dem das Gerät in einen Testmodus gesetzt werden kann und einen ENABLE Pin, der high sein muss um die volle Funktion des Moduls zu garantieren und zusätzlich, unabhängig vom Mikrocontroller, durch einen Pull-Up-Widerstand an die Versorgungsspannung gekoppelt ist. Dadurch kann der Mikrocontroller gebootet werden, ohne damit das Bluetoothmodul zu affektieren. Der RESET Pin kann durch einen Pogo Key aktiviert werden, der auch zum Programmieren beziehungsweise zum Debuggen (SWDIO und SWDCLK) des Moduls dient. Kommandos an das Modem erfolgen mittels AT-Befehlen [78].

4.3 Implementierung

In diesem Abschnitt befinden sich Details zur Platinengestaltung und der Implementierung des TOSS v4.0 Sensors.

Elektronische Komponenten und Schaltungen müssen elektrisch miteinander verbunden und mechanisch gehalten werden. Dazu dient eine gedruckte Schaltung, das ist eine Platte aus Isolierstoff, auf der alle Komponenten befestigt und durch äußerst dünne Kupferbahnen verbunden werden können. Auf den Leiterplatten, welche als Träger der Komponenten und zur Stromführung dienen, werden die Elemente als durchsteckmontierbare (engl. Trough Hole Technology (THT)) oder oberflächenmontierbare Bauteile (engl. Surface Mounted Device (SMD)) aufgelötet. Letzteres bietet die Möglichkeit äußerst platzsparend Bauteile zu befestigen und dennoch nicht die andere Seite der Platine zu beeinflussen. Da keine hochfrequenten Signale verarbeitet werden, mussten keine Streifenleitungen entworfen werden [3]. Bei dem Board mit zwei Signalebenen, Top und Bottom, handelt es sich um Flame Retardant 4 (FR4) Material [82], das aus einem schwer entflammaren und flammenhemmenden Verbundwerkstoff, bestehend aus Epoxidharz und Glasfasergewebe [83]. Da die Schaltungen nicht auf einer Seite Platz gefunden haben und manche Bauteile wie die Photodioden auch gerichtet aufgelötet werden mussten, ist eine Durchkontaktierung, Plated Trough Hole (PTH), der Platine an den entsprechenden Stellen von Nöten. Dabei handelt es sich um Bohrungen, die innen mit Kupfer ausgekleidet werden [3]. Auf der Lötenschutzschicht sind die Bauteile gemäß dem Schaltplan nummeriert und betitelt. Der Schaltplan des TOSS v4.0 wurde

mittels der Software DipTrace direkt in ein PCB Layout übertragen. Da darauf geachtet wurde COTS Komponenten zu verwenden, waren die Pattern, also die elektrischen Abdrücke der Bauteile, bis auf wenige Ausnahmen, wie der des Bluetoothmoduls, aus der DipTrace Bibliothek wählbar. Die fehlenden Pattern wurden aus den Datenblättern abgeleitet und übertragen. Die Geometrie des Boards ist, wie schon in Abschnitt 4.2.1 beschrieben, in quadratischer Form entstanden. In Abbildung 4–19 erkennt man, dass die Temperatursensoren von der Software nicht so angebracht wurden wie im späteren Design und dass in Abbildung 4–20 der Prototyp, noch TOSS v3.1 genannt wird, was zu einem späteren Zeitpunkt auf TOSS v4.0 geändert wurde. Es fehlt das 3D Modell des Bluetoothmoduls.

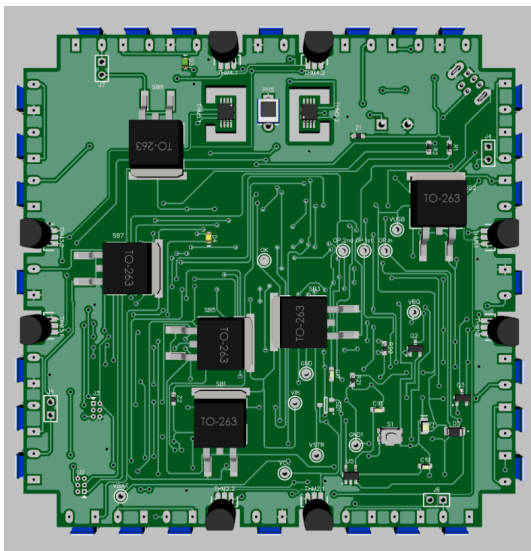


Abb. 4–19: Oberseite der TOSS v4.0 Platine

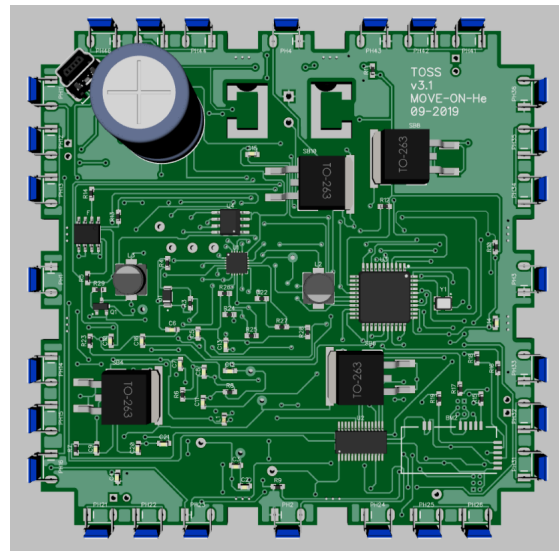


Abb. 4–20: Unterseite der TOSS v4.0 Platine

Des Weiteren kann man den Grafiken entnehmen, dass auf der Oberseite des TOSS, die beiden Temperatursensoren und die Messphotodiode für die senkrechte Komponente der Messung, angebracht sind. Außerdem erkennt man die Problematik, die die großen Smart Bypassdioden in ihrem TO-263 Paket verursachen, denn durch ihre Größe wären sie nicht mit einer sehr viel kleineren Platine zu vereinbaren gewesen. Die Entscheidung, die SM74611 [52] Dioden auch als Sperrdioden zu verwenden, resultierte aus den geringen Leistungsverlusten dieses speziellen Bauteils. Auf der Oberseite der PCB findet sich, leicht zugänglich, der Reset-Schalter für den Mikrocontroller, sowie die beiden LEDs für das Anzeigen des Betriebszustandes und die Steckverbindungen, um zwischen dem Modell mit drei oder mit sechs Dioden zu wechseln. Aus Abbildung 4–20 lässt sich schließen, dass auf der Unterseite der Platine die funktionskritischen Bauteile, wärmebedingt ins Innere [84] des Satelliten zeigend, angebracht sind. Dazu zählen der Superkondensator, der Mikrocontroller und der Energy Harvester. Um bei experimentellen Messungen keine Verschattung zu erzeugen, ist auch der USB Port an der Unterseite der Platine angebracht.

Nachdem die Komponenten gemäß ihrer Funktion auf beide Seiten aufgeteilt wurden und je nach Baugruppe, wie die Messdioden, Photodioden und Temperatursenso-

ren an einem festgelegten Platz angebracht und gesperrt wurden, wurde der Befehl *Auto-Placement* in DipTrace ausgeführt. Dieser generiert eine minimale Länge der Verbindungen zwischen den einzelnen Pads der Bauteile [85]. Diesen Ansatz erkennt man bei der Platzierung des Energy Harvesters, der nahe der Mitte der Platine sitzt. Die Photodiode und die zwei Temperatursensoren, deren FOV senkrecht zur Platine steht, der Superkondensator und der USB Port wurden per Hand platziert. Diese Messeinheit sollte nahe beieinander liegen und die Board-Ausbrüche sollten nicht im Weg sein, darum wurden sie am äußeren Rand platziert. Der Superkondensator wurde nahe dem Energy Harvester, aber dennoch weiter außen platziert, damit er beim Einbau in den Satelliten und beim Löten am leichtesten zugänglich ist. Der USB Port wurde in der Ecke platziert, um durch ein mögliches, angestecktes Kabel die Testpins so wenig wie möglich zu blockieren. Die Spulen des Harvesters wurden, ebenso wie die restlichen Bauteile, laut Layout Guideline nahe der Integrated Circuit (IC) angebracht [51]. Dies soll Instabilitäten und Electromagnetic Interference (EMI) Probleme verhindern. Da durch das Autorouting des Programmes, aufgrund der eingestellten Routing- und Design-Restriktionen, nicht alle Pads verbunden werden konnten, wurde manuell nachkorrigiert, sowie einige Fehler, zum Beispiel Kupferdurchgangsbohrungen zu Nahe am Energy Harvester, im Design behoben. Die Kupferebene für die Erdung wurde weitgehend am Rande der Platine aufgefüllt. Bei allen Leiterbahnen wurde eine Weite von 0,3 mm gewählt, außer bei der Signalleitung der 1-Wire Verbindung, da sind es 0,2 mm. Am Ende des Designs wurden die in DipTrace implementierten Fehlersuchalgorithmen *Design Rules*- und *Net Connectivity-Verification* benutzt, um potentielle Fehler zu entdecken [85]. Ersteres zeigt an wenn sich Bohrungen zu nahe an den Leiterbahnen befinden oder wenn diese einander zu nahe sind.

Die elektronischen Komponenten wurden manuell mittels Kolbenlötens angebracht. Bei dem Prozess des Lötens werden, anders als beim Schweißen, die Pins der Bauteile nicht mit den Pads der Platine verschmolzen, sondern vielmehr verbunden. Es wurde bleihaltiges Lötzinn verwendet, das bei 350° C verlötet wurde. Diese Form des Lötens wird auch Weichlötens genannt [86]. Der Prototyp wurde in einem Reinraum der Klasse 9 (DIN ISO 14644-1) verlötet und immer wieder mit Isopropanol gereinigt. Beim Lötens wurde mit den kleineren Bauteilen angefangen, da diese im späteren Verlauf durch große Bauteile nicht so leicht zugänglich sind. Bei dem Energy Harvester und dem Multiplexer wurde eine Heizplatte verwendet, die nach aufbringen des Lot, dieses verflüssigt und zur Folge hat, dass sich das Lot elektrostatisch zum Pin und dem Pad ausrichtet. Somit wurde eine Trennung der Pins durch Lot erleichtert. Nach dem Verlöten wurden die kritischen Bauteile, deren Pins durch die räumliche Nähe sehr leicht miteinander verbunden sein können, mit einem Multimeter auf eventuelle Kurzschlüsse untersucht. Bei diesem Schritt der Prototypenfertigung wurde besonders auf saubere und funktionstüchtige Lötstellen geachtet, um Fehlanpassungsverluste, die in 3.1 beschrieben sind, zu vermeiden. Nach dem Bestücken der Platine wird diese gründlich gereinigt, um eventuelle Kurzschlüsse zu vermeiden [51].

4.4 Raumfahrttauglichkeit der COTS Komponenten

Die Verwendung von COTS Komponenten wird zunehmend attraktiv für Weltrauman-

wendungen, vor allem bezüglich ihrer Leistung auf Systemebene, die die High Reliability (Hi-Rel)/Radiation Tolerant (Rad-Tol) Gegenstücke nicht erzielen können (zum Beispiel für Analog-Digital-Wandler) und/oder bezüglich Anwendungen bei denen eine große Menge an Bauteilen gebraucht wird (zum Beispiel Speicherkomponenten von Massenspeichereinheiten) [87]. Allerdings bringt deren Nutzung Einschränkungen in der Leistungsfähigkeit der Bauteile mit sich. Elektronische Bauteile müssen während ihrer Raumfahrtmissionen extremen Bedingungen wie intensiver Strahlung, Vakuum, Vibrationen, und der extremen Thermalumgebung standhalten [88]. Bis jetzt stellen nur wenige Hersteller raumfahrttaugliche COTS Komponenten her, die auch als solche deklariert werden [89]. So sind zum Beispiel die meisten Superkondensatoren nicht auf ihre Raumfahrttauglichkeit überprüft worden [40]. Noch gibt es keine standardisierten Vorgänge für die Erstellung von Datenblätter für elektronische Raumfahrtkomponenten, obwohl dies das Design und die Auswahl für spezielle Anwendungen erleichtern würde [90]. Da die COTS Komponenten aufgrund der extremen Weltraumbedingungen vielen Tests unterzogen werden müssen und noch nicht so viel Information über die meisten Komponenten bezüglich ihrer Raumfahrttauglichkeit erhoben worden sind, ist deren Testung teuer und nur ihre guten Leistungen auf Systemebene rechtfertigen deren Einbau. Nicht nur eine Serie an Bauteilen muss für tauglich befunden werden, sondern auch die einzelnen Bauteile, die verbaut werden sollen, müssen getestet werden um Defekte aufgrund der Herstellung oder der Lagerung auszuschließen. Somit soll eine Gefahr für das Scheitern der Mission, finanziell wie wissenschaftlich, verhindert werden [88, 87]. Die Effekte der Weltraumstrahlung setzen besonders Halbleiterbauteilen zu und die Schäden sind um Größenordnungen höher als die von herkömmlichen Widerständen oder Spulen [91]. Dies kann vor allem für die Photodioden des Photomoduls interessant werden. Um an die entsprechenden Daten zur Nutzung von COTS Komponenten zu kommen, muss man entweder selbst Tests durchführen oder sich an größere Organisationen wie die NASA wenden, die über eine größere Datenbank verfügen [88]. Das Einbauen von COTS Bauteilen ist folglich nicht ohne Konsequenzen und Bedarf weiterer Recherche.

4.5 Lessons Learned

Nachdem die Prototyp Platine in Auftrag gegeben wurde, fiel auf, dass ein direkter Zugang des Mikrocontrollers zu dem Ladestatus des Superkondensators möglicherweise sinnvoll wäre, um abzuschätzen, ob ein weiterer Mess-, Speicher- und Sendezyklus gestartet werden soll. Dafür könnte man auch das VBAT_OK Signal nutzen [51]. Der Controller kann dann mit verringerter Aktivität des Systems reagieren und den Harvester selbst in einen anderen Modus versetzen, sofern die Pins dafür angesteuert werden können, beziehungsweise dies vorgesehen ist. Des Weiteren könnten die Entfernungen der CIN und COUT Kondensatoren zur Harvester IC für Stabilitäts- und EMI-Probleme sorgen und beim nächsten Layout sollte man noch mehr darauf achten, die *Layout Guidelines* des Energy Harvesters genauer zu beachten. Um diese funktional geordneten Leiterplatinendesigns umzusetzen, ist es sinnvoll eine DipTrace Version mit einer größeren Anzahl an zur Verfügung stehenden Knoten, nämlich bei der DipTrace Lite Version 500 Knoten, zu benutzen, da das Layout dadurch verzweigter wird. Bei grundlegenden Tests fiel auf, dass das Pattern für die Photodioden irreführend ist und dass

das Pattern des USB Anschlusses spiegelverkehrt angeordnet wurde, sodass der Port nun auf der Oberseite der Platine ist, und nicht wie geplant auf der Unterseite. Um einen noch energiesparenderen Modus zu finden, kann das Messmodul noch einmal überarbeitet werden und die entsprechenden Eingänge mit dem Mikrocontroller verbunden werden um die einzelnen Komponenten in den Sleep-Mode versetzen zu können. Testpins wurden an den interessanten Stellen angebracht, wobei eine Messstelle mehr an VIN, zum adaptieren einer weiteren Solarzelle, für weitere Tests eventuell sinnvoll wäre. Die allgemeinen Lessons Learned finden sich im Fazit.



Kapitel 4. Design und Implementierung

5 Operationskonzept

Das Operationskonzept beschreibt, wie das System betrieben wird und welche Einsatzmöglichkeiten es gibt [33]. Das folgende Konzept konnte allerdings aus verschiedensten Gründen nicht in seiner Gesamtheit ausgeführt und implementiert werden. Hierzu folgen in Kapitel 6 und Unterkapitel 5.6 nähere Ausführungen. Das ausgearbeitete Operationskonzept eignet sich in erster Linie zum Überprüfen der Sensorperformance in einer Testumgebung. Ungeachtet dessen, werden die beschriebenen Systemeinstellungen begründet und zu vergleichbaren Arbeiten in den Kontext gesetzt.

Der Faktor, der das Operationskonzept am meisten beeinflusst, ist die aus dem Ladevorgang zur Verfügung stehende Energie. Der Minimalanspruch an das Operationskonzept ist, mit einem vollständigen Ladevorgang, bis zu einem VBAT_OV Grenzwert von 5,28 V, eine Phase des Messens, Speicherns und Sendens zu garantieren. Aus Abbildung 5–1 lässt sich entnehmen, dass sich das Operationskonzept in drei Hauptphasen unterteilen lässt: Dem Laden, dem Messen/Speichern/Laden und dem Senden/Laden. Die Phasen des Messens und Speicherns und des Sendens finden immer nach den gleichen Bedingungen statt, sprich dauern immer exakt gleich lang, da deren Zeiten programmiert sind. Die Kreuze in der Abbildung entsprechen den aktiven Modi der Bauteile, wobei die zum Messen/Speichern zugehörigen Elemente in Phase drei im Sleep-Mode sind, sofern dieser aktiviert werden kann, während das selbe für das Bluetoothmodul in Phase zwei gilt. Wie in der Grafik ersichtlich, gibt es mehrere Ausführungsmöglichkeiten das Energiebudget durch Laden wieder aufzustocken. Die Phase 1 des ersten Zyklus, die eintritt sobald Sonnenlicht auf die Photodioden trifft, eröffnet die eigentliche Operation des Satelliten. Je nach Strahlungsintensität und äußerer Dynamik des Satelliten und damit auch der wechselnden, dynamischen Bestrahlung der einzelnen Seiten des Satelliten, kann die Ladezeit des Superkondensators unterschiedlich lange sein. Das Operationskonzept des TOSS lässt Raum um unterschiedliche Kombinationen der Ladephase in Betracht zu ziehen. In der Abbildung 5–1 wird allerdings von einer Sonnenphase des Orbits ausgegangen, da im Falle einer Schattenphase der ganze Sensor sowieso nur aus der anfänglich gewonnenen Energie gespeist werden kann. Während dem Messen/Speichern und Senden wird auch geladen, da der Energy Harvester immer aktiviert ist. In voller Bestrahlung gibt es die Option, nach jeder Sendephase für eine kurze Zeit aufzuladen (Zwischenladen) oder das Operationskonzept ohne das Zwischenladen zu durchlaufen und am Ende vom VBAT_OK_PROG Niveau, aufzuladen. Um bei letzterem den Superkondensator wieder etwas aufzuladen, muss der Mikrocontroller, wenn die Spannung im Superkondensator über dem Level VBAT_OK_PROG ist, also die Systemlast an ist, alle Bauteile in den Sleep-Mode versetzen oder ausschalten. Nur in diesem Zustand ist ein minimaler Energieverbrauch möglich. Unter dem VBAT_OK_PROG Niveau von 3,11 V wird die Stromversorgung unterbrochen. Die andere Möglichkeit besteht darin, eine gewisse Anzahl an Zyklen zu durchlaufen, bevor für eine längere Zeit unterbrochen wird um den Kondensator wieder auf das VBAT_OK_HYST Level zu bringen. Diese Kombinationsmöglichkeiten sind der Grund warum die Zwischenladephasen in Klammern gesetzt sind, da sie sich nicht direkt nach jeder Phase 3 befinden müssen.

Die fortlaufenden Zahlen deuten sowohl die jeweilige Ladewiederholung, aber auch die unterschiedlichen Dauern der einzelnen Ladevorgänge, an. In jedem Fall passiert aber die Phase 3 nach der Phase 2. Sollte die Stromversorgung mitten in einem Mess-/Speicherzyklus abbrechen, stellt der nonvolatile Speicher sicher, dass die bis dort hin aufgenommenen Daten nicht gelöscht werden. Um das Ladeverhalten des System zu verifizieren, wurden im Kapitel 6.1 Versuche dazu durchgeführt.

Operationskonzept									
Konzept	aktives Bauteil	Kennung	Phase 1.1	Phase 2	Phase 3	(Phase 1.2)	...	(Phase 1.3)	...
Dauer [s]			n.b	15	0,15	n.b		n.b	
Laden	BQ Energy Harvester	BQ25570	x	x	x	x	x	x	x
Messen	Mikrocontroller	ATMEGA 32U4_AU							
Speichern	Oszillator	QC3216							
	Multiplexer	ADG1606BRUZ		x					
	Operationsverstärker	LT1490A							
	Temperatursensoren	DB18B20							
	Speicher FRAM	MB85RC256V							
Senden	Mikrocontroller	ATMEGA 32U4_AU							
	Oszillator	QC3216			x				
	Speicher FRAM	MB85RC256V							
	Bluetooth Modul	WT51822-S4AT							

Abb. 5–1: Die drei vereinfachten, trennbaren Phasen der Operation, wobei das Kreuz die aktiven Komponenten markiert

In Abbildung 5–2 ist die Minimalanforderung in rosa zu sehen während die Anforderungen an die Schnittstellen der Phasen eines Operationszyklus in dunkelgrau dargestellt sind. Operationsbeschreibungen für die jeweiligen Phasen finden sich in den hellgrauen Rechtecken. Die gelben Kästen geben Auskunft über die Ladeänderung im Superkondensator, bei denen zu erkennen ist, dass das Laden während der Phasen den Verbrauch nicht ausgleichen kann. Diese Information ist in Abbildung 5–11 aufgeschlüsselt. Die Grafik 5–2 stellt einen Überblick über das Zusammenspiel der einzelnen Operationskonzepte dar und wird im folgenden näher erläutert, hierbei finden sich die Hintergründe in den kommenden Unterkapiteln.

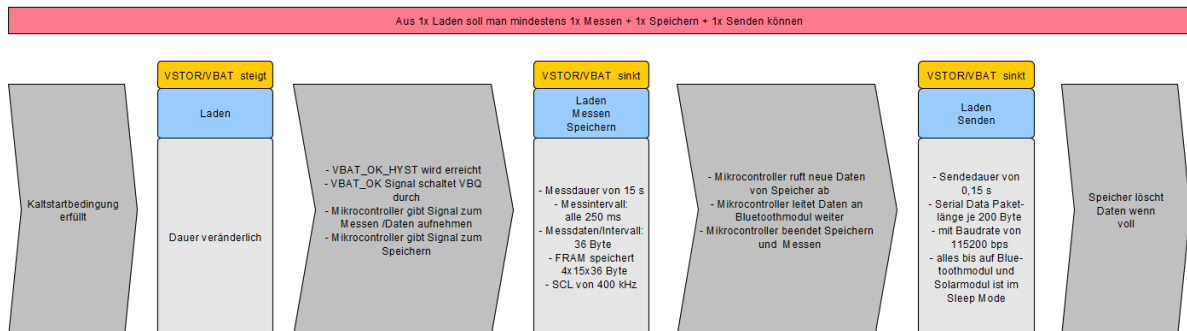


Abb. 5–2: Anforderungen bzw. Zeitpunktbeschreibungen der einzelnen Phasen mit Dauer und Datenprodukt und dem VSTOR/VBAT Verhalten in gelb

Damit das Laden des Superkondensators starten kann, muss die Kaltstartbedingung für den Energy Harvester erfüllt sein. In dieser Phase, die je nach Lichtbedingungen unterschiedlich lange dauert, steigt VSTOR beziehungsweise VBAT an. Sobald VBAT_OK_HYST erreicht ist, wird das VBAT_OK Signal vom Energy Harvester an die MOSFET Schaltungen weitergeleitet, die dann VBQ an das System weitergeben. Durch das Anliegen einer Spannung werden die elektrischen Komponenten des Systems angeschaltet, allerdings gibt der Mikrocontroller das Signal, mit dem Messen und Speichern zu beginnen. Nach einer Messdauer von $t = 15$ s mit einem Messintervall von 250ms , bei dem jeweils 36 Byte entstehen, beendet der Mikrocontroller die Mess-/Speichersequenz. Der Speicher arbeitet dabei mit einer SCL von 400 kHz und muss pro Phase 2160 Byte speichern. Zwischen Phase 2 und 3 ruft der Mikrocontroller die neu gewonnen Daten ab und gibt sie an das Bluetoothmodul weiter. Mit einer Baudrate von 115200 bps das entspricht 14400 Bps, ergibt sich bei einer Datenmenge von 2160 Byte, die in Serial Data Pakete von 200 Byte unterteilt werden, eine reine Sendedauer von $t = 150$ ms. Nach Abschluss des Sendens beginnt entweder ein neuer Ladezyklus, bei dem alle Komponenten entweder in den Sleep-Mode versetzt oder ausgeschaltet werden, oder je nach Ladekonzept, eine weitere Messphase. Zwischen den Phasen gibt es eine Latenz, wodurch die Zyklusdauer zwischen dem Ende der Ladephase bis hin zum Ende der Sende-/Ladephase insgesamt länger dauert als die $15\text{ s} + 0,15\text{ s} = 15,15\text{ s}$. Genauere Aufschlüsselungen zu den Zeiten finden sich in den kommenden Abschnitten.

5.1 Ladekonzept

5.1.1 Ladevorgang des Energy Harvesters

Um das Ladekonzept des Energy Harvesters [51] zu veranschaulichen, müssen einige Faktoren in Betracht gezogen werden. Unter anderem die Einflussnahme der verschiedenen Spannungsniveaus, siehe Abbildung 5–4, aufeinander und deren Schlüsselwerte bei Steigen und Sinken des Ladestatus, vergleiche hierzu Grafik 5–3. Manche der Spannungen, in Diagramm 5–4 grün gefärbt, sind benutzerdefiniert programmierbar und manche, blau eingefärbt, sind vom Hersteller vorgegeben. Einige, wie VBAT und VSTOR besitzen keine fixen Werte und variieren mit der Zeit. Das Zusammenspiel aller Spannungsniveaus und der Entscheidungspunkte im Ladevorgang sind in einem Flussdiagramm 5–5 visualisiert.

Beim Laden bzw. Entladen des Superkondensators sind jeweils vier Spannungen relevant, wobei VSTOR.CHGEN den Punkt des effektiveren Ladens markiert [51]. Die Über- und Unterspannungsgrenzwerte und eine *Battery-Good*-Spannung aus 5–3 bestimmen die Operationsregion des Harvesters. Die, durch Erreichen oder Verlassen dieser Grenzen hervorgerufenen Aktionen, können im Detail in 5–5 betrachtet werden. VSTOR und VBAT stellen wichtige Messgrößen zum Fortschritt des Ladestatus dar.

In Abbildung 5–4 lassen sich die wechselseitigen Beziehungen der Spannungen erkennen, wobei VIN_DC aufgrund seiner Bedeutung rot eingefärbt ist, während grün die implementierbaren Spannungen darstellt. Wie schon in Abschnitt 4.2.2.2 im Absatz das MPPT betreffend erwähnt, wird der Lader alle 16 s vom Photomodul getrennt um dessen Leerlaufspannung am VOC_SAMP Pin zu Messen. VOC_SAMP ist also keine Spannung sondern ein Pin, der 80 % der gemessenen Leerlaufspannung durch den VREF_SAMP

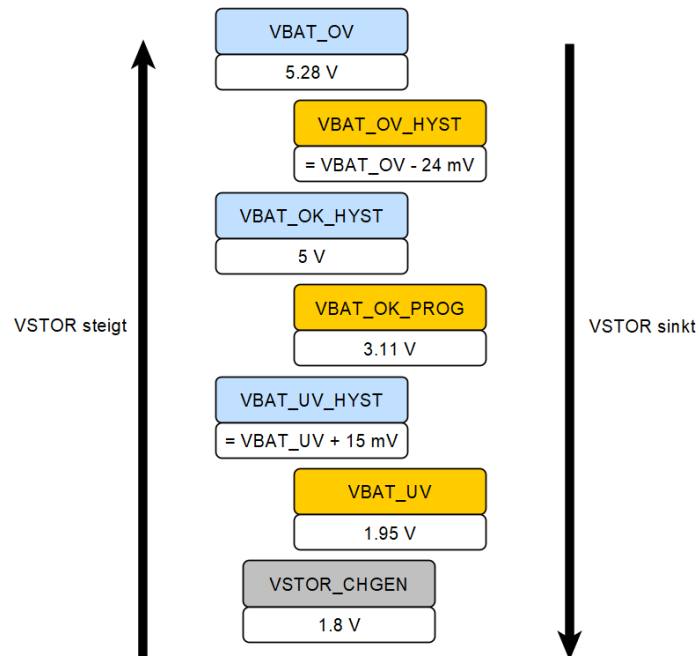


Abb. 5–3: Chronologische Abfolge der Ladespannungen in Zusammenhang mit einem steigenden (blau)/sinkenden (gelb) VSTOR

Pin im CREF Kondensator als VREF_SAMP Spannung speichert und als Referenzwert für das Harvester eigene MPPT verwendet. Die Sprünge, die durch die Messung der Leerlaufspannung entstehen, sind auch im VIN Verlauf im Ladeexperiment, Abbildung 6–8, eines Harvester Prototypen, in Kapitel 6.1, zu sehen. Damit beeinflusst VREF_SAMP die tatsächliche Eingangsspannung VIN_DC. VBAT_OK_PROG kann durch Widerstände gesetzt werden und bestimmt den Zeitpunkt, bei dem die Systemlast bei zunehmendem Entladen vom Superkondensator getrennt wird. VBAT_OK_HYST erfüllt den oppositären Zweck beim Laden. In dieser Grafik fehlen die hysteretischen Grenzwerte der Unter- und Überspannungen, deren Wert ist Abbildung 5–3 entnehmbar, da sie die jeweils konträre Aktion beim gegensätzlichen Ladevorgang aufweisen. Beim Überspannungslevel VBAT_OV wird das Laden gestoppt und bei VBAT_UV wird VBAT von VSTOR getrennt, um übermäßiges Entladen zu verhindern. VBAT und VSTOR werden beim Eintreten der Grenzfälle im Harvester mittels eines PMOS verbunden. Diese Vorrichtung dient dazu, den Ladestatus des Superkondensators regeln zu können. VSTOR_CHGEN stellt einen Wendepunkt in der Effizienz des Harvesters dar und ist herstellerbedingt festgelegt. Diese insgesamt sieben signifikanten Spannungslevel und die Eingangsspannung VIN_DC beeinflussen den aktuellen Ladestatus enorm. Die Spannung an VBAT kann gemäß dem VBAT_OV Schwellenwert von 0 V – 5,28 V variieren. Ebenso VSTOR, das nach überschreiten von 1,965 V, mit VBAT verbunden wird und sich ein Spannungslevel einstellt. Diese Spannungen beeinflussen sich also gegenseitig. Im weiten Sinne kann folglich eine Wirkung von VIN_DC auf VOUT ausgemacht werden und eine weitaus direktere Verbindung zwischen VSTOR/VBAT und VOUT festgestellt werden [51].

Der Energy Harvester wird von verschiedenen Spannungsniveaus zu unterschiedli-

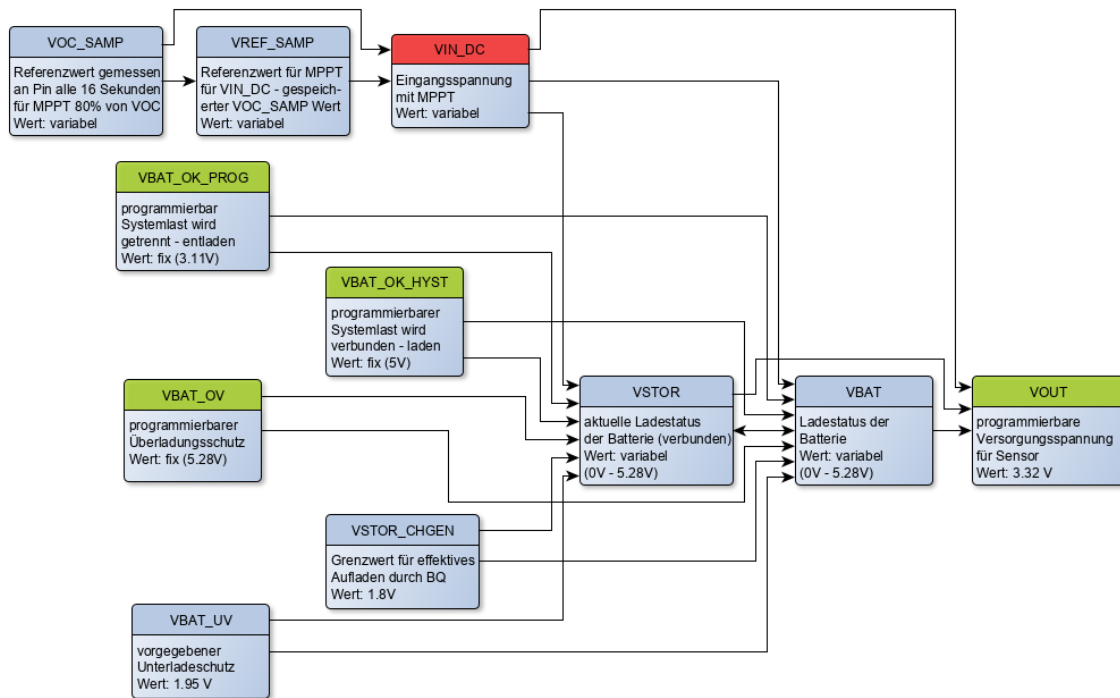


Abb. 5–4: Beeinflussung der Spannungslevel untereinander mit Färbung der programmierbaren Spannungen in grün und der fixen bzw. variablen Spannungen in blau

chen Aktionen angeregt. So auch zum Batterie-Unterspannungsschutz, der verhindert, dass eine wiederaufladbare Batterie zu sehr entladen und damit geschädigt wird. Der VBAT_UV Wert beim Entladen, im Kontext mit den anderen Triggerspannungen, in Abbildung 5–3 zu sehen, beträgt 1,95 V und beim Laden diesen, plus einen Hysteresewert von 15 mV. Über dem VBAT_UV_HYST Wert sind beim Ladevorgang VSTOR und VBAT durch ein PMOS verbunden und werden erst getrennt wenn VSTOR, damit in dem Moment auch VBAT, unter VBAT_UV fällt. Der Grenzwert stellt eine Ausfallsicherheit für das System dar. Dieses soll allerdings mittels des VBAT_OK_PROG Wertes, bei 3,11 V, schon früher vom Harvester getrennt werden und bei 5 V verbunden werden. Im Gegensatz zum festgelegten Unterspannungsschutz, lässt sich an Hand von externen Widerständen ein Überspannungsschutz, angepasst an das jeweilige Speichermedium, festsetzen [51]. Im Falle des TOSS v4.0 wurde das Limit auf einen Wert von 5,28 V definiert, um etwas unter der maximalen Operationsspannung des Superkondensators von 5,5 V zu liegen [65]. Diese Zahl kann mittels zwei externen Widerständen deren Summe nicht 13 M Ω überschreiten soll und einer vordefinierten Formel aus dem Datenblatt bestimmt werden [51]. Bei der Auswahl der Widerstände zur Grenzwertbestimmung der einzelnen programmierbaren Spannungslevel kann eine eigens von Texas Instruments erstellte Kalkulationstabelle [61] helfen. Wie in Abbildung 5–3 zu sehen, entspricht der kalkulierte VBAT_OV Wert, dem bei steigendem VSTOR, und der Hysteresegrenzwert bei fallendem VSTOR, VBAT_OV minus 24 mV. Beim oberen Grenzwert wird der Lader deaktiviert und wird wieder aktiviert, sobald VSTOR unter VBAT_OV_HYST fällt [51]. Die Hysteresedient dazu, dass bei kleineren Änderungen nicht ständig zwischen zwei Zuständen hin und her geschaltet wird.

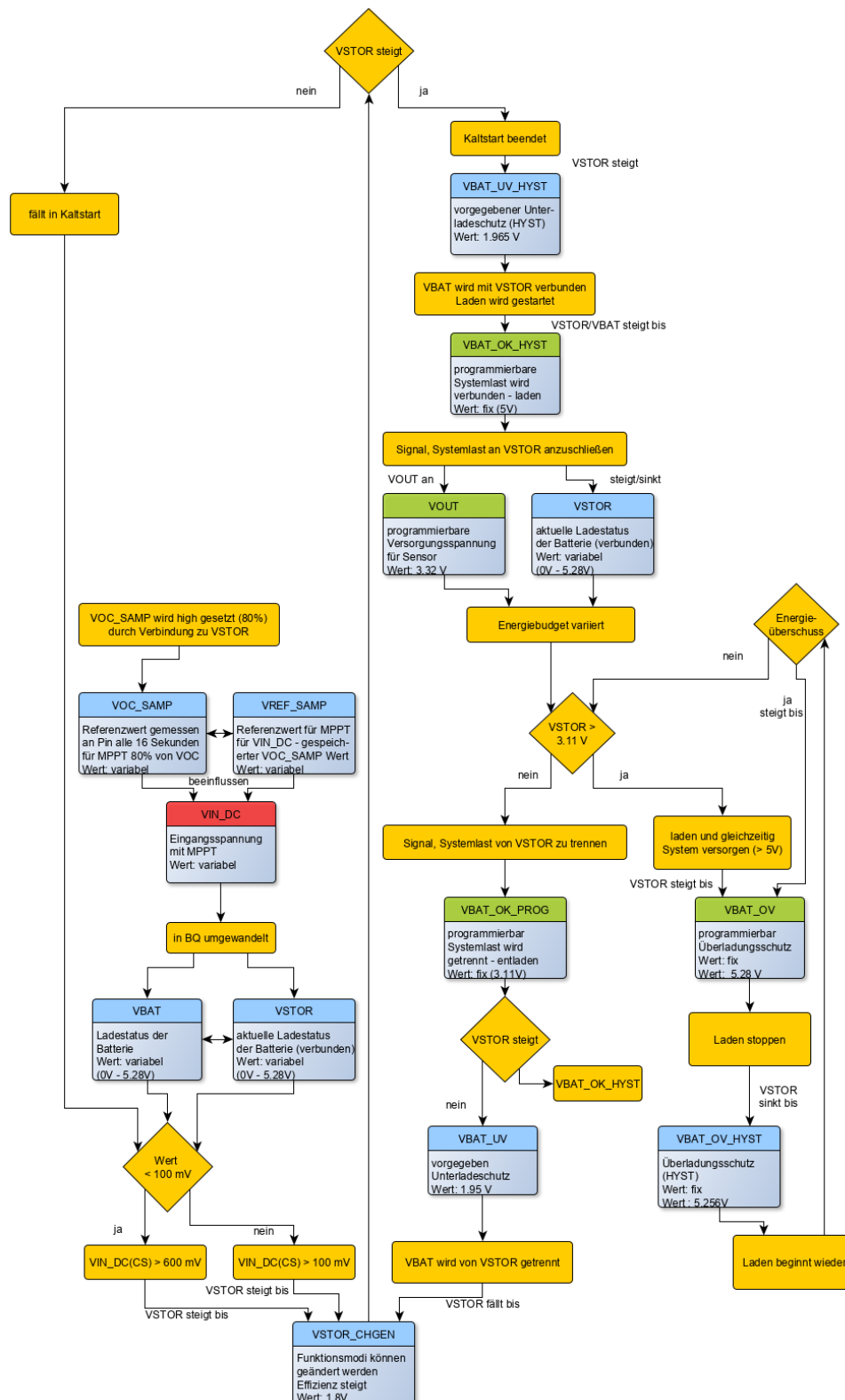


Abb. 5-5: Ladevorgang als Flussdiagramm mit Entscheidungsknoten bei Schlüsselspannungen

Das Ladekonzept des Energy Harvesters lässt sich von außen durch das Setzen der Schwellenwerte, durch Ändern der Funktionsmodi und durch Steuern des VBAT_OK Signals beeinflussen. Während in den Phasen zwei und drei jeweils unterschiedliche Bauteile aktiv sind, ist der Energy Harvester immer aktiv, außer wenn kein Energieinput erfolgt, sodass der Harvester nicht mehr betrieben werden kann. Im Flussdiagramm 5–5 können die Zusammenhänge der verschiedenen Schlüsselspannungen, das Laden und Entladen und die damit verbundenen Entscheidungspunkte identifiziert werden. Das Ladekonzept beginnt mit dem MPPT von VIN_DC und der damit verknüpften VREF_SAMP Spannung und dem VOC_SAMP Pin. Systematisch muss die Grafik bei VIN_DC, in rot, angefangen betrachtet zu werden. Wenn VSTOR/VBAT unter 100 mV sinkt, dann muss die benötigte Kaltstarteingangsspannung des Photomoduls mindestens 600 mV betragen, was aufgrund der Anzahl der seriell geschalteten Photodioden garantiert sein sollte. Eine Photodiode [8] generiert bei einer Strahlungsintensität von 1 mW/cm² und einer Wellenlänge von 950 nm eine Leerlaufspannung von 350 mV. Bei einem teilweise geladenen Superkondensator, sprich VSTOR ist größer als 100 mV, reichen sogar 100 mV Eingangsspannung. Der Kaltstartschaltkreis besteht aus einem unregulierten, hysteretischen Aufwärtswandler mit geringerer Effizienz, verglichen mit dem Hauptlader, der durch Erreichen von VSTOR_CHGEN aktiviert wird und damit den Kaltstartmodus beendet. Erst ab diesem Zeitpunkt kann man in verschiedenste Funktionsmodi wechseln. Sobald die 1,8 V erreicht sind, wird VRDIV initialisiert und die programmierten Grenzschnnungen werden zurück gesetzt. Danach wird der Lader für 32 ms getrennt, sodass die Leerlaufspannung aus VIN_DC als Referenzspannung für das MPPT gemessen werden kann. Zuletzt werden circa 64 ms nach dem initialen Zurücksetzen der Schwellenwerte, diese neu gemessen. Bei einem VSTOR von 1,965 V, also VBAT_UV_HYST, wird VBAT mit VSTOR verbunden. Da diese aber noch nicht auf dem selben Spannungsniveau sind und nun zusätzlich VBAT geladen werden muss, ist es nicht ungewöhnlich, dass VSTOR zwischen dem Kaltstartmodus und einem aktiven Hauptlader pendelt, bis VSTOR schließlich über VBAT_UV_HYST, 1,965 V, bleibt. Siehe hierfür Grafik 22 bzw 23 in [51]. Wenn eine partiell geladene Spannungsquelle angeschlossen wird, ist dieser Vorgang nicht von Nöten. Bei 5 V, zu sehen in 6–8, wird das VBAT_OK Signal auf *high* gesetzt, und die Systemlast wird mit dem Harvester verbunden, wodurch das System anfangen kann zu operieren. Je nach Energiezu- und abfuhr kann sich eine positive oder negative Differenz ergeben. Solange VSTOR über 3,11 V bleibt, wird der Sensor mit einer Betriebsspannung von 3,3 V versorgt. Bei 5,28 V wird aufgehört zu laden. Sobald VSTOR unter den VBAT_OK_PROG Wert fällt, geht VBAT_OK auf *low* und die Systemlast wird getrennt, aber davor wird bei unter 5,256 V wieder geladen. Sollte VSTOR dann wieder steigen, wird beim Hysterese-OK Wert erneut die Systemlast angeschlossen und der Entladeprozess beginnt wieder. Wenn VSTOR aber weiter fällt, wird es bei VBAT_UV von VBAT getrennt und kann bis VSTOR_CHGEN weiterfallen, womit je nach Steigen oder Sinken wieder der Kaltstartmodus aktiviert wird. Das System wird zwar schon bei VBAT_OK_PROG getrennt, allerdings kann VSTOR sowie VBAT durch Selbstentladung des Kondensators entladen werden, beziehungsweise bis VBAT_UV durch Eigenverbrauch des Energy Harvesters, abnehmen. Dies ist der Fall wenn die geerntete Energie nicht ausreicht um die Energiebilanz des Harvesters positiv zu halten [51].

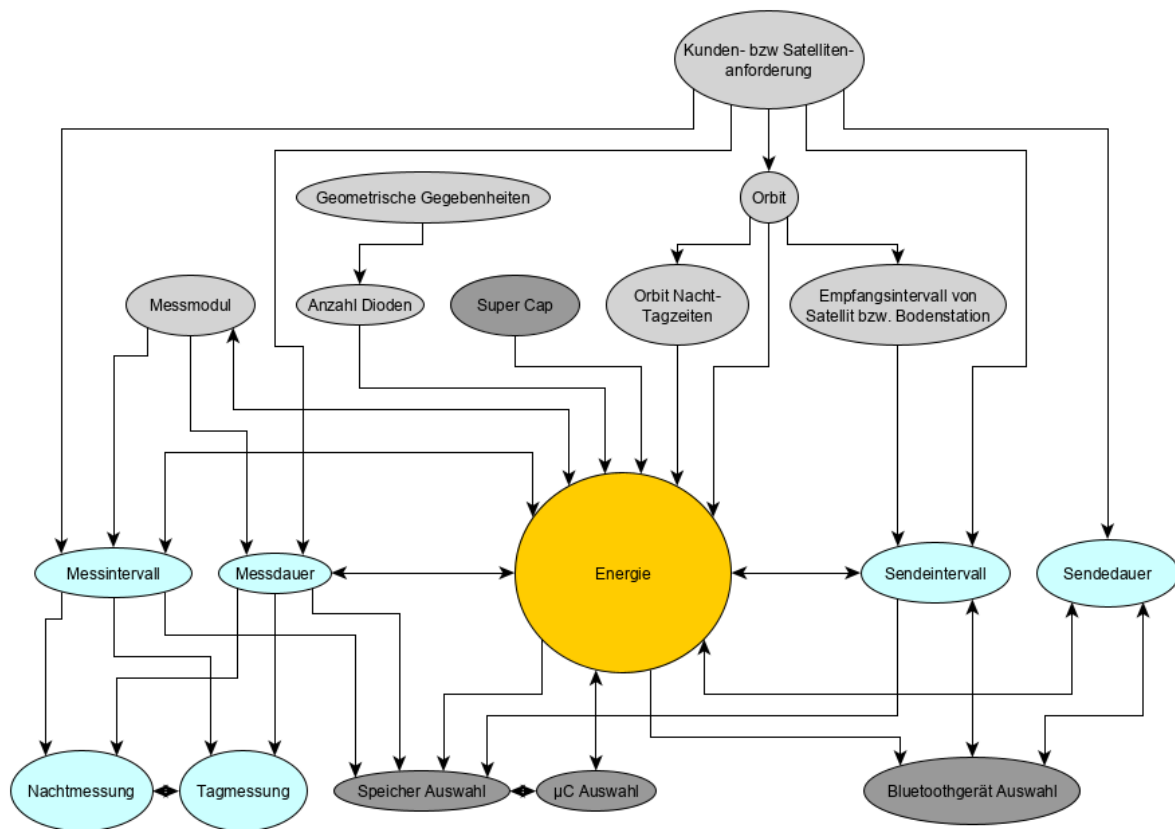


Abb. 5–6: Zusammenhänge zwischen Energiebilanz und -menge - zeitliche/intrinsische Faktoren in hellblau, intrinsische in dunkelgrau und extrinsische in hellgrau

Das Ladekonzept kann im Gegensatz zu den anderen Phasen nicht besonders beeinflusst werden. Viele Faktoren sind extrinsisch. Das Ladekonzept wird hauptsächlich durch extrinsische Faktoren, wie die geometrischen Gegebenheiten des Prototypen, aus denen die mögliche Anzahl an Photodioden resultiert, und den Orbiteigenschaften bestimmt. Die zeitlich/intrinsischen, in hellblau in Abbildung 5–6, sind im wesentlichen die anderen Operationskonzepte. Die einzige Option das Ladekonzept und das damit verbundene Energiebudget zu beeinflussen, liegt in der Wahl der elektrischen Komponenten, die möglichst leistungssarm sein sollten und der Intervallwahl und -dauer des Ladens während die restlichen Komponenten im Sleep-Mode sind.

5.1.2 Energiebudget

Das Energiebudget dient abschätzend dafür, wie das Verhältnis zwischen Energieproduktion und -verbrauch ausfällt. Es hilft, besonders leistungsintensive Bauteile zu identifizieren und erleichtert die Vorhersagen bezüglich eines möglichen Ladekonzepts. Dieses Energiebudget soll keinen Ersatz für eine detaillierte Simulation darstellen und abstrahiert daher einige physikalische Gegebenheiten. Sensitivitäten, die sich über die Wellenlänge ändern, werden nur skalar und nicht funktionsbasierend multipliziert. Alle Formeln basieren auf Systeme International (SI) Einheiten und die Daten werden aus den jeweiligen Datenblättern der Komponenten ausgelesen. Die Abschätzung findet in

einer Sonnenphase statt.

Für die **Energieproduktion** wurden hauptsächlich Faktoren aus dem Datenblatt (Db.) der verwendeten Photodioden BPW34 [8] benutzt. Annahmen (An.), die bezüglich der Umgebung getroffen werden, können modular ausgesucht und verändert werden. Die größtmögliche Energieproduktion wird bei sechs aktiven Dioden an einer Kante des Satelliten, also dem CubeSat Modell, erreicht und dient daher als Anhaltspunkt um den Prototypen zu verifizieren. Da die Werte den Datenblättern entnommen wurden, sind bei der Photodiode Verluste durch Reflexion und Widerstände enthalten [3].

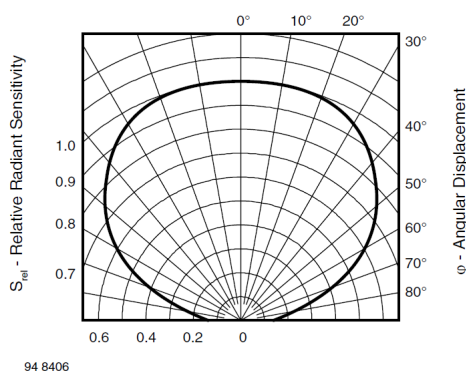


Abb. 5–7: Relative Strahlungssensibilität der BPW34 Photodiode über den Einfallswinkel [8]

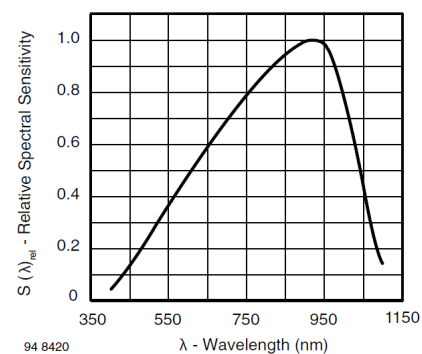


Abb. 5–8: Relative Spektralsensibilität der BPW34 Photodiode über die Wellenlänge [8]

Für die Simulation des Photostroms gibt es mehrere Modelle, das Ein-, Zwei- und Dreiodenmodell mit aufsteigender Komplexität, die immer mehr Faktoren berücksichtigen [58]. Da es sich aber um keine Simulation handelt, sondern eine Abschätzung, wurde die Eindiodenformel aus [7] zwar evaluiert, aber nicht direkt verwendet. Die Werte aus dem Photodiodendatenblatt entsprechen zeitlich gemittelten Stromwerten bei $T = 25^\circ \text{C}$ und einer Wellenlänge von $\lambda = 950 \text{ nm}$. Der Photostrom hängt in einem großen Bereich streng linear von Lichtstärke/-intensität und nicht von der Temperatur oder angelegten Sperrspannung ab [3]. Wie in Abschnitt 3.1 in Grafik 3–1 zu sehen ist, ist der Photostrom über einen weiten Bereich der Photospannung konstant. Das MPPT des Harvesters liest den Strom bei 80 % der Leerlaufspannung aus und da die Kennlinie einer Photodiode vor Erreichen der Durchbruchspannung über einen größeren Spannungs- als Strombereich abfällt, wurde ein K_{MPPTI} von 0,9 angenommen. Da die Temperaturabhängigkeit, wie in Tabelle 5–1 zu sehen, nicht besonders signifikant ist, wurde sie aus der Abschätzung außen vor gelassen. Dunkelstrom ist thermisch angeregt und nimmt exponentiell mit der erhöhten Temperatur zu. Für den produzierten Strom gilt ($I_{ph} = 0,9 I_k$) [3]:

$$I_{IN} = I_{ph} + 0,9 I_{dark} \quad (5-1)$$

Wie in Abschnitt 3.1 erwähnt, ist der Kurzschlussstrom, proportional zur Änderung der Strahlungsintensität und der geänderten Fläche, skalierbar [3]. Da die Werte im Datenblatt für 1 mW/cm^2 gegeben sind, kann die Rechnung durch Verwenden der mittleren Solarkonstante ausgeführt werden. Jedoch ändert sich die Größe und damit

die Fläche der Photodioden nicht und damit ist $\Delta A = 0$. Der Photostrom wird daher nur mit E_e normiert. $136,7 \text{ mW/cm}^2$ wurden als mittlere Strahlungsintensität angenommen, siehe Abschnitt 4.2.2.1. Die Abhängigkeit von der Bestrahlungsstärke in W/m^2 wurde für die Vergleiche mit den Experimenten in Abschnitt 6.1.2 auf die Beleuchtungsstärke in lx umgemünzt und die Formeln entsprechend angepasst. Bei den im Schatten liegenden Zellen geht die Strahlungsintensität und damit die Photostromproduktion gegen Null [92], weshalb diese Seiten außer durch thermische Aktivierung nicht in der Formel 5–3 auftauchen.

$$I_k \propto \Phi_e = \frac{E_{real}}{E_e} \Delta A \quad (5-2)$$

Hinzu kommt eine relative Sensitivität in Abhängigkeit des Einfallwinkels, für die BPW34 Photodiode zu sehen in Abbildung 5–7. Da sich diese dynamisch verändert, wurden probeweise Winkel von 30° und 60° zur Senkrechten der photosensitiven Ebene ausgewählt, was einem S_{rel30} von 0,95 und einem S_{rel60} von 0,6 entspricht. Wie man in Abbildung 5–9 sieht, ist das Maximum der Energieausbeute zwar bei 45° , aber die Formeln sind für unterschiedliche relative Sensitivitäten anschaulicher. Der Winkel der halben Sensitivität liegt bei $\pm 65^\circ$. Insgesamt wird aus theoretisch vier Strängen Strom gespeist und es sind mindestens zwei Seiten nie beschienen und liefern damit auch keinen bis wenig Strom (Dunkelstrom). Je nachdem welche Seiten beschienen werden, werden die Bypass Dioden dem Schattenmuster entsprechend, anders beansprucht. Daher wird für beide eine Annahme von $I_{ph} = 0,9 I_k$ getroffen. Die Werte sind alle bei einer Lichtwellenlänge von $\lambda = 950 \text{ nm}$ erhoben worden und eine Umrechnung auf das gesamte Sonnenspektrum wäre an dieser Stelle zu aufwendig. Dafür würde sich aber das AM0 Spektrum eignen, das sich auf ein Sonnenspektrum ungefiltert von der Atmosphäre bezieht [92]. Für I_{IN} ergibt sich folglich:

$$I_{IN} = [(l S_{rel30} I_k + l S_{rel60} I_k) \frac{E_{real}}{E_e} + m I_{dark}] K_{MPPTI} \quad (5-3)$$

In Abbildung 5–9 ist das Ergebnis einer statischen Berechnung für den Photomodulsausgangsstrom visualisiert. In einem Intervall von 5° wurden die Werte für S_{relx} aus dem Datenblatt der BPW34 Photodiode [8] bei der entsprechenden Winkelabweichung zur Normalen des Diodengehäuses, Grafik auch in 5–7 zu sehen, ausgelesen. Da immer mindestens eine und maximal zwei Seiten beschienen werden, ergibt sich eine Kombination aus zwei Winkelpaaren, die in Summe 90° ergeben. Per Definition sind die Sonnenstrahlen bei einem Winkel von 90° parallel. Für die Werte 85° und 90° wurden geminderte Werte als die im Diagramm 5–7 angegebenen verwendet, da sich bei Experimenten in [2] bestätigt hat, dass die relative Strahlungssensibilität bei großen Abweichwinkeln nicht den hohen Angaben entspricht. Es wurde mit 0,1 und 0 gerechnet, statt 0,2 und 0,15. Da nur der Photostrom und nicht die Leerlaufspannung von den Beleuchtungsverhältnissen abhängig ist [3], kann anhand dieser Kurve eine

Tab. 5–1: Wichtige Parameter zur Photostromberechnung

Parameter	Variable	Größe	Einheit	Quelle
Temperaturkoeffizient	T_{ik}	0,1	%/K	Db.
Photostrom	I_k	47	μA	Db.
Dunkelstrom	I_{dark}	2	nA	Db.
Ambiente Temperatur	T_{amb}	298,15	K	An.
Intensität (Referenz)	E_e	1	mW/cm^2	Db.
Intensität (Real)	E_{real}	136,7	mW/cm^2	An.
Relative Sensitivität	S_{rel}	variabel	-	Db.
Stranganzahl (Dioden)	m	8	-	An.
Stranganzahl (Kante)	l	2	-	An.
Lichtwellenlänge	λ	950	nm	Db.
MPPT Koeffizient	K_{MPPTI}	0,9	-	An.
Photosensitive Fläche	A	,5	mm^2	Db.

Vorabschätzung für den späteren Verlauf der dynamischen Eingangsleistung des Harvesters getroffen werden. Zwischen den Berechnungspunkten wurde linear interpoliert und die wiederkehrende Symmetrie des Stromverlaufs ist zu erkennen. Das Diagramm stellt eine halbe Umdrehung des Satelliten um seine eigene Achse dar. Die erste beschienene Seite, die Nummerierung entsteht durch die zeitliche Abfolge an Bestrahlung, fängt beispielsweise mit einem Abweichwinkel von 0° an und im Extrempunkt von 90° wird sie von der dritten abgelöst, während die zweite bei einer Abweichung von 90° anfängt, ein Maximum bei 0° erreicht und schließlich wieder weiter gedreht wird. Bis hin zu einer 90° Abweichung, wo sie schließlich von der vierten Seite ersetzt wird.

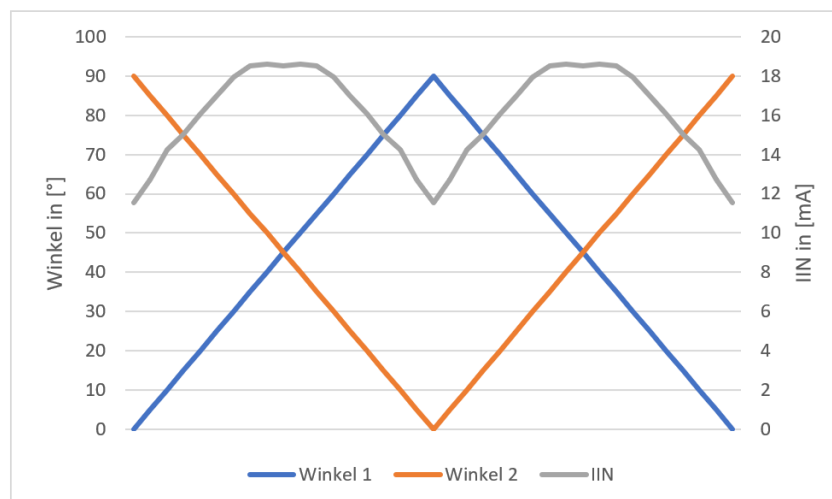


Abb. 5–9: I_{IN} über eine berechnete Sequenz von drei beschienenen Seiten und den dazugehörigen Winkeln der beleuchteten Kanten - maximale Energiegewinnung bei $45/45^\circ$

Tab. 5–2: Wichtige Parameter zur Photospannungsberechnung

Parameter	Variable	Größe	Einheit	Quelle
Temperaturkoeffizient	T_{voc}	–2,6	mV/K	Db.
Leerlaufspannung	V_{oc}	350	mV	Db.
Ambiente Temperatur	T_{amb}	298,5	K	An.
Diodenanzahl (Strang)	n	6	-	An.
MPPT Koeffizient	K_{MPPT}	0,8	-	Db.

Für das Abschätzen der Leerlaufspannung, von der laut MPPT 80 % ausgelesen werden, sind die Parameter in Tabelle 5–2 und 5–3 von Bedeutung. Die Spannung einer Photodiode ist, wie in Abbildung 3–3 dargestellt, über die Beleuchtungsstärke logarithmisch verteilt und die Leerlaufspannung ist, wie in Grafik 3–1 zu sehen wenig von der Bestrahlungsstärke abhängig [3]. Die im Datenblatt [8] angegebenen Werte bezüglich der Photodiodenspannung beziehen sich auf eine Wellenlänge von $\lambda = 950 \text{ nm}$ und eine Bestrahlungsstärke E_e von 1 mW/cm^2 . Da im Datenblatt keine näheren Informationen zum Verhalten der Leerlaufspannung zur Bestrahlungsstärke zu finden ist, wird mit einem Wert von 350 mV für $E_e = 1 \text{ mW/cm}^2$ gerechnet. Bei der referenzierten Wellenlänge von $\lambda = 950 \text{ nm}$ erreicht die relative spektrale Sensitivität annähernd ihr Maximum, in Abbildung 5–8 zu erkennen. Wenn man Grafik 5–8 mit der Abbildung 3–2 aus Kapitel 3.1 vergleicht, lässt sich erkennen, dass die Diode nicht optimal auf das Sonnenspektrum angepasst ist. Die Leerlaufspannung ist im Vergleich zum Kurzschlussstrom stärker temperaturabhängig und sinkt um 2,6 mV/K, was auch aus dem Datenblatt ausgelesen wurde. Bei der Berechnung wurde allerdings von einer Umgebungstemperatur von $25^\circ \text{C} \cong 298,15 \text{ K}$ ausgegangen. Die Diodenanzahl in den Strängen bestimmt den Multiplikationsfaktor für die Leerlaufspannung, da hier die Dioden seriell geschaltet sind. In zwei seriell geschalteten Strängen befinden sich sechs Dioden und jeweils zwei Sperrdioden, dies wurde jedoch im Nachhinein während der Experimente geändert, siehe Kapitel 6. Die Sperrdioden werden immer durchflossen, während bei den Bypass-Dioden im besten Fall nur eine durchflossen wird. Berechnet wird sicherheitshalber ein Spannungsabfall über beide Bypass-Dioden, der mit einem Strommittelwert bezüglich der Schattenmuster angenommen wird:

$$I_{mittelbyp} = 2 S_{rel30} I_k \frac{E_{real}}{E_e} + 2 I_{dark} \quad (5-4)$$

Dieser Mittelstrom wird abgeschätzt, da je nach Bestrahlung der unterschiedlichen Seiten des Prototypen andere Durchflusskonstellationen entstehen.

Der Widerstandswert der Bypass- und Sperrdioden wurde aus dem Datenblatt erhoben, wobei ein Widerstandsmittelwert aus den Aktivströmen von 8A und 15A und deren Energiedissipation bei 25°C berechnet wurde [52]. Denn die Werte für Ströme unter zwei Ampere, sind nicht gegeben und die Verläufe der Energiedissipation kann nur geschätzt werden. Allerdings lässt sich eine abflachende Tendenz an dem unteren Ende

Tab. 5–3: Parameter zum Verlust bei der Energieproduktion

Parameter	Variable	Größe	Einheit	Quelle
Widerstand Bypassd.	R_{byp}	3, 16	mΩ	Db.
Widerstand Sperrd.	R_{sperr}	3, 16	mΩ	Db.
Sperrdiodenanzahl (aktiv)	d_a	4	-	An.
Sperrdiodenanzahl	d_d	8	-	An.
Bypass - Diodenanzahl	d_b	2	-	An.
Thermalfaktor Dioden	K_{therm}	2	-	An.
Effizienz (mont./prod.)	e_v	0.7	-	An.
Ladeeffizienz	e_l	0, 88	-	Db.

der Kurve erkennen und es wird angenommen, dass R_{sperr}/R_{byp} eine gute Abschätzung bilden. Aufgrund der Erhitzung der Dioden, in [58] erwähnt, wurde ein Faktor K_{therm} von 2 für den tatsächlichen Aktivwiderstand angenommen. Bei den Sperrdioden bezieht sich das *aktiv* auf die Dioden, die an den beschienen Strängen sitzen, während d_d die Anzahl an mit Dunkelstrom durchflossenen Dioden gemäß Formel 5–1 repräsentiert. Somit kann die produzierte Spannung des Photomoduls derart berechnet werden:

$$\begin{aligned}
 V_{in} = & K_{MPPT} \left[n(V_{OC} + T_{voc} (298.15 - T_{amb})) - K_{MPPTI} \left(\frac{d_a}{2} R_{sperr} S_{rel30} (I_k + I_{dark}) \frac{E_{real}}{E_e} \right. \right. \\
 & \left. \left. + \frac{d_a}{2} R_{sperr} S_{rel60} (I_k + I_{dark}) \frac{E_{real}}{E_e} + d_d R_{sperr} I_{dark} + d_b R_{byp} I_{mittelbyp} \right) K_{therm} \right]
 \end{aligned}
 \quad (5-5)$$

Die eingehende Leistung P_{IN} kann laut [3] entsprechend dieser Formel beschrieben werden:

$$P_{INideal} = V_{IN} I_{IN} \quad (5-6)$$

Jedoch fehlt hier der Verlust durch etwaige Produktionsfehler des Herstellers und montagebedingte Verluste, sowie die Verluste durch die Leckströme [39] des Superkondensators, die allerdings nicht gegeben waren [65]. Dieser Faktor wurde auf 0,7 gesetzt. Durch Interpolation der Graphen aus [51], der Ladeeffizienz aufgetragen über den Eingangsstrom, ausgelesen bei der berechneten Eingangsspannung und dem berechneten Eingangsstrom, wurde ein Ladeeffizienzwert von 0,88 ausgelesen, indem der Mittelwert gebildet wurde. Die hierfür aus den Gleichungen 5–3 und 5–5 resultierenden verwendeten Zahlen betragen, für die Spannung V_{IN} , circa 1,68 V, und für den berechneten Strom I_{IN} , ungefähr 18 mA. Somit ergibt sich für die Ausgangsleistung des Photomoduls und die Eingangsleistung des Energy Harvesters folgende Gleichung:

$$P_{IN} = V_{IN} I_{IN} e_v e_l \quad (5-7)$$

Für die negative Seite des Energiebudgets, dem **Energieverbrauch** wurden die zeitlich gemittelten Stromwerte der energieverbrauchenden Bauteile bei 25° C aus den Datenblättern ausgelesen, in Tabelle 5–4 zu sehen, und superponiert. Fehlende Werte sind auf fehlende Angaben in den Datenblättern zurück zu führen. Diese Werte waren als typische Werte bei den jeweiligen Modi angegeben und wurden teilweise auf den proportionalen Wert, der sich mit einer Betriebsspannung von 3,32 V ergibt, falls sie nicht angegeben waren, moduliert. Vereinzelt wurden Daten aus den passenden Diagrammen ausgelesen. Sofern ein Wert für einen Leckstrom angegeben war, wurde dieser mit einberechnet. Leckströme sind Ströme, die über die Oberfläche eines Bauteils entweichen können [3]. Zudem wurde eine Unterscheidung für einen aktiven Modus und einen Sleep-Mode getroffen. Bei den Temperatursensoren ist schon der zehnfache Wert angegeben. Die Gleichungen beziehen sich auf den geplanten Operationsablauf, unabhängig davon ob dieser wirklich durchgesetzt werden kann, denn das Energiebudget orientiert sich an einem möglichst realistischen Konzept und soll als Anhaltspunkt für weitere Arbeiten dienen. Für die Verifikation mittels der Experimente werden die Formeln adaptiert. Hiermit ergeben sich für den Ruhemodus eines Bauteils und dessen Aktivmodus folgende Gleichungen:

$$P_{aktiv} = V_{CC} (I_{aktiv} + I_{leck}) \quad (5-8)$$

$$P_{ruhe} = V_{CC} (I_{ruhe} + I_{leck}) \quad (5-9)$$

Für alle Komponenten wurde eine Betriebsspannung von 3,32 V angenommen, vereinfachend auch für den Energy Harvester. Die Messphotodioden benötigen für ihre Operation keine Stromversorgung und tauchen daher nicht auf. Die Verbrauchsanalyse wurde nur mit den integrierten Bauteilen realisiert. Das dynamische Verhalten der Operationsverstärker wurde nicht berücksichtigt und der Ruhestromwert für den Harvester nicht verwendet, da sich dieser immer im aktiven Modus befindet. Die Verlustleistung des Oszillators bezieht sich auf einen aktiven Modus. Der erste Index entspricht der Stromart, *a* für Aktivstrom, *r* für Ruhestrom, *l* für Leckstrom und *v* für die Verlustleistung. Die darauf folgenden Indices sind Abkürzungen der Bauteilnamen oder Bauteilkennungen. Zwischenphase in denen der Mikrocontroller aktiv die Befehle für den Übergang in die neuen Phasen gibt, werden nicht betrachtet, da ihre Dauer vergleichsweise kurz ist und sich auf das Energiebudget nicht groß auswirken. Für die Phasen wird mit einem Sicherheitsfaktor von 1,15 gerechnet um Ungenauigkeiten bezüglich der fehlenden Angaben zu kompensieren. Entsprechend der Formel in [3] wird die benötigte Leistung mit der Betriebsspannung V_{CC} folgendermaßen für die allererste Phase des Operationskonzepts berechnet:

$$P_{NEED_{1,1}} = 1,15 V_{CC} I_{aBQ} \quad (5-10)$$

Beim Zwischenladen sind alle Komponenten ausgeschaltet oder im Ruhemodus (Sleep-Mode), nur der Energy Harvester lädt aktiv. Der Mikrocontroller, damit auch der Oszillator, und das Bluetoothmodem besitzen einen eigenen Sleep-Mode. Das gesamte Messmodul, Operationsverstärker, Multiplexer und Temperatursensor, sowie der Speicher, der ruht wenn er nicht schreibt, müssen sich im Ruhemodus befinden. Der Multiplexer kann nur durch *low* setzen des EN Pins [50], der Operationsverstärker durch *low* setzen des V^+ Pins [93] und die Temperatursensoren durch trennen von der Stromversorgung [28], deaktiviert werden. Wie in Schaltplan 1–3 ersichtlich, ist die Option, das Messmodul in den Sleep-Mode zu versetzen, nicht gegeben. Für ein mögliches Zwischenladen stellt sich dieser Zusammenhang für eine Phase 1.x, in der der Fall auftritt, dass alle Bauteile in den Sleep-Mode gesetzt werden können ein:

$$P_{NEED_{1,x}} = P_{NEED_{1,1}} + 1,15 V_{CC} \sum I_r + 1,15 V_{CC} \sum I_l \quad (5-11)$$

Tab. 5–4: Aktivströme, Sleep-Mode Ströme und Verlustleistung der TOSS v4.0 Bauteile

Bauteil	Aktivstrom	Ruhestrom	Leckstrom	Verlustleistung	Einheit
Energy Harvester	488×10^{-6}	5×10^{-6}	—	—	mA
Mikrocontroller	3,25	0,01	0,001	—	mA
Oszillator	—	—	—	0,1	mW
Multiplexer	1×10^{-6}	—	$0,05 \times 10^{-6}$	—	mA
Operationsverstärker	0,055	—	1×10^{-6}	—	mA
Temperatursensoren	10	—	5×10^{-6}	—	mA
Bluetoothmodul	30	1	—	—	mA
Speicher	0,075	0,027	0,002	—	mA

Für die Phase 2 des Ladens/Messen/Speicherns, hier kann das Bluetoothmodul in den Sleep-Mode gesetzt werden, ergibt sich:

$$P_{NEED_2} = P_{NEED_{1,1}} + 1,15 P_{vOS} + 1,15 V_{CC} (I_{a_{MC}} + I_{a_{MP}} + I_{a_{OV}} + I_{a_{TS}} + I_{a_{SP}} + I_{r_{BT}}) + 1,15 V_{CC} (I_{l_{MC}} + I_{l_{MP}} + I_{l_{OV}} + I_{l_{TS}} + I_{l_{SP}}) \quad (5-12)$$

Für die Phase 3, zu sehen in 5–1, muss sich das Messmodul, also der Operationsverstärker, Multiplexer und die Temperatursensoren im Sleep-Mode befinden. Der Mikrocontroller, der Oszillator, der Speicher, der Harvester und das Bluetoothmodul sind aktiv, da die zu sendenden Daten abgerufen und weitergeleitet werden müssen. In Abbildung 5–2 sind die Aktivitäten des Mikrocontrollers und des Speichers aus der Berechnung der dritten Phase dem Übergang zugewiesen, da die Hauptaktivität das Senden mittels des Bluetoothmodems darstellt. Als Leistungsbedarf ergibt sich für Phase 3:

$$P_{NEED_3} = P_{NEED_{1.1}} + 1,15 P_{vOS} + 1,15 V_{CC} (I_{aMC} + I_{aSP} + I_{aBT}) + 1,15 V_{CC} (I_{lMC} + I_{lMP} + I_{lOV} + I_{lTS} + I_{lSP}) \quad (5-13)$$

In Grafik 5–10 werden die Verlustleistungen durch die aktiven Bauteile des TOSS v4.0 in Relation zueinander gebracht. Erkennbar sind eindeutig die hohen Werte der Temperatursensoren, des Mikrocontrollers und des Bluetoothmoduls. Dass es wichtig ist, auf jeden Fall in Phase 2 letzteres in den Sleep-Mode und in Phase 3 unbedingt ersteres in den Ruhemodus zu versetzen, erklärt sich durch Betrachtung der Säulen im Diagramm. Die Vorderen (blau) sind die aktiven Zustände und die Hinteren (orange) die Ruhemodi.

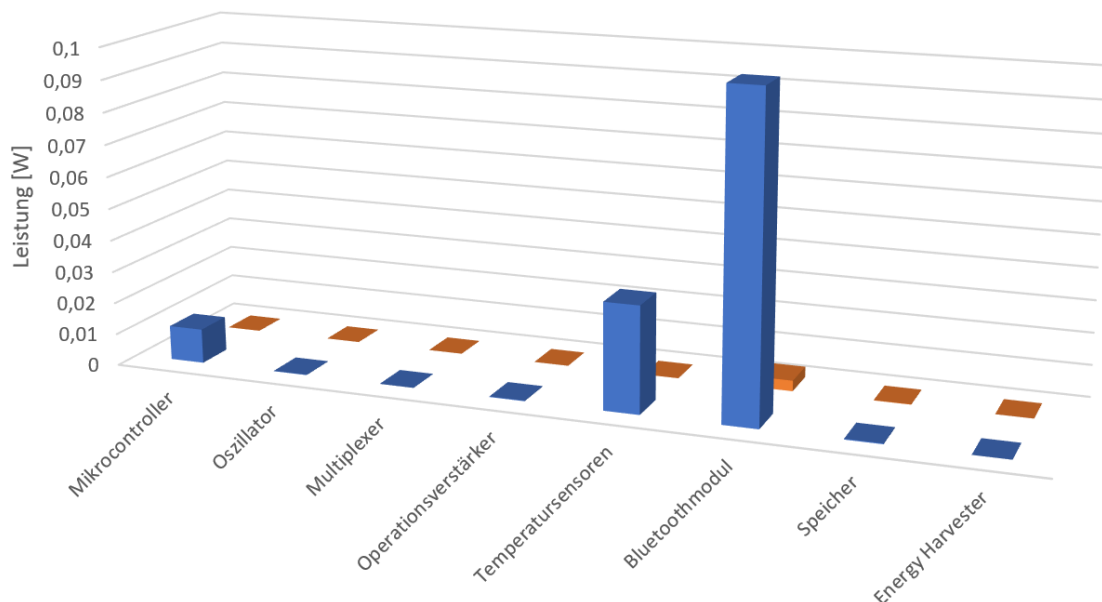


Abb. 5–10: Leistung der elektrischen Komponenten bei 25° C im unterschiedlichen Modus mit Leckströmen - Aktivmodus (blau), Ruhemodus (orange)

Um den Energieverbrauch des Operationskonzepts zu visualisieren dient Abbildung 5–11. Diese Abbildung ist das Ergebnis der Berechnungen dieses Abschnittes. Grüne Kästchen stellen Energiewachstum und orange Energieverluste dar, wobei die dunkleren Farben die Bilanz nach der Beendigung einer Phase visualisiert. Die Phase 1 kann je nach Bestrahlungsbedingungen unterschiedlich lange dauern und ist nicht bestimmbar (n.b). Bei der hellgrünen Energie handelt es sich um die Energie, die durch die Einschränkungen, die durch Setzen der Ladewiderstände entstehen, nutzbar ist. Diese Energie kann ab einem VSTOR von 5 V, also VBAT_OK_HYST, bis zu einem VSTOR von 3,11 V, also VBAT_OK, genutzt werden, da darunter VBAT von VSTOR getrennt wird [51]. Der Bereich von 5 V bis zu 5,28 V, VBAT_OV, wird nicht mit einberechnet, da ab Phase 2 eindeutig an den dunkelorange negativen Differenzen zu sehen, mehr Energie verbraucht wird als geerntet wird und es daher voraussichtlich nicht dazu kommt, dass VSTOR VBAT_OV erreicht. Laut [39] kann die theoretische

Energie W eines Doppelschichtkondensators formelmäßig identisch, wie die eines herkömmlichen Kondensators, berechnet werden. Die Variable C entspricht der Kapazität des FGR0H105ZF Superkondensators von 1 F und U entspricht der aktuellen Ladespannung.

$$W = \frac{1}{2} C U^2 \quad (5-14)$$

Für den Kondensator ergibt sich also eine Startenergie von 12,5 Ws bei 5 V. Da wie oben erwähnt aber nicht die ganze Energie ausgenutzt werden kann, muss die Formel modifiziert werden [39]:

$$W_{nutz} = \frac{1}{2} C (V_{BAT_OK_HYST}^2 - V_{BAT_OK}^2) \quad (5-15)$$

Die Hintergründe der Dauern von Phase 2 und 3 sind in den Abschnitten 5.2 und 5.4 nachzulesen. In allen Zeilen und Spalten wird die Energie nach dieser Formel berechnet. P stellt die verbrauchte oder produzierte Leistung dar, t die Zeit.

$$W = P t \quad (5-16)$$

Operationskonzept - Energieverbrauch				
Konzept	Phase 1	Phase 2	Phase 3	Ende Phase 3
Dauer [s]	n.b	15	0,15	
Gesamtenergie [Ws]				6,86011
Laden Energie [Ws]	7,66395	0,27825	0,00278	
Messen Speichern Energie [Ws]		0,99057	0,01984	
Senden Energie [Ws]		0,05727	0,01718	
Δ Energie [Ws]	12,5	-0,76960	-0,03424	-0,80384

Abb. 5–11: Abgeschätztes Energiebudget während der drei Phasen mit Verlusten und bei einer Umgebungstemperatur von 25° C - rot markiert den Verbrauch - grün den Gewinn

In der Zeile *Laden* der Grafik 5–11 wird mit der Leistung der Formel 5–7 gerechnet. In Phase 2, in Zeile *Messen/Speichern*, wird die aktive Energie aller Bauteile, inklusive des Energy Harvesters, außer dem Bluetoothmodul, gemäß 5–8 mit der Messzeit verrechnet und in *Senden* steht die Energie des Bluetoothmoduls im Ruhezustand gemäß 5–9. In Phase 3 wird die Ruheleistung von Multiplexer, Operationsverstärker und Temperatursensoren und die aktive Leistung des Harvesters, des Microcontrollers, des Oszillators und des Speichers mit der Sendezeit in Zeile *Messen/Speichern* skaliert. In *Senden* findet sich die Sendeenergie des Bluetoothmoduls. Die Gesamtenergie nach

dem ersten Zyklus beträgt also circa 7 Ws und bei der Energieänderung am Ende der Phase drei wurden die 12,5 Ws nicht mit einberechnet, da der Energieverlust an dieser Stelle interessanter ist. Somit gehen in den letzten zwei Phasen ungefähr 0.72 Ws verloren.

In einer Schattenphase, in der kein Zwischenladen stattfindet und das Lecken des Superkondensators aufgrund fehlender Informationen vernachlässigt wird, können insgesamt 10 Mess-/Speicher- und Sendezyklen mit einer Superkondensatorladung erfolgen. Das kommt circa $t = 160$ s an voller Operation gleich.

5.2 Messkonzept

Das SPI Protokoll, mit dem der Datenfluss kalkuliert wurde, entstammt der MOVE-ON Mission [10]. Dieses wurde laut Tabelle 5–5 definiert und operiert im SPI Modus 0 mit einer Frequenz von 1 MHz [10]. Die Messungen finden alle $t = 250$ ms statt und pro Messung ergibt sich eine Datenmenge von 36 Byte, somit ergeben sich in einer Sekunde 144 Byte. Hierbei entfallen, wie in der Tabelle 5–5 4 Byte ersichtlich, auf die Zeitspeicherung, 30 Byte auf die eigentliche Messung und 2 Byte auf die zyklische Redundanzprüfung. Genauere Hintergründe zur Messung lassen sich [2] und [10] entnehmen.

Tab. 5–5: SPI Datenübertragung aus [10]

Variable	Typ	Größe	Beschreibung
Zeit	unsigned int	4 Byte	Millisekunden nach Neustart
Temp.	unsigned short	10×2 Byte	Temperatur in ° C $\times 100$
PDiode	unsigned short	5×2 Byte	10 Bit ADC Wert n_{ADC}
CRC	unsigned short	2 Byte	CRC16 SW Kontrollsumme

Obwohl das Fehlen eines aktiven Stabilisierungssystems vor allem für kleine Satelliten ein Problem darstellt, sind viele aus Kosten- und Platzgründen nur mit einem passiven System ausgestattet [94]. Der Picosatellit *OPAL* [26] ohne Stabilisierungssystem, der größtenteils einem CubeSat sehr ähnlich ist [13], pendelte sich auf eine Umdrehungsgeschwindigkeit von 6°/s ein. Bei der MOVE-ON Mission wurde damals eine Drehgeschwindigkeit von 16°/s gemessen [10]. Durch diese Abschätzung, entschied man sich die Messungen auf eine Drehgeschwindigkeit von 12°/s auszulegen und eine halbe Umdrehung messen zu wollen. Somit ergibt sich eine Messdauer von $t = 15$ s.

5.3 Speicherkonzept

Wie in Abbildung 5–1 zu sehen ist, wird die Speicherung der Daten in der zweiten Phase des Operationskonzept aktiv. Hierfür wird der Speicher aktiviert. Beim ersten Zyklus und nach jedem komplett neuen Laden passiert das durch die neugewonnene Stromzufuhr beziehungsweise dazwischen wird der Speicher vom Mikrocontroller aus dem Sleep-Mode gerissen. Die Speicherdauer beträgt, ebenso wie die Messdauer

$t = 15$ s. Dabei fallen pro $t = 250$ ms wie in Tabelle 5–5 aufgeschlüsselt, 36 Byte an Datenmenge an. Das ergibt aufsummiert $4 \times 15 \times 36 = 2160$ Byte pro Speicherphase. Mit einem Speicher von 32768 Byte können, circa 15 Speicherphasen gespeichert werden, bevor die Daten gelöscht werden müssen. Durch die nonvolatile Datenspeicherung kann der Satellit auf maximal $t = 227$ s an Messdauer zurück greifen, bevor der Speicher komplett gelöscht werden muss. Mit dem vollständigen Ausnutzen des Speichers, können die 10^{12} Schreibzyklen optimal beansprucht werden. Die verwendeten Werte für das Energiebudget bei $T = 25^\circ$ C bei einer SCL von 400 kHz, was dem *Fast Mode* entspricht, wurden aus dem Datenblatt [77] ausgelesen.

5.4 Sendekonzept

In der dritten Phase des Operationszyklus werden die Daten vom WT51822-S4AT Bluetoothmodul an ein Empfängergerät im Satelliten geschickt. Hierfür wird das Modul vom Mikrocontroller angeschaltet und fängt an eine Verbindung aufzubauen. Die Default Datenübertragungsrate liegt bei 9600 bps und es wird aus Fehler- und Datenverlustgründen eine maximale Rate von 57600 bps empfohlen. Man entschied sich, basierend auf Erfahrungswerten, aber dennoch für eine höhere von 115200 bps, was dem zwölfwachen der Initialrate entspricht. Die Default Verbindungsdauer liegt bei $t = 20$ ms und kann nur bis zu $t = 2000$ ms ausgedehnt werden. Es können neun Leistungslevel angesprochen werden, wobei hier das Level 1 mit einem Wert von 0 dbm, das entspricht einem Senderadius von $r = 1$ m und einer Sendeleistung von 1 mW, gewählt wurde [78, 95]. Bei einer in einer Messphase erzeugten Datenmenge von 2160 Byte ergibt sich eine Sendedauer von $t = 150$ ms.

5.5 Anwendungsmöglichkeiten

Die TOSS v4.0 Version lässt sich entweder als Option mit einem FOV das durch 5 Seiten geprägt ist, verwenden, oder aber in Kombination mit einer modifizierten TOSS v3.0 Variante, die dann auf der sechsten Seite angebracht werden muss. Der TOSS lässt sich für viele erdnahe Orbits auslegen, jedoch könnten interplanetare Flüge bezüglich der abnehmenden Sonnenintensität schwierig werden und die geerntete Energie könnte nicht mehr ausreichen. Diese Orbitfunktionalität bedarf weiterer Prüfung. Des Weiteren müssen die Datenauswertungen des Sensors auch auf Strahlungsbedingungen anderer Planeten ausgelegt werden. Der Sensor wurde nicht an spezielle Orbits angepasst, da dies für die Funktionsverifikation dieses Prototypen nicht notwendig ist. Die Geometrie kann aber auf jeden Fall für CubeSat Anwendungen in Betracht gezogen und zu den Möglichkeiten für PocketQubes finden sich entsprechende Informationen in Kapitel 6.1.

5.6 Probleme bezüglich der Umsetzung des Operationskonzepts

Das Operationskonzept konnte nicht vollständig wie geplant umgesetzt werden, da Schnittstellen fehlen um gewisse Bauteile in stromsparendere Modi zu setzen. Beim Fertigstellen dieser Arbeit und bei den letzten Experimenten war das Bluetoothmodul noch nicht auf dem TOSS v4.0 verbaut. Somit konnte das Sendekonzept, wie es hier entworfen wurde, nicht überprüft werden. In Folge konnte das Speicherkonzept



auch nicht überprüft werden, da die ermittelten Daten stattdessen über den USB-Port ausgelesen wurden. Somit konnten die Zyklen des Operationskonzepts nicht durchlaufen werden, einzig ein sich ständig wiederholender Messzyklus konnte über die USB Schnittstelle beobachtet werden, siehe hierfür die Experimente in 6.1. Diese Schwierigkeiten schränkten auch die Möglichkeiten der Verifikation durch Experimente ein.

6 Experimente und Verifikation

Die durchgeführten Experimente finden sich in 6.1.1.1 und die geplanten, die als Basis für eine weiterführende Verifikation dienen sollen, in Abschnitt 6.1.1.2. Obwohl einige Experimente aus Zeitgründen und technischen Problemen nicht durchgeführt werden konnten, wurden umfassende Experimentreihen mit Durchführungskonzepten erstellt, die sich in Abschnitt 6.1.1.2 befinden. Eine Interpretation beziehungsweise Diskussion der Ergebnisse und deren Auswirkung findet sich in 6.1.2 und 6.1.3. Die Verifikation der Anforderungen an den Produktentwicklungsprozess finden sich in Abschnitt 6.2.1 und die des Prototypen in 6.2.2.

6.1 RACOON-Lab Experimente

In den Experimenten sollten die Einstellungen in Abbildung 6–1 verwendet werden. Diese sind dem Operationskonzept aus Kapitel 5 entnommen, konnten allerdings wie in 5.6 erwähnt, in dieser Form nicht umgesetzt werden. Die Option des Zwischenladens wurde, ebenso wie das Sende- und Speicherkonzept nicht überprüft. Jedoch konnten Dauermessungen durchgeführt werden. Im folgenden Kapitel finden sich Einzelheiten zu den Experimenten.

LADEN • Zwischenladen: 15 sec	SPEICHERN • Dauer: 15 sec • SCL 400 kHz
SENDEN • 115200 bps • 0dbm – Level 1 – Reichweite 1 Meter – 1mW • SDP 200 Byte • Verbindungsdauer: 170 ms	MESSEN • Dauer: 15 sec • Alle 250 ms • SPI Protokoll von MOVE-On

Abb. 6–1: Zusammenfassung der wichtigsten Parameter des Operationskonzepts

6.1.1 Experimentbeschreibung

Bevor die Experimentreihen, deren detailliertere Ausführungen sich in Abschnitt 6.1.1.1 finden, gestartet werden konnten, wurde eine Grundverifikation der elektrischen Bauteile des Sensors realisiert. Nach dem Verlöten wurde überprüft, ob die Spannung von drei Dioden in einem Strang jeweils ähnlich zu der der anderen ist. Somit wurde sichergestellt, dass die Dioden nicht defekt eingebaut wurden und damit wurde eine Fehlerquelle eliminiert. Des Weiteren wurde überprüft, ob die Eingangsspannung VIN in einem zu erwartenden Bereich, der mittels der Formel 5–5 abgeschätzt wurde, liegt. Dies war der Fall und es wird daher ausgeschlossen, dass vorkommende Fehler an einem Produktions- oder Montagefehler liegen. Allerdings fiel auf, dass VSTOR nach dem Erreichen eines Spannungsniveaus von 1,8 V nicht mehr steigt. Man entschloss sich daher, um so viel Energie wie möglich zu sparen, die Sicherheitsvorkehrung, jedem Strang

eine Sperrdiode zuzuordnen, zu umgehen. Somit wurden für die Testzwecke jeweils eine Sperrdiode für zwei bestrahlungsidentische Stränge verwendet. Kurz vor der Inbetriebnahme der Systemlast fiel auf, dass ein Pull-up Widerstand an der SDA-Leitung des Speichers fehlt. Dieser wurde nachträglich adaptiert und ist neben den Überbrückungen für die Sperrdioden in Abbildungen 6–2 und 6–3 und im Schaltplan 1–4 zu sehen. Im inaktiven Sensorzustand wurde ein Spannungsabfall über die Sperr/Bypassdioden von 230 mV gemessen.

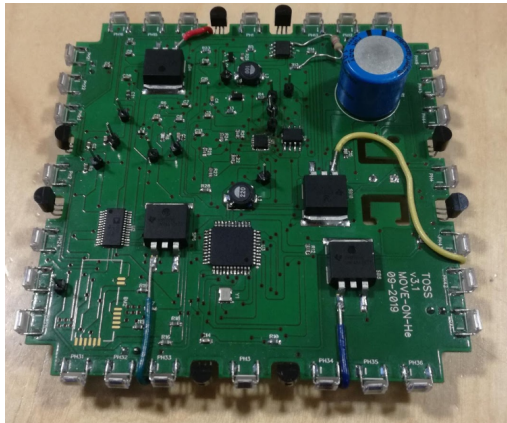


Abb. 6–2: Unterseite der TOSS v4.0 Platine, die für die Experimente verwendet wurde

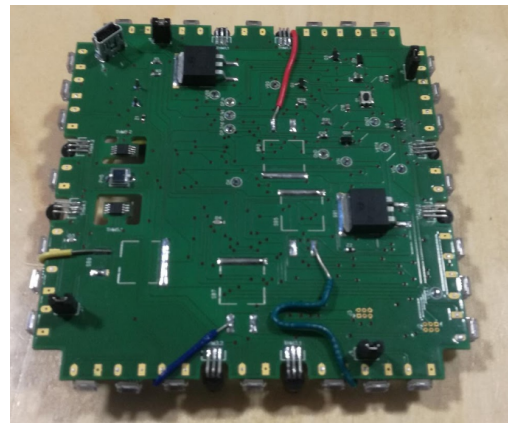


Abb. 6–3: Oberseite der TOSS v4.0 Platine, die für die Experimente verwendet wurde

Um den Operationscode für die Experimente zu implementiert, wurde die SPI Schnittstelle initial verwendet. Große Teile des Codes wurden aus dem bereits existenten Code der MOVE-ON Mission übernommen. Die Anzahl an Temperatursensoren und Messphotodioden konnte direkt angepasst werden. Mit dem Hintergedanken, auch den Sleep-Mode des MC, der in dieser TOSS Konfiguration das einzige Bauteil ist, das in den Ruhemodus versetzt werden kann, validieren zu wollen, wurden entsprechende Befehle implementiert. Die Ausgabe des Sensors erfolgt in einem bestimmten Format, welches in Grafik 6–4 zu sehen ist. Diese Beispieldaten stammen aus der *Experimentreihe 1* aus Abschnitt 6.1.1.1.

```
964.111 s | 27.75,28.25,28.00,27.50,29.75,30.50,28.50,28.25,28.00,28.50 degC | 0,0,0,0,0 ADC
964.432 s | 27.75,28.25,28.00,27.50,29.75,30.50,28.75,28.25,28.00,28.75 degC | 4,0,8,0,4 ADC
```

Abb. 6–4: Beispieldatenausgabe des TOSS v4.0 Sensors - gewonnen bei Experimentreihe 1

Zuerst wird die Zeit ab Aufzeichnungsbeginn, dann die zehn Werte der Temperatursensoren in Grad Celsius und zuletzt die Analog Digital Converter (ADC) Datensätze der fünf Messphotodioden ausgegeben. Wie man in 6–4 sieht, beträgt die aufgezeichnete Zeitdifferenz nicht genau $t = 250$ ms, bedingt durch eine Zeitverzögerung zwischen dem Umrechnen der Messwerte und dem tatsächlichen Anzeigen der Werte. Da jeder Temperatursensor herstellerbedingt eine eigene Identifikationsnummer (ID) besitzt, müssen diese in den Code eingefügt werden und in die richtige Reihenfolge gebracht werden. Denn anfangs entsprechen die ausgegebenen Werte nicht der Reihenfolge

der Temperatursensoren auf dem Board. In Folge wird durch Erhitzen eines jeden einzelnen Sensors festgestellt welcher Wert von welchem stammt und diese werden der Reihe nach geordnet. In Tabelle 6–1 ist die Reihenfolge ersichtlich, die für diese Experimente ermittelt wurde. Durch bestrahlen mittels einer Lampe, wurde selbiges mit den Messphotodioden durchgeführt.

Tab. 6–1: OneWire Temperatursensoren Identifikationsnummer

Ursprüngliche ID Position	ID	Sensornummer
ID 5	28 26 CC DC 9 0 0 84	THM 1.1
ID 0	28 10 33 DB 9 0 0 94	THM 1.2
ID 8	28 B5 DE DB 9 0 0 15	THM 2.1
ID 4	28 BA 96 DC 9 0 0 60	THM 2.2
ID 7	28 19 F8 DB 9 0 0 50	THM 3.1
ID 1	28 7C 2A DB 9 0 0 A5	THM 3.2
ID 9	28 F3 B9 DC 9 0 0 14	THM 4.1
ID 6	28 76 C3 DC 9 0 0 C5	THM 4.2
ID 3	28 F2 D1 1D 9 0 0 BA	THM 5.1
ID 2	28 B2 62 1E 9 0 0 46	THM 5.2

6.1.1.1 Durchgeführte Experimente

Für die Funktionsverifikation des TOSS v4.0 Modells wurde die Experimentreihe 2 im RACOON-Lab und die Experimentreihe 1 und Teile der zweiten unter Bürobedingungen durchgeführt. Im Labor findet sich ein Sonnensimulator mit einem bekannten Spektrum, abgebildet in 6–5, welches in Relation mit dem Spektrum in Garching am 12.06.14 [9], gesetzt ist. Allerdings ist die Intensitäts- über Abstandsfunktion im Labor unterschiedlich zu der im Weltraum, da die Lampen im Sonnensimulator nicht konform mit dem quadratischen Abstandsgesetz sind. Aus den Messungen von [9], dargestellt in Abbildung 6–6, kann die Intensität des Simulators von 400 W/m^2 für eine Entfernung von $d = 90 \text{ cm}$, die in den durchgeführten Experimenten gewählt wurde, abgelesen werden. Es wurde aufgrund der Verteilung in 6–6 darauf geachtet, den Experimentaufbau möglichst mittig zur Leuchtfläche des Sonnensimulators zu platzieren. Die Beleuchtungsstärke welche mit einem INS DX-100 Digital Lux Meter gemessen wurde [96], beträgt bei einem Abstand von $d = 90 \text{ cm}$: 98000 lx .

Die Wände, die Decke und der Boden des Labors sind mit schwach reflektierenden Theatertüchern ausgekleidet, um die reflektierte Strahlung zu absorbieren. Der Versuchsaufbau, dargestellt in 6–7, wurde so ausgerichtet, dass sich möglichst wenig reflektierende Oberflächen um den TOSS befinden. Der Sensor wurde auf einem nicht-reflektierenden, dunklen Aufbau positioniert. Der Abstand zum Simulator wurde zur

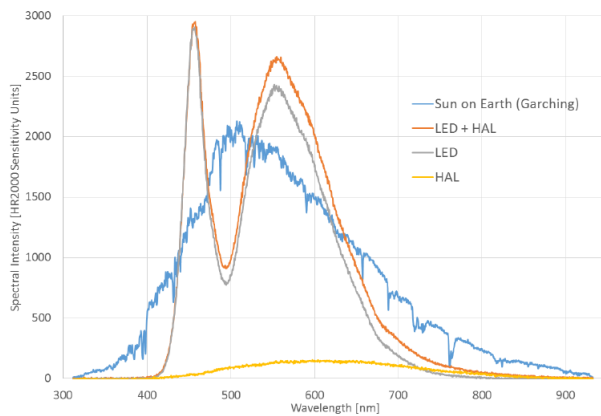


Abb. 6-5: Relative spektrale Verteilung des Sonnensimulators (LED + HAL) und zum Vergleich das Spektrum in Garching bei klarem Himmel aus [9]

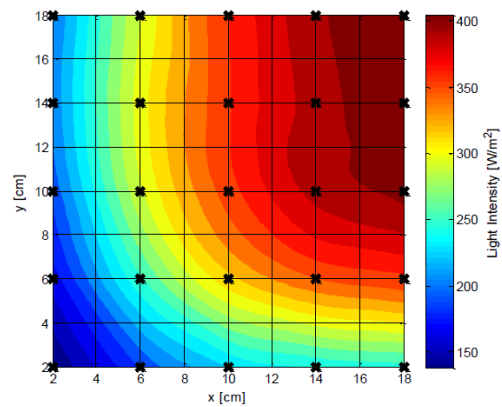


Abb. 6-6: 1/4- Ausschnitt der Strahlungsintensität des Simulators (LED + HAL) bei $d = 90$ cm [9]

Sensormitte und die Winkelausrichtung mittels eines Dreiecks bestimmt. Der Aufbau direkt unter dem Sensor musste eine Öffnung für die wegführenden Kabel, die mit einem Saleae Logic Analyzer, einer Applikation, die digitale und analoge Signale visualisiert, verbunden sind, aufweisen.

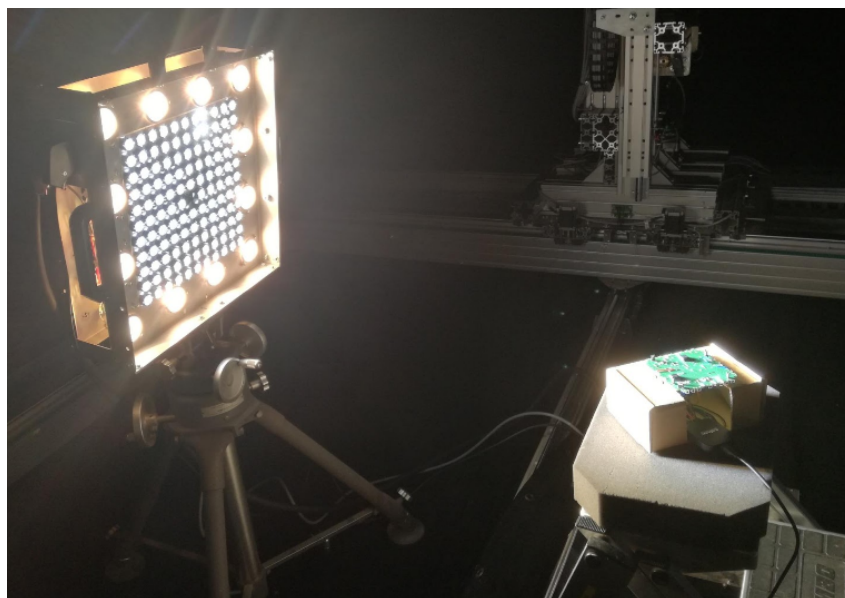


Abb. 6-7: Versuchsaufbau für die Experimentreihe 2 im RACOON-Lab mit einem Sonnensimulator [9]

Die Temperatur während der Experimente im Büro betrug circa 26° C und die im RACOON-Lab circa 18° C. Insgesamt wurden zwölf Experimente durchgeführt. Ein Ladeexperiment, ausgeführt von M. Dziura, zwei Experimente der Experimentreihe 1, zwei Versuche mit einem LED-Strahler und sieben im RACOON-Lab der Reihe 2. Diese Testreihen liefern Aussagen über die in Tabelle 6-2 aufgelisteten Experimentparameter, deren Auswirkung es zu bestimmen gilt. Jedes Experiment vergleicht ein oder meh-

rere Parameter miteinander. Das Kürzel 8.1/2 würde bedeuten, dass der Einfluss der Dunkel- und Lichtperioden untersucht wurde und ein x kennzeichnet die Parameter, die entweder nicht wichtig sind und/oder für sie keine bestimmte Einstellung getroffen wurde. Die Parameter Statik und Dynamik betrachten das statische und transiente Verhalten des Systems. Mit *Schattenmuster* ist die Bestrahlung verschiedener Seiten und deren Muster im Schaltplan 1–3 gemeint, um zu überprüfen welche Effekte die TCT Verschaltung in Kombination mit den Dioden generiert. Die Anzahl an Photodioden bezieht sich auf das CubeSat (6) und das PocketQube (3) Modell. Zur Überprüfung der Stromversorgungswählschaltung und der unabhängigen Testung der Systemlast, kann die Energie per VUSB oder VBQ zugeführt werden. Mit unterschiedlichen Bestrahlungsstärken soll überprüft werden, ob Abhängigkeiten im Energiebudget richtig implementiert wurden. Da man mit dem Luxmeter die Beleuchtungsstärke in Lux und nicht die Bestrahlungsstärke in W/m^2 messen kann, wurden die Gleichungen, die zur Energiebudgetberechnung verwendet wurden, modifiziert. Die Unterschiede im Operationskonzept mit oder ohne Zwischenladen, können mit Parameter 7 validiert werden und wenn nicht die Codierung 7.x neben dem Experiment aufgeführt ist, sollen mehrere Zyklen durchlaufen werden. Es sollen auch Licht- und Schattenphasen dargestellt werden und zusätzlich kann die Lage des Sensors zum Sonnensimulator, eingestellt werden. Welche Aspekte mit welcher Experimentreihe validiert werden sollen, steht in Tabelle 6–3.

Tab. 6–2: Experimentparameter

Nummer	Parameter	Ausprägung 1	Ausprägung 2
1	Statik	30°/60°	45°/45°
2	Dynamik	Winkelgeschw. 6°/s	Winkelgeschw. 24°/s
3	Schattenmuster	nebeneinander	diagonal
4	Anzahl Photodioden	3	6
5	Stromversorgung	VUSB	VBQ
6	Bestrahlungsstärke	Abstand $d = 0,15 \text{ m}$	Abstand $d = 0,9 \text{ m}$
7	Ladezyklus	mit Zwischenladen	ohne Zwischenladen
8	Orbitphasen	Licht	Schatten
9	Ausrichtung	senkrecht	parallel

Die Messungen an den Teststellen, um die Spannungslevel der Signale zu messen, wurden mit der Anwendung Saleae Logic aufgenommen. Das Gerät eignet sich besonders gut um hochfrequente Signale aufzunehmen und die Messrate ist einstellbar. Allerdings, fiel nach mehreren Experimenten auf, dass die Kalibrierung des Messgeräts nicht vorhanden war, wodurch manuell eine Kalibrierungsdatei heruntergeladen werden musste. Daher sind nur die letzten zwei Strahlungsexperimente der Experimentreihe 2 und das Ladeexperiment kalibriert und die anderen werden qualitativ verwendet. Nicht verwendete Experimentergebnisse finden sich im Anhang, Grafiken 2–1 bis 2–5. Nach Laden der Datei, wurde klar, dass es sich bei der Kalibrierung hauptsächlich

um das Eliminieren des Offsets in den Messungen handelt. Vor jedem Experiment, das den Ladevorgang von Beginn an zeigen soll, wird der Superkondensator geleert, um gleiche Startbedingungen zu schaffen. Je nach Experiment, sollte das Operationskonzept mit oder ohne Zwischenladen aktiviert werden. Nähere Informationen zum Operationskonzept finden sich in Kapitel 5.

In Tabelle 6–3 findet sich eine Übersicht der durchgeführten (✓) und ausstehenden (x) Versuche mit deren Experimentparamtercodierung und Anzahl. Die Anzahl bezieht sich auf die Ausführung eines erfolgreichen Experiments und nicht auf die tatsächliche Anzahl, die aufgrund auftretender Problemen höher sein kann.

Tab. 6–3: Geplante und durchgeführte Experimente

Reihe	Codierung	Experimentanzahl	Status
1	1.x, 2.x, 3.x, 4.x, 5.1, 6.x, 7.2, 8.1, 9.1	2	✓
2	1.2, 2.x, 3.1, 4.2, 5.2, 6.1, 7.2, 8.1/2, 9.1	1	✓
3	1.1/2, 2.x, 3.2, 4.2, 5.2, 6.1/2, 7.1, 8.1, 9.1	4	x
4	1.2, 2.x, 3.2, 4.1, 5.2, 6.1/2, 7.1, 8.1, 9.1	2	x
5	1.2, 2.x, 3.1/2, 4.2, 5.2, 6.1, 7.x, 8.1, 9.1	3	x
6	1.x, 2.1/2, 3.x, 4.2, 5.2, 6.1, 7.1, 8.1, 9.1	2	x

Ladeexperimente mit einem Harvester Prototyp

Bevor die Experimentreihen statt gefunden haben, wurde mittels einer Versuchsplatine für den Energy Harvester, dessen Schaltplan man bei 1–5 findet, eine Grundverifikation des Ladekonzepts durchgeführt. Die Ergebnisse sind in 6–8 zu sehen und trugen zur Tranistor-MOSFET-Schaltung bei. Für das Experiment wurde die Solarzelle POLY-PvZ-8080-2V [97], als Systemlast eine LED mit Vorwiderstand und als Sensor ein Saleae Logic Analyzer verwendet. Es war das Ziel, einen Einblick in das Ladeverhalten des Harvesters zu bekommen und eventuell auftretende Probleme für die Schaltung des TOSS v4.0 Prototypen zu eliminieren.

Experimentreihe 1

Das Ziel der Berechnungen ist es, den Energieverbrauch der Systemlast zu verifizieren. Der Strom wird mittels USB-Anschluss zugeführt und der Sensor kann unabhängig von der Energieversorgung der Photodioden operieren. Das Operationskonzept läuft ohne Zwischenladen ab. Die Photodioden des Photomoduls werden abgedeckt, nur die Messdioden liefern Informationen. Es soll der Verbrauch der Phasen 2 und 3 getestet werden. Da das Bluetoothmodul nicht vorhanden ist, wurde der Energieverbrauch bei Dauermessungen überprüft und durch die USB Schnittstelle ausgelesen. Die Umgebungsbeleuchtungsstärke betrug 210 lx. Der Stromfluss in den Sensor über den USB-Port wurde mit einem *USB 3.0 Color Display Tester, Model AT34*, der Firma Rui-Deng gemessen [98]. Dieser ist in Abbildung 6–9 zu sehen. Gemessen wurde mit einer

10 Bit Auflösung. Das selbe Experiment wird noch einmal für den Ruhemodus des MC durchgeführt.

Experimentreihe 2

Das Ziel ist es, die positive Seite des Energiebudgets durch schnellstmögliches Aufladen zu verifizieren. Das bedeutet, die Jumperverbindung für sechs Dioden anzustecken. Anschließend sollte die mögliche Operationsdauer im Schatten, ohne Zwischenladen festgestellt werden. Dafür sollten nach dem Aufladen die energieerzeugenden Photodioden abgedeckt werden, und das Operationskonzept ohne Zwischneladen aktiviert werden. Mit dem Energiebudget aus Unterkapitel 5.1.2, ohne das Bluetoothmodul, ergäbe sich eine berechnete Zeit von circa 2 min. Dies konnte aufgrund des unvollständigen Operationskonzepts nicht überprüft werden. Es wird die Ladezeit und das Verhalten der Laderate erfasst. Nachdem VSTOR 5 V erreicht, soll das Photomodul abgedeckt werden. Diese Marge wurde aus Zeitmangel nicht erreicht. Gemessen wurden die Eingänge VIN, VSTOR, VBAT, VBAT_OK und VCC. Bei diesen Versuchen wurde auch der Strom, der durch VIN fließt ermittelt, um durch die Berechnung der Laderate den mittleren Strom, der tatsächlich im Kondensator ankommt, zu bestimmen.

Bei den zwei Versuchen mit dem LED-Strahler wurden im Abstand von $d = 15$ cm 11500 lx gemessen. Beim Strahler handelt es sich um einen 100 W, 6000 – 6500 K und 50/60 Hz Strahler. Bei dem einen Experiment wurde eine Winkelkombination von $45^\circ/45^\circ$ eingestellt und beim anderen $30^\circ/60^\circ$. Der Abstand wurde nicht verändert. Bei beiden Experimenten wurden die Seiten $1 \wedge 2$ bestrahlt.

Die sieben darauf folgenden Versuche wurden im RACOON-Lab durchgeführt. Die ersten fünf, sowie die Ladeexperimente und die der Reihe 2, unkalibriert. Hier wurden wieder sechs Dioden verwendet. Die ersten fünf dieser sieben Experimente wurden, mit den Seiten $1 \wedge 2$, also nebeneinander liegenden Seiten, durchgeführt. In Experiment 9 und 10 wechselte man auf $1 \wedge 4$, also Seiten, die im Schaltplan untereinander liegen. Der Abstand von $d = 90$ cm blieb während der ganzen Experimentreihe, ebenso wie die Winkelkombination von $45^\circ/45^\circ$ unverändert.

6.1.1.2 Geplante Experimente - Experimentausblick

Diese Experimente wurden im Rahmen dieser Thesis erarbeitet, konnten jedoch nicht durchgeführt werden. Sie sollen als Grundlage für weitere Experimente gelten.

Experimentreihe 3

Ziel ist es, das Ladekonzept bei unterschiedlichen Bedingungen zu überprüfen und soll bei sechs aktiven Photodioden pro Kante, einmal mit der Einstellung $45^\circ/45^\circ$ und einmal mit $30^\circ/60^\circ$ passieren. Dies soll die Diodenformulierung im Energiebudget validieren. Dies soll bei einem Abstand von jeweils $d = 0,9$ m und $d = 0,15$ m getestet werden. Hiermit soll die Frage geklärt werden, ob die Strahlungsintensität richtig formuliert wurde.

Das Operationskonzept findet mit Zwischenladen statt, um die Kompensationsfähigkeit des Systems gegenüber des Verlusts abzuschätzen, und es wird ein diagonales Schattenmuster erzeugt, um eine maximale Anzahl an Bypassdioden zu durchfließen. Es sollen VIN, VSTOR, VBAT, VBAT_OK und VCC gemessen werden. Dieses Experiment dient zur Verifikation des Verhaltens im Falle eines CubeSats.

Experimentreihe 4

Ziel ist es, das Ladekonzept bei drei Photodioden pro Kante im Falle eines Pocket-Cubes, zu überprüfen und in Relation zu Experimentreihe 3 zu setzen. Dadurch sollen Nichtlinearitäten im Verhalten des Sensors bei nur drei Dioden aufgezeigt werden, denn im Energiebudget geht die Anzahl an Photodioden linear in die Berechnung mit ein. Es wird die Situation von $45/45^\circ$, bei zwei Abständen untersucht. Ansonsten gelten dieselben Voraussetzungen wie in Experimentreihe 3. Es sollen VIN, VSTOR, VBAT, VBAT_OK und VCC gemessen werden.

Experimentreihe 5

Ziel ist es, die TCT Verbindung beziehungsweise die unterschiedlichen Schattenmuster beim Aufladen zu überprüfen. Das Hauptaugenmerk des Versuchs liegt bei den verschiedenen Strahlungssituationen in denen sich der Sensor befinden kann und deren Auswirkungen auf die gewonnene Energie im Photomodul. Der Effekt der Bypass- und Sperrdioden soll evaluiert werden. Es werden einmal die Seiten $1 \wedge 4$ (diagonal), $3 \wedge 4$ und $1 \wedge 2$ bestrahlt, um zu sehen ob ein Unterschied zu erkennen ist. Der Versuch wird mit sechs Dioden und in einem Abstand von $d = 0,15$ m durchgeführt. Es sollen VIN, VSTOR, VBAT, VBAT_OK und VCC gemessen werden.

Experimentreihe 6

Ziel ist es, das dynamische Verhalten des Prototypen mit Zwischenladen zu beurteilen. Dies entspricht am ehesten dem fertigen Operationskonzept und den Bedingungen bei leichtem Taumeln des Satelliten. Es werden mehrere Zyklen durchlaufen. Zwei verschiedene Winkelgeschwindigkeiten, halb ($6^\circ/s$) und doppelt ($24^\circ/s$) so schnell wie die Umdrehungsgeschwindigkeit auf die die Messdauer ausgelegt ist, werden getestet. Somit kann das Taumeln des Satelliten untersucht und Aussagen über das Verhalten bei transienten Lichtverhältnissen getroffen werden. Es sollen VIN, VSTOR, VBAT, VBAT_OK und VCC gemessen werden. Der Abstand soll $d = 15$ cm betragen. Um das Verhalten bei verschiedenen Winkeln und präzise definierten Winkelgeschwindigkeiten zu testen, soll der Hochpräzisionsprüfstand, ausgelegt für CubeSats, benutzt werden. Der Drehtisch des Prüfstandes erlaubt eine Genauigkeit von $0,016^\circ$ [23].

Aus den Erkenntnissen aus Abschnitt 6.1.2 geht hervor, dass die Diodenkennlinie der Smart-Bypass-Dioden und der verwendeten BPW34 Photodiode Aufschluss über das genaue Verhalten in den Experimenten geben könnte. Dies könnte also ein weiterer Schritt sein, um die Energieversorgung durch das Photomodul zu validieren.

6.1.2 Ergebnisse

Ladeexperimente mit einem Harvester Prototyp

Die Ergebnisse dieses Experiments wurden qualitativ verwendet. Wie in Grafik 6–8 ersichtlich, sinkt der Ladezustand der Batterie, sobald das VBAT_OK Signal auf *high* gesetzt wird. Dies kommt dadurch zu Stande, dass die Systemlast nun mit Strom versorgt wird. Allerdings lassen sich auch verzögerte Einbrüche in der sonst so konstanten Eingangsspannung erkennen, sobald an VBAT_OK eine Spannung anliegt. Es scheint folglich eine Rückkopplung mit dem Signal zu erfolgen, die ein unerwünschtes Sinken in der Eingangsspannung hervorruft. Aus diesem Grund und auf Basis der Hinweise im Datenblatt, wurde die Transistor-MOSFET-Schaltung mit dem VBAT_OK Signal aus 4.2.2.2 entworfen. Des Weiteren ist eine Latenz bezüglich des wiederholten Steigens nach dem VBAT_OK Signals zu sehen. In 6–8 lassen sich gut die Unterbrechungen des MPPT, alle 16 s, in VIN erkennen. Eine konstante Eingangsspannung veranlasst VBAT und VSTOR zu konstantem Steigen. Die Grafik zeigt den Ausschnitt beim Erreichen der VBAT_OK_HYST Spannung von 5,04 V, erkennbar am ersten Knick der VBAT und VSTOR Spannung. Der zweite Knick findet nicht wie erwartet bei 4,52 V statt, sondern früher bei circa 4,6 V. Dies kann allerdings auch durch ungenaues Ablesen der Grenzwertspannungen im Harvester geschehen. Zu erkennen ist auch, dass VBAT und VSTOR nahezu den selben Wert besitzen, was auf die Erklärungen aus 5.1 zutrifft. Zudem ist ein deutlicher Unterschied in dem Zustand *high* und *low* des VBAT_OK Signals zu sehen, wobei bei *low* circa 50 mV anliegen. Die Erkenntnisse wurden im Vorhinein zum Design des TOSS v4.0 Prototypen benutzt.

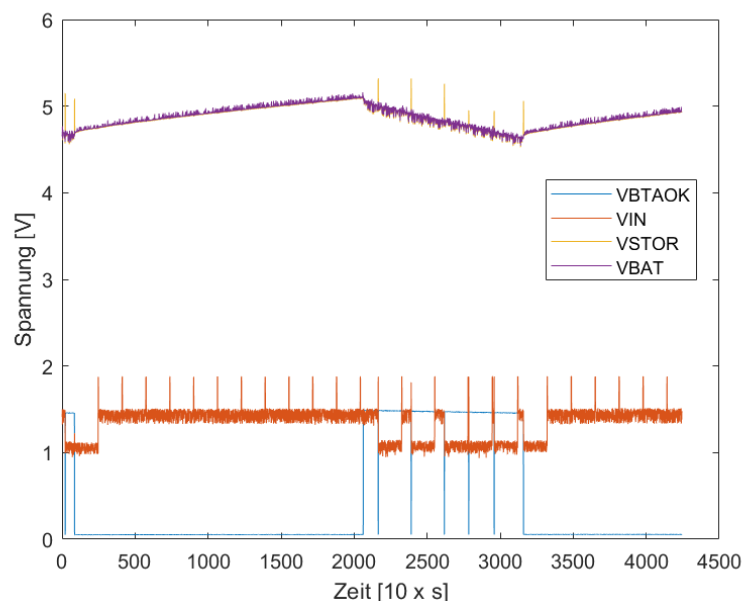


Abb. 6–8: Ladeexperiment der Energy Harvester Prototyp PCB von M. Dziura

Experimentreihe 1

Nach Anschließen des USB Anschlusses war eine Spannung von 5,1 V an VUSB und eine Spannung von 3,286 V an VCC messbar, was auf die Funktionstüchtigkeit des Linearreglers hinweist. Die Aktivität des MC ließ sich an den zwei LED ablesen. Die rote LED leuchtet im Bootvorgang und fängt an zu blinken, wenn der MC voll funktionsfähig ist. Die grüne LED hat geleuchtet, sobald eine Versorgungsspannung anlag. Wie man in Grafik 6–9 erkennt, ist der berechnete Wert des Systemlastswiderstands 268,4 Ω .

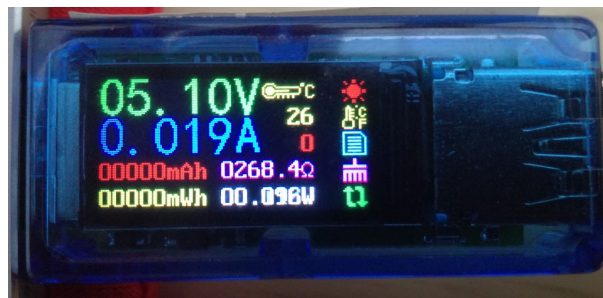


Abb. 6–9: RuiDeng USB Verbrauchsmessgerät zur Strommessung der Systemlast

Der gemessene Strom war allerdings nicht zu jedem Zeitpunkt konstant und er schwankte je nach Messaktivität zwischen 17 mA und 23 mA. Wenn man den ersten hellorangenen Eintrag der Phase 2 aus Grafik 5–11 auswertet, indem man ihn wieder durch die Zeit und durch die Betriebsspannung von 3,3 V dividiert, kommt man für die Operation des Sensors in dieser Phase auf einen Wert von 20 mA. Der berechnete Zahlenwert liegt somit direkt in der Mitte des gemessenen, schwankenden Bereichs. Der Eintrag des Sendens ist im Energieverbrauch des Sensors in diesem Experiment null. Im Ruhemodus verbrauchte der Sensor konstant 5 mA, wobei der MC zwar nicht mehr operierte, das Messmodul aber weiterhin aktiv war. Rechnerisch kommt man auf einen Wert von circa 6 mA, was etwas über dem gemessenen Wert liegt. In Phase 2 werden 8 % weniger Strom verbraucht, als mit dem Bluetoothmodul. In Phase 3 sind es sogar 50 % weniger. Diese Werte stammen aus Abbildung 5–11, wenn die Zeile mit *Senden* auf Null gesetzt wird.

Experimentreihe 2

Es werden nur die zwei Versuche mit dem LED-Strahler und die letzten zwei, kalibrierten Versuche aus dem RACOON-Lab vorgestellt. Zur Berechnung der Vergleichswerte mit den Formeln im Energiebudget, wurden diese modifiziert, da die Beleuchtungs- und nicht die Bestrahlungsstärke gemessen wurde. Der Eingangsstrom ändert sich linear mit der Änderung der Bestrahlungsstärke, siehe Abbildung 3–1, beziehungsweise linear mit der Änderung der Beleuchtungsstärke, siehe Grafik 3–3. Somit wurde die Gleichung 5–2 zu:

$$I_k \propto \Phi_e = \frac{E_{vreal}}{E_v} \Delta A \quad (6-1)$$

Für den Kurzschlussstrom bei E_v , wurde aus dem Datenblatt [8], ein Wert von $70\mu\text{A}$ bei 1 klx entnommen. Und die Formel zur Einschätzung des Eingangsstromes wird zu:

$$I_{IN} = [(l S_{rel30} I_k + l S_{rel60} I_k) \frac{E_{vreal}}{E_v} + m I_{dark}] K_{MPPTI} \quad (6-2)$$

Und die Formel für die Eingangsspannung ergibt:

$$V_{IN} = K_{MPPTI} [n(V_{OC} + T_{voc}(298.15 - T_{amb})) - K_{MPPTI} (\frac{d_a}{2} R_{sperr} S_{rel30} (I_k + I_{dark}) \frac{E_{vreal}}{E_v} + \frac{d_a}{2} R_{sperr} S_{rel60} (I_k + I_{dark}) \frac{E_{vreal}}{E_v} + d_d R_{sperr} I_{dark} + d_b R_{byp} I_{mittelbyp}) K_{therm}] \quad (6-3)$$

Es war in den Experimenten zu erkennen, dass der Harvester anfängt den Kondensator aufzuladen, sobald der Sensor auch nur gering bestrahlt wird, sei es durch die Umgebungsbeleuchtung. Die Experimentergebnisse des LED-Strahler-Versuchs sind in Abbildung 6–10 und 6–11 ersichtlich. Man erkennt, dass beide Grafiken bei einer y-Skala von 300 mV starten, was sich später als Effekt des Offsets, den die Kalibrationsdatei dann eliminiert, erweist.

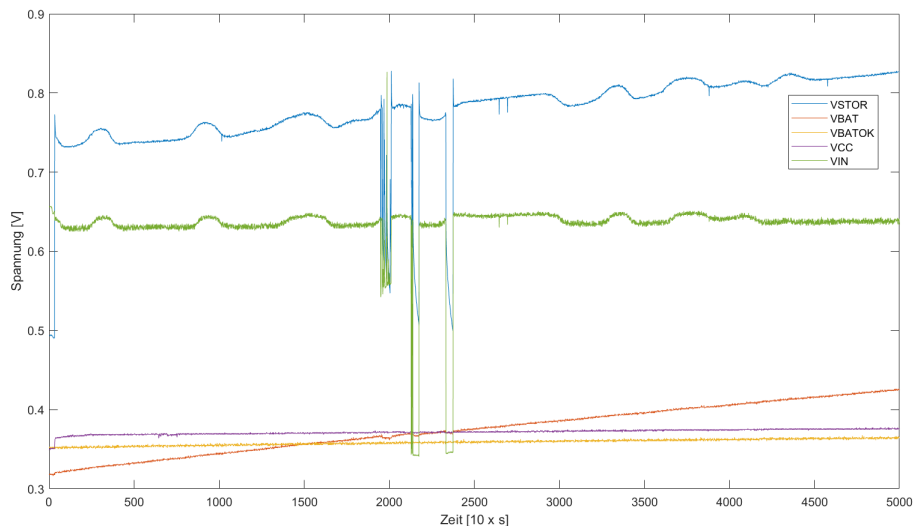


Abb. 6–10: Ladeexperiment 1 mit LED-Strahler, Seiten 1 $\wedge$ 2 mit $45^\circ/45^\circ$

Wenn man die Spannungsniveaus der Größen VCC und VBAT_OK der Experimente 1 und 2 und 8 und 9 vergleicht, kann man zwischen den Werten von 1 und 2 circa einen Offset von 10 mA zueinander und bei den Experimenten 8 und 9 einen Wert von circa 11 mA feststellen. Wenn man die mittlere Änderung der Größen der vier Experimente betrachtet, ergibt sich ein absoluter Offset von circa 340 mA. Somit kann eine Restspannung an VCC von etwa 11 mA und an VBATOK eine Spannung von circa

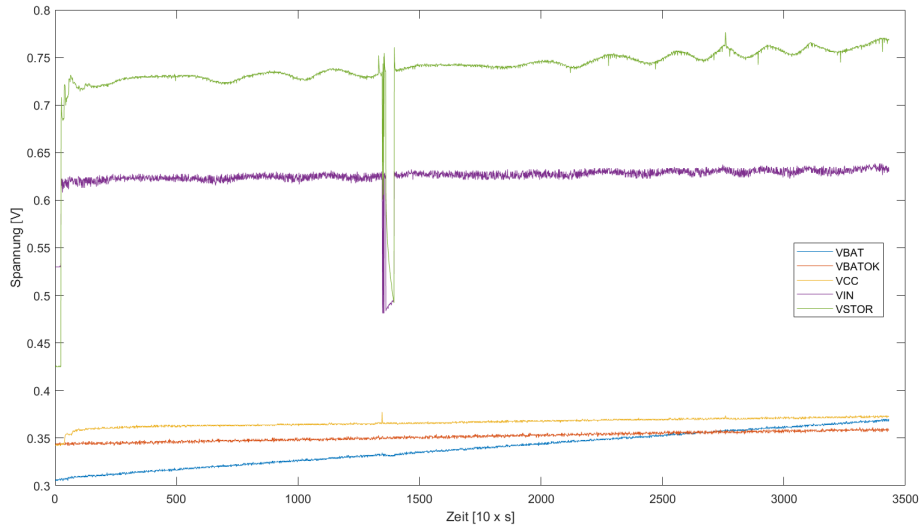


Abb. 6–11: Ladeexperiment 2 mit LED-Strahler, Seiten 1 $\wedge$ 2 mit 30°/60°

27 mV in 6–10 und 6–11 gemessen werden. Die von null differierende Spannung ergibt sich aus den Dioden des MOSFET und der Leuchtdioden, die in der Systemlast dahinter geschaltet sind. Die Einbrüche in den VSTOR und VIN Verläufen, ergeben sich durch die Strommessungen, die am VIN Pin durchgeführt wurden, um später die Effizienz zu bestimmen. Die Effizienz wurde über die Ladekurve des Kondensators bestimmt, dessen Energiedifferenz sich mit folgender Gleichung beschreiben lässt, wobei C die Kapazität von 1 F ist:

$$W = 0,5(V_{end}^2 - V_{start}^2)C \quad (6-4)$$

Durch die Messdauer lässt sich die Leistung und durch die Division der gemittelten VIN Spannung, der mittlere Strom, der im Kondensator ankommt, bestimmen:

$$P = \frac{W}{t} \quad (6-5)$$

$$I_{in} = \frac{P}{VIN} \quad (6-6)$$

Für die Effizienz wird der mittlere durch den gemessenen Strom geteilt:

$$E_{laden} = \frac{I_{in}}{I_{mess}} \quad (6-7)$$

Die Werte für die Experimente, 1, 2, 8 und 9 sind in Tabelle 6–4 zu finden, die errechneten Werte aus Gleichungen 6–2 und 6–3 in Tabelle 6–5. Da es sich beim Experiment 9 um eine derart lange Ladedauer handelt und der Ladevorgang nichtlinear ist, siehe Grafik

6–13, wurden die Werte in $t = 500$ s Schritten ermittelt, um mit den anderen Daten vergleichbarer zu sein, und anschließend gemittelt. Für die Versuche 1 und 2 wurde der Offset nicht abgezogen.

Tab. 6–4: Ladedaten der Experimente 1, 2, 8 und 9

Experiment	ΔW [mWs]	Messdauer [s]	VIN_{mittel} [V]	I_{in} [μA]	I_{mess} [mA]	E_{laden} [%]
1	26,84	500	0,525	102,24	2,26	4,52
2	14,707	342,4	0,516	83,244	1,79	4,65
8	84,877	507	0,3507	477,359	4,43	10,77
9	590,03	6288,3	0,61	258,983	4,55	5,69

Wie man in Abbildung 6–12 erkennt, sind die Spannungen VCC und VBAT_OK fast bei Null. Der Grund warum VBAT nicht bei Null beginnt, obwohl der Kondensator vollständig entladen wurde ist, dass am Pin VBAT nicht die Batteriespannung, sondern die Ladespannung gemessen wird. Durch den Innenwiderstand des Kondensators liegen am Messpin auch bei vollständigem Entladen nicht 0 V an. Der Sprung in VIN am Anfang kommt von der minimalen Bestrahlungsabhängigkeit der Eingangsspannung des Photomoduls, als die Abdeckung abgenommen wurde. VSTOR ändert sich zum selben Moment stärker in die selbe Richtung. Diese Sensibilität konnte auch in den anderen Experimenten identifiziert werden. In Experiment 8 befindet sich das System im Kaltstartmodus und erreicht sogar eine Effizienz von 10 %, die darauf zurück zu führen ist, dass der Harvester noch nicht vollkommen operiert. Es lässt sich erkennen, dass VBAT und VSTOR steigen. VIN ist, wenn man den Offset von den VINs der Experimente 1 und 2 abzieht, um die 350 mV höher, was circa der Leerlaufspannung einer Photodiode entspricht. Bei Experiment 5, das eine Winkelkombination von $45^\circ/45^\circ$ und die Seiten 1 $\wedge$ 2 aufweist, konnte ein Abfall über Bypassdiode 1 von 1,1 V und über Diode 2 ein Abfall von 0,1 V gemessen werden. In diesem Fall wird die hintere Bypassdiode, die Diode 2, durchflossen, da die Seiten 3 $\wedge$ 4 abgeschattet sind. Bei den selben Bedingungen und den bestrahlten Seiten von 1 $\wedge$ 4, ergibt sich dagegen ein Abfall über Diode 1 von 0,7 V und über Diode 2 einer über 0,27 V. Bei Dunkelheit wurde ein Wert von 0,23 V gemessen. Die unterschiedlichen Bestrahlungen der Seiten machen folglich einen Unterschied in der Energieproduktion. Wie in Abschnitt 6.1.1.2 erwähnt, wäre somit eine Vermessung der Diodenkennlinie der Smart-Bypass-Dioden sinnvoll.

Die gemessenen Werte aus Tabelle 6–4 für VIN und IIN sind bei weitem nicht so hoch, wie die berechneten.

6.1.3 Diskussion der Ergebnisse

Es kann mehrere Gründe geben, warum VIN so gering ist. Wenn das MPPT des Sensors arbeitet, misst es die Leerlaufspannung des Photomoduls, was aber auch bedeutet, dass die Smart-Bypass-Dioden anders durchflossen werden, als im operativen Zustand. Somit kann es sein, dass das MPPT den optimalen Leistungspunkt schlecht bestimmt, da sich die Spannungen im operativen und im kurzgeschlossenen Modus sehr voneinander unterscheiden. Die Bypass- und Sperrdioden erzeugen somit Effekte, für die das

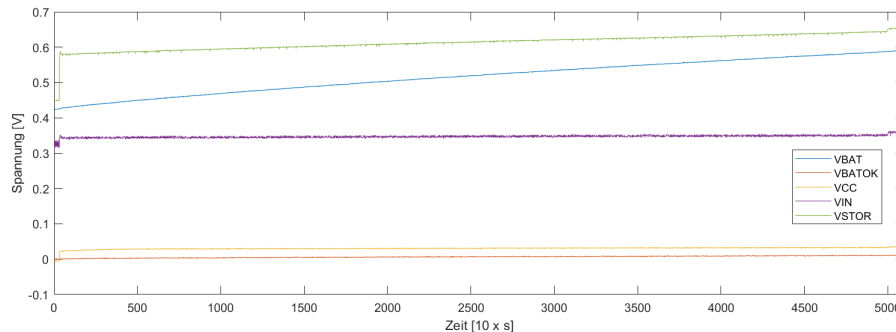


Abb. 6–12: Ladeexperiment 8 mit dem Sonnensimulator [9], Seiten 1 $\wedge$ 4 mit 45°/45° im Abstand von $d = 90\text{cm}$

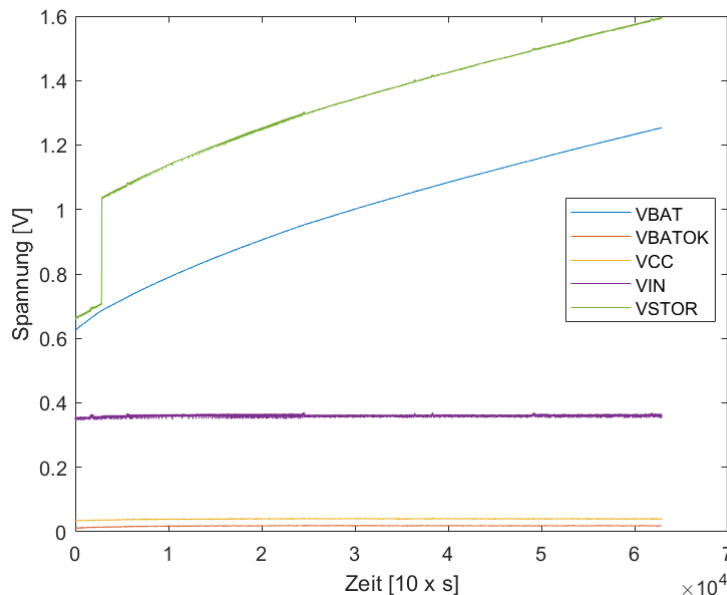


Abb. 6–13: Ladeexperiment 9 mit dem Sonnensimulator [9], Seiten 1 $\wedge$ 4 mit 45°/45° im Abstand von $d = 90\text{ cm}$

einfache MPPT nicht ausgelegt ist. Das schwer voraussehbare Verhalten der Bypass- und Sperrdioden ist sicherlich auch ein Faktor, der im berechneten Energiebudget nicht inkludiert ist, eben so wenig wie die Nichtlinearität im Ladeverhalten. Des Weiteren ist das kalkulierte Energiebudget auch auf einen vereinfachten Fall angepasst. Da das MPPT nicht nur VIN anpasst, sondern damit automatisch auch IIN, kann damit erklärt werden, warum der gemessene Strom so viel geringer ist. Des Weiteren konnten einige Verluste bezüglich des Harvesters und dessen Operation nicht identifiziert werden. Es liegt die Vermutung nahe, dass die Smart-Bypass-Dioden eher für größere Stöme effektiv sind, da deren Spannungsabfall nicht linear mit dem Strom fällt. Der anfängliche Kaltstartmodus ist für das System schwer zu überwinden, obwohl die Anzahl der seriell geschalteten Photodioden ausreichen sollte um, wenn VSTOR/VBAT unter 100 mV beträgt, mindestens 600 mV zu liefern. Jedoch benötigt das Laden des Kondensators, wenn es mit der gemittelten Rate aus Experiment 9 weitergeht, circa 12 h bis die 5 V

Tab. 6–5: Berechnete Ladedaten der Experimente 1,2,8 und 9

Experiment	LUX	Abstand [m]	Seiten	Winkel	V_{IN} [V]	I_{IN} [mA]
1	11500	0,15	1 $\wedge$ 2	45°/45°	1,668	2,318
2	11500	0,15	1 $\wedge$ 2	30°/60°	1,668	2,246
8	98000	0,9	1 $\wedge$ 4	45°/45°	1,580	19,756
9	98000	0,9	1 $\wedge$ 4	45°/45°	1,580	19,756

erreicht sind. In diesem Bereich gibt es auf jeden Fall noch Optimierungsbedarf. Des Weiteren ist darüber nachzudenken, effektivere Photodioden zu benutzen, da diese auch zu der geringen Energieausbeute beitragen, möglicherweise durch die Verwendung von Triple-Junction Solar Cells [3]. Mittels der durchgeführten Experimente konnte kein vollständiges Bild des Sensorverhaltens entstehen. Die Erkenntnisse aus der Experimentreihe 2 legen allerdings nahe, dass die Operation des Sensors recht gut voraussehbar ist, wobei der dynamische Stromverbrauch noch näher zu untersuchen wäre. Es könnte durch entsprechende Schnittstellengestaltung, mehr Energie gespart werden, indem beispielsweise die Temperatursensoren in den parasitären Strommodus gesetzt werden oder die Ruhemodi bei mehr Bauteilen aktiviert werden.

6.2 Verifikation der Anforderungen

In diesem Unterkapitel werden die Anforderungen aus Kapitel 2 noch einmal aufgegriffen und durch ihre Umsetzung verifiziert, siehe Abschnitt 6.2.1 und 6.2.2. In den Abschnitten werden immer wieder Arbeitspakete erwähnt die zur Umsetzung beigetragen haben. Die restlichen Pakete finden sich im Laufe der Arbeit implizit erwähnt.

6.2.1 Verifikation der allgemeinen Anforderungen des Prototypen

Die Top-Level Anforderungen **R.0.1** wurde erfüllt, indem, bis auf eine externe Schnittstelle, alle Bauteile des alten Designs beibehalten wurden, nachdem eine Schnittstellenanalyse (**A.9**) durchgeführt wurde. **R.0.2** wurde eingehalten indem keine messtechnisch wichtige Bauteilgruppe, weder Temperatursensoren noch Photodioden, noch Linearregler und Multiplexer ausgegliedert wurden, sondern deren Anzahl angepasst wurde (**A.8**). Lediglich eine externen Schnittstelle, wurde entfernt, aber deren Fehlen schränkt nicht weiter die Funktion ein (**R.0.3**). Es wurden nur COTS Komponenten verwendet (**R.0.4**), um das Ziel, ein Produkt für die Kleinsatelliten Community zu entwickeln, zu erreichen. Da die COTS Komponenten für den atmosphärischen Gebrauch (**R.0.5**) geeignet sind, konnten Experimente zur Funktionsverifikation durchgeführt werden (**A.7**), deren Daten durch Testpins ausgelesen werden konnten (**A.10**). Hierbei konnte auch die Energiegewinnung durch Photodioden (**R.0.6**), was als Anforderung aus der alten v2.2 Version entsprang, untersucht werden. Wie in Kapitel 4 ersichtlich, wurde das System in Subsysteme aufgeteilt, denen wiederum Funktionen zugeordnet werden konnten.

6.2.2 Verifikation der technischen Anforderungen des Prototypen

Durch die Platzierung der Komponenten auf der Platine, wurden kritische Bauteile ins Inneren des Satelliten verlegt und Anforderung **R.1.1** ist somit erfüllt. Das FOV beträgt 5/6 Seiten, indem entlang der Platinenkante und auf der Oberseite, Messvorrichtungen implementiert sind (**R.1.2**). Es wurde bei jeder Komponente, die zusätzliche zur v2.2 Version verbaut wurde, der kleinstmögliche Formfaktor der jeweiligen Produktreihe ausgewählt (**R.1.3**) und darauf geachtet, dass die Komponente einen möglichst kleinen Innenwiderstand, abgelesen am Aktivstrom des Bauteils, besitzt (**R.1.4**). Die Wahl des Energiespeichers war durch Anforderung **R.1.5** determiniert. **R.1.6** konnte zwar nicht experimentell, aber rechnerisch nachgewiesen werden, sodass die Energie im Kondensator ausreicht, um mindestens einen Zyklus lang zu operieren. Durch die spezielle Geometrie der Leiterplatte werden Verschattungen der Photodioden und Temperatursensoren (**R.1.7**) vermieden. Das MPPT des Energy Harvesters wurde mit der entsprechenden Kombination an Widerständen auf einen MPPT-Faktor von 0,8 gesetzt (**R.1.8**). Die Anforderung **R.1.9** wurde rechnerisch, durch die minimale Leerlaufspannung der Photodioden und experimentell in der Experimentreihe 2 und dem Ladeexperiment erfüllt (**R.1.10**). Dies war dadurch zu erkennen, dass anfangs der Ladedauer ein Steigen der VBAT Spannung verzeichnet werden konnte. Die Geometrie, in diesem Fall, eine rechteckige Platine mit Aussparungen für die Eckpfeiler, wurde den CubeSat Standards [6] entsprechend angepasst (**R.1.11**) und kann durch Jumper-Verbindungen modular an ein anderes Format, den PocketQube, angepasst werden (**R.1.12**). Beim Operationsbereich des Energy Harvesters wurde darauf geachtet, dass dessen Oberspannungsgrenze unter der maximalen Operationsspannung des Superkondensators (5,5 V) liegt, was sie mit 5,28 V auch tut (**R.1.13**). Der Hersteller des Bluetoothmoduls verspricht anpassbare Senderadien, die den Bauraum eines CubeSats einschließen (**R.1.14**). Da das System abrupt ausfallen kann, ist es wichtig, dass die Daten auch bei Abreißen der Energieversorgung nicht verloren gehen, dem wird durch Einsetzen eines non-volatilen Speichers entgegengewirkt (**R.1.15**). Damit vieles aus dem alten Schaltplan derart übernommen werden kann, ist es erforderlich, dass die Versorgungsspannung $3,3\text{ V} \pm 2\%$ beträgt (**R.1.16**). Als Energiemanagementeinheit wird ein BQ25570 Energy Harvester der Firma Texas Instruments verwendet (**R.1.17**). Obwohl es nicht experimentell überprüft wurde, verspricht der Hersteller des Bluetoothmoduls [78] die Kompatibilität mit einem Smartphone (**R.1.18**). Zusätzlich zur gerichteten geometrischen Platzierung der Komponenten soll eine Isolation der Oberseite des Sensors durch den Satellitenbauer erfolgen (**R.1.19**). Die drei Bauteile Bluetoothmodul, Mikrocontroller und der Speicher sollen einen Sleep-Mode besitzen um den Energieverbrauch der Systemlast so gering wie möglich zu halten (**R.1.20**). Ein wesentlicher Faktor im Operationskonzept ist die Menge an Daten die bei den Messungen des Sensors produziert werden (**C.1.1**), diese ist durch die Anzahl an Messphotodioden und Temperatursensoren festgelegt. Diese Datenmenge entsteht in einem festen Messintervall von $t = 250\text{ ms}$ (**C.1.2**). Die Datenverbindung, die aufrecht gehalten werden muss, ist abhängig von der Datenrate (**C.1.3**), die allerdings bis zu einer gewissen Grenze erhöht werden kann.

7 Fazit und Ausblick

In diesem Kapitel findet sich das Fazit dieser Arbeit in Unterkapitel 7.1. Der Ausblick auf das weitere Vorgehen und die Möglichkeiten des TOSS v4.0 finden sich in Abschnitt 7.2.

7.1 Fazit

Die Meilensteine der Arbeit beinhalten die Systemanalyse des TOSS v2.2 Sensors, die Erstellung eines Anforderungs- und Rahmenbedingungskatalogs, die Entwicklung eines neuen Schaltplans und das Design einer Leiterplatte, die gewissen Kleinsatellitenstandards gerecht werden soll. Es folgte das Fertigen der Platine durch Auflöten der Bauteile, die Berechnung eines Energiebudgets, das Erstellen eines Operationskonzepts für den Testsensor und das Testen des Prototypen. Bis auf letzteres wurde all dies in dieser Arbeit vollendet.

Die Hauptaufgaben bei der Entwicklung des TOSS v4.0 Prototypen waren das Design einer autonomen Stromversorgung durch Photodioden mit einem Energiemanagement-Schaltkreis. Dieses wurde durch ein spezielles Verbindungsdesign der Leiterbahnen, einer TCT Verbindung, realisiert und Problemen durch Verschattung, wurde mit Smart-Bypass-Dioden vorgebeugt. Durch manuell abtrennbare Verbindungen kann der Prototyp für zwei Satellitenstandards ([6] und [25]) getestet und verifiziert werden. Das geometrische Konzept wurde passend zu den Ansprüchen der Zielgruppe der CubeSat- und PocketQube-Community entworfen. Das Energiemanagement wird von einem speziellen Energy Harvester der Firma Texas Instruments übernommen. Zusätzlich wurden ein Speicher und ein Bluetoothmodul integriert, beziehungsweise geplant, wie im Falle des Sendemoduls. Das Messmodul wurde an die neue Geometrie angepasst, die Schaltung zur automatischen Auswahl einer externen oder internen Versorgungsspannung modifiziert und externe Zugangssteckverbindungen angebracht. Der Reset-Schalter, sowie die Systemstatusanzeige durch LED Leuchten, wurde übernommen. Das Sensorkonzept ist auf die Nutzung der wirtschaftlichen COTS Komponenten ausgelegt, die Wahl fiel auf den kleinstmöglichen Formfaktor und ist daher besonders kostengünstig. Gleichzeitig wurde auf besonders energiesparende Bauteile geachtet. Die Raumfahrttauglichkeit wurde in Abschnitt 4.4 erläutert und mögliche Anwendungen in 5.5 besprochen. Der Speicher behält auch im Falle eines Ausfalls der Energieversorgung die Daten und das Bluetoothmodul sollte auf die maximale, kleinstmögliche Reichweite eingestellt werden. Im Rahmen der Möglichkeiten eines ChipSats wurde die FOV Abdeckung ausgereizt. Neben dem Schaltplan und dem PCB-Layout, wurde der Sensor manuell im Reinraum gelötet und ein Operationskonzept fürs Testen wurde erstellt und teilweise implementiert, siehe dazu Abschnitt 5.6. Die Grundverifikation des Sensors wurde durchgeführt und zwei der sechs Experimentreihen teilweise realisiert, wobei sich weitere Informationen in Abschnitt 6.1.1.2 befinden. Die Effizienz des Systems, vor allem des Photomoduls und des Energy Harvesters bieten Raum zur Optimierung, da aktuell etwa 5 % des generierten Stroms im Kondensator ankommen.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass der TOSS v4.0 Prototyp Potential hat, für die CubeSat- und Pocketcube-Community interessant zu werden und nach etwas an Weiterentwicklung als Stand-Alone-Sensor oder in einer Konfiguration mit einem modifizierten TOSS v3.0 zu fungieren.

7.2 Ausblick

Der Hauptfokus des Ausblicks liegt in der Optimierung eines funktionstüchtigen TOSS v4.0 Sensors und dessen weitere Validierung. In dieser Arbeit sind viele Hinweise bezüglich des weiteren Vorgehens für den TOSS gegeben, die in diesem Rahmen nicht weiter aufgeführt werden konnten, aber als Leitfaden bezüglich der weiteren Entwicklung des TOSS dienen können. Dies betrifft im speziellen die Optimierung des Solarmoduls, die COTS und deren Raumfahrttauglichkeit, die Bauteilanordnung am Platinendesign und die Durchführung weiterer Experimente, die zur vollständigen Validierung dienen sollen.

Beim Photomodul könnte eine Spannungsausgleichsschaltung die Bypass Dioden ersetzen, da diese nicht aktiviert werden [37]. Dies könnte zu einem verbesserten Ergebnis in der Energieproduktion führen. Denn die TCT Verbindung kann mit Rückspannungen umgehen, solange diese nicht die Break-Down Spannung der Dioden überschreitet [35]. Für Testzwecke wären einfache Schottky-Dioden anstelle der Smart-Bypass-Dioden eventuell von Vorteil, da deren Verhalten einfacher vorauszusagen ist, obwohl möglicherweise ein größerer Spannungsabfall über die Dioden auftreten könnte. Zusätzlich wäre es sinnvoll, die Kennlinie der Smart-Bypass-Diode und der verwendeten Photodiode zu bestimmen, um daraus Erkenntnisse bezüglich dem Ersetzen der Bauteile durch andere zu gewinnen. Eine weitere Option ist es, die Anzahl der Photodioden zu erhöhen, bei dieser Geometrie liegt das Maximum voraussichtlich bei acht Dioden. Eine andere Variante ist es, die PIN-Dioden durch effektivere Solarzellen, wie durch Triple-Junction Solar Cells auszutauschen. Für künftige Anwendungen sollte das Energiespeicherelement auch nach den Dunkelzeitanforderungen des Orbits ausgelegt werden, da dies ein ausschlaggebender Faktor für die Energiespeicherung bei Satellitensystemen ist [40]. Der BQ25570 Energy Harvester birgt die Möglichkeit, eine zweite Batterie an den Energiemanagement Schaltkreis anzuschließen. Ein duales Modell könnte Vorteile bringen. Es wäre auch von Interesse, die Information des aktuellen Ladestatus an den MC weiterzuleiten, damit dieser entscheidet, ob es sinnvoll ist, einen weiteren Messzyklus zu starten. Ein zusätzlicher Testpin um externe Solarmodule am Sensor anzubringen, könnte die Verifikation des Energiebudgets beschleunigen. Die Experimentreihen müssten vollendet und das Operationskonzept validiert werden. Dafür muss das Bluetoothmodul angebracht und programmiert werden. Am Ende müsste man Strahlungstests mit dem finalen Prototypen von TOSS durchführen, da sich die Schaltkreise unter extremen Strahlungsbedingungen anders verhalten und testen inwiefern diese Effekte durch die Abschirmung im Rahmen eines kleinen Satelliten zu mindern sind. Vor allem der Effekt der extremen Weltraumstrahlung auf die ungeschützten Photodioden des Photomoduls sollte überprüft werden, da Strahlung deren Lebenszeit minimiert [91]. Im Anschluss an die Produktion eines ausgereiften TOSS Sensors, sollte eine Thermalsimulation, auch bezüglich der Auswirkungen einer Isolation auf die Bauteile, durchgeführt werden. Die



Komponenten müssten auf deren Raumfahrttauglichkeit untersucht werden. Um ein möglichst großes FOV zu erreichen, kann die Maßnahme in Betracht gezogen werden, den TOSS v3.0 zu modifizieren, um ihn mit dem verbesserten TOSS v4.0 kompatibel zu machen.



Kapitel 7. Fazit und Ausblick

Literaturverzeichnis

- [1] SpaceTech GmbH, "Coarse earth sun sensor (cess)," 2019, aufgerufen am 19.9.19. [Online]. Available: <https://spacetechnology.com/products/satellite-equipment/cess>
- [2] C. Gscheidle, "Modelling and verification of a thermo-optical sun and earth sensor for small satellites," Masterarbeit, Technische Universität München, München, 2018.
- [3] E. Hering, K. Bressler, and J. Gutekunst, *Elektronik für Ingenieure und Naturwissenschaftler*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2017.
- [4] "Elektronik kompendium: Bipolarer transistor," aufgerufen am 24.10.19. [Online]. Available: <https://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/0201291.htm>
- [5] "Learning about electronics," aufgerufen am 24.10.19. [Online]. Available: <http://www.learningaboutelectronics.com/Articles/P-Channel-MOSFETs-MOSFETs>
- [6] A. Mehrparvar, D. Pignatelli, J. Carnahan, R. Munakata, W. Lan, and A. Toorian, "Cubesat design specification: Rev 13," aufgerufen am 17.9.19. [Online]. Available: https://static1.squarespace.com/static/5418c831e4b0fa4ecac1bacd/t/56e9b62337013b6c063a655a/1458157095454/cds.rev13_final2.pdf
- [7] L. F. L. Villa, D. Picault, B. Raison, S. Bacha, and A. Labonne, "Maximizing the power output of partially shaded photovoltaic plants through optimization of the interconnections among its modules," *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 2, no. 2, pp. 154–163, 2012. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6157592>
- [8] Vishay Semiconductors, "Silicon pin photodiode - bpw34," 23.8.11, aufgerufen am 17.9.19. [Online]. Available: <https://www.vishay.com/docs/81521/bpw34.pdf>
- [9] M. Burkart, "Mechanical and electrical design and validation test of an led based solar simulator for cubesat environmental testings," Semesterarbeit, Technische Universität München, München, 2015.
- [10] M. Dziura, C. Gscheidle, and M. Langer, "A compact thermo-optical sun and earth sensor for small satellites," aufgerufen am 30.05.19. [Online]. Available: <https://mediatum.ub.tum.de/?query=A+Compact+Thermo-Optical+Sun+and+https://mediatum.ub.tum.de/?query=A+Compact+Thermo-Optical+Sun+and+Earth+Sensor+for+Small+Satellites&id=624576>
- [11] U. Walter, *Systems Engineering*, 2018.
- [12] X. Xia, G. Sun, K. Zhang, S. Wu, T. Wang, L. Xia, and S. Liu, "Nanosats/cubesats adcs survey: Proceedings of the the 29th chinese control and decision conference (2017ccdc)," in *Proceedings of the The 29th Chinese Control and Decision Conference (2017CCDC)*. Piscataway, NJ: IEEE, 2017, pp. 5151–5158.
- [13] NASA, "What are smallsats and cubesats?" 7.8.17, aufgerufen am 30.9.19. [Online]. Available: <https://www.nasa.gov/content/what-are-smallsats-and-cubesats>

- [14] N. H. Crisp, K. Smith, and P. Hollingsworth, "Launch and deployment of distributed small satellite systems," *Acta Astronautica*, vol. 114, pp. 65–78, 2015.
- [15] M. Swartwout, "You say "picosat", i say "cubesat": Developing a better taxonomy for secondary spacecraft," in *2018 IEEE Aerospace Conference*. IEEE, 03.03.2018 - 10.03.2018, pp. 1–17.
- [16] J. R. Wertz, Ed., *Spacecraft attitude determination and control*, reprint 2002 ed., ser. Astrophysics and space science library. Dordrecht: Kluwer, 1994, vol. 73.
- [17] W. A. Shiroma and P. Thakker, *Emergence of Pico- and Nanosatellites for Atmospheric Research and Technology Testing*. Reston ,VA: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2010.
- [18] B. Doll and W. Pitz, "Grober sonnen- oder erdsensor für einen satelliten sowie verfahren zur groben positionsbestimmung von sonne oder erde an bord eines satelliten - european patent office - ep 0863075 a1," Patent EP 0 863 075 A1, 1998.
- [19] I. Bell, B. Gilchrist, D. Liaw, V. Singh, K. Hagen, S. Bilén, and J. McTernan, Eds., *Investigating the Potential of Miniaturized Electrodynamic Tethers to Enhance ChipSats*, 2013.
- [20] W. Hu, C. Wetch, and E. Ancona, "A minimal chipsatinterstellar mission: Technology and mission architecture," *69th International Astronautical Congress (IAC)*,, 2018. [Online]. Available: https://isulibrary.isunet.edu/index.php?lvl=notice_display&id=10410
- [21] D. Messmann, T. Gruebler, F. Coelho, T. Ohlenforst, J. van Bruegge, F. Mauracher, M. Doetterl, S. Plamauer, P. Schnierle, M. Seifert, M. Langer, T. Kale, A. Fuhrmann, A. Ulanowski, E. Karagiannis, T. Lausenhammer, and A. Meraner, "Advances in the development of the attitude determination and control system of the cubesat move-ii: 15 pages," *7th European Conference for Aeronautics and Space Sciences*, 2017.
- [22] M. Preisinger, "Advancing the attitude determination and control system for the cubesat move-ii," Masterarbeit, Technische Universität München, 2019.
- [23] Langer M., Appel N., Dziura M., and et al., "Move-ii - der zweite kleinsatellit der technischen universität münchen," *Deutscher Luft- und Raumfahrtkongress 2015*, 2015, aufgerufen am 17.9.19. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/publication/305610780_MOVE-II_-_der_zweite_Kleinsatellit_der_Technischen_Universitat_Munchen
- [24] D. Ran, T. Sheng, L. Cao, X. Chen, and Y. Zhao, "Attitude control system design and on-orbit performance analysis of nano-satellite—"tian tuo 1"," *Chinese Journal of Aeronautics*, vol. 27, no. 3, pp. 593–601, 2014.
- [25] S. Radu, S. Uludag, S. Speretta, J. Bouwmeester, E. Gill, and Chronas, Foteinakis, Nikitas, "Delfi-pq: The first pocketcube of delft university of technology," *69th International Astronautical Congress: Bremen, Germany*, vol.

- 2018, 2018. [Online]. Available: <https://repository.tudelft.nl/islandora/object/uuid:e9129c1d-273f-4f93-be93-05d5f7cc4ce8?collection=research>
- [26] James Cutler and Greg Hutchins, "Opal: Smaller, simpler, and just plain luckier," vol. 14th Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites, 2000.
- [27] SpaceTech GmbH, "Coarse earth sun sensor (cess)," 2015, aufgerufen am 19.9.19. [Online]. Available: https://spacetechnology.com/images/press/downloads/Datasheets/SpaceTech_Datasheet-CESS.pdf
- [28] Maxim Integrated, "Programmable resolution 1-wire digital thermometer - ds18b20," 7.19, aufgerufen am 17.9.19. [Online]. Available: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS18B20.pdf>
- [29] A. Khaligh and O. C. Onar, *Energy harvesting: Solar, wind, and ocean energy conversion systems*, ser. Energy, power electronics, and machines series. Boca Raton: CRC Press, 2010.
- [30] S. Chalasani and J. M. Conrad, "A survey of energy harvesting sources for embedded systems," *IEEE SoutheastCon, 2008*, pp. 442–447, 2008. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=4488207>
- [31] S. H. Choi, J. R. Elliott, and G. C. King, "Power budget analysis for high altitude airships," in *Enabling Technologies and Design of Nonlethal Weapons*, ser. SPIE Proceedings, G. T. Shwaery, J. G. Blitch, and C. Land, Eds. SPIE, 2006, p. 62190C.
- [32] R. Vullers, R. van Schaijk, I. Doms, C. van Hoof, and R. Mertens, "Micropower energy harvesting," *Solid-State Electronics*, vol. 53, no. 7, pp. 684–693, 2009, aufgerufen am 17.9.19. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0038110109000720>
- [33] NASA, "Systems engineering handbook," aufgerufen am 20.10.19. [Online]. Available: https://www.nasa.gov/sites/default/files/atoms/files/nasa_systems_engineering_handbook_0.pdf_engineering_handbook_0.pdf
- [34] M. Z. Shams El-Dein, M. Kazerani, and M. M. A. Salama, "An optimal total cross tied interconnection for reducing mismatch losses in photovoltaic arrays," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 99–107, 2013, aufgerufen am 19.7.19. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6238341>
- [35] N. Kaushika and N. Gautam, "Energy yield simulations of interconnected solar pv arrays," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 1, pp. 127–134, 2003. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1183723>
- [36] E. L. Meyer and E. E. van Dyk, "Assessing the reliability and degradation of photovoltaic module performance parameters," *IEEE Transactions on Reliability*, vol. 53, no. 1, pp. 83–92, 2004.
- [37] K. Kato and H. Koizumi, "A study on effect of blocking and bypass diodes on partial shaded pv string with compensating circuit using voltage equalizer," in *2015 IEEE*

- International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, IEEE, Ed. IEEE, 24.05.2015 - 27.05.2015, pp. 241–244.
- [38] T. Logeswaran and A. SenthilKumar, “A review of maximum power point tracking algorithms for photovoltaic systems under uniform and non-uniform irradiances,” *Energy Procedia*, vol. 54, pp. 228–235, 2014.
- [39] P. Kurzweil and O. Dietlmeier, *Elektrochemische Speicher: Superkondensatoren, Batterien, Elektrolyse-Wasserstoff, Rechtliche Rahmenbedingungen*, 2nd ed. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2018.
- [40] T. Shimizu and C. Underwood, “Super-capacitor energy storage for micro-satellites: Feasibility and potential mission applications,” *62nd IAC in Cape Town*, vol. 85, pp. 138–154, 2013. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/publication/258757108_Super-capacitor_energy_storage_for_micro-satellites_Feasibility_and_potential_mission_applications
- [41] W. Gehrke, M. Winzker, K. Urbanski, and R. Woitowitz, *Digitaltechnik*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2016.
- [42] M. Sauter, *Grundkurs Mobile Kommunikationssysteme*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2018.
- [43] K. Townsend, C. Cufí, Akiba, and R. Davidson, *Getting started with Bluetooth Low Energy*, 1st ed. Beijing and Cambridge and Farnham and Köln and Sebastopol and Tokyo: O’Reilly, May 2014. [Online]. Available: <https://proquest.tech.safaribooksonline.de/book/programming/mobile/9781491900550/1dot-introduction/idp346224>
- [44] M. Slimani, J.-M. Armani, and R. Gaillard, “Evaluation of total ionizing dose effects on commercial frams,” in *2018 IEEE Radiation Effects Data Workshop (REDW)*. Piscataway, NJ: IEEE, 2018, pp. 1–5.
- [45] H. Ishiwara, M. Okuyama, and Y. Arimoto, *Ferroelectric Random Access Memories*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2004, vol. 93.
- [46] E. Hering, R. Martin, J. Gutekunst, and J. Kempkes, *Elektrotechnik und Elektronik für Maschinenbauer*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2018.
- [47] P. Naefe and J. Luderich, “Neukonstruktion,” in *Konstruktionsmethodik für die Praxis*, P. Naefe and J. Luderich, Eds. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2016, pp. 135–218.
- [48] J. Feldhusen and K.-H. Grote, Eds., *Pahl/Beitz Konstruktionslehre*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2013.
- [49] Maxim Integrated, “1-wire,” 23.9.19. [Online]. Available: <https://www.maximintegrated.com/en/products/interface/one-wire.html>
- [50] I. Analog Devices, “Adg1606/adg1607 (rev. a),” aufgerufen am 23.9.19. [Online]. Available: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADG1606_1607.pdf

- [51] I. Texas Instruments, “bq25570 nano power boost charger and buck converter for energy harvester powered datasheet,” 3.19, aufgerufen am 17.9.19. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq25570.pdf>
- [52] Texas Instruments Incorporated, “Sm74611 smart bypass diode datasheet,” 5.16, aufgerufen am 17.9.19. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sm74611.pdf>
- [53] S. Radu, M.S. Uludag, S. Speretta, J. Bouwmeester, A. Menicucci, A. Cervone, A. Dunn, T. Walkinshaw, P.L. Kaled Da Cas, C. Cappelletti, and F. Graziani, “Pocketcube mechanical interface standard,” 2018, aufgerufen am 17.9.19. [Online]. Available: <https://hdl.handle.net/10411/L0QQ5S>
- [54] The German Energy Society, Ed., *Planning and Installing Photovoltaic Systems: A Guide for Installers: Architects and Engineers: earth scan*. London: Sterling, 2008.
- [55] S. Silvestre and A. Chouder, “Effects of shadowing on photovoltaic module performance,” *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 16, no. 2, pp. 141–149, 2008.
- [56] C. Schawel and F. Billing, “Morphologischer kasten,” in *Top 100 Management Tools*, C. Schawel and F. Billing, Eds. Wiesbaden: Gabler Verlag, 2012, pp. 174–176.
- [57] K. Nalin and G. N. D. Kaushika, “Reliability evaluation of solar photovoltaic arrays,” *Solar Energy*, no. 72, pp. 129–141, Feb. 2002.
- [58] P. Bauwens and J. Doutreligne, “Reducing partial shading power loss with an integrated smart bypass,” vol. 103, pp. 134–142, 2014, aufgerufen am 17.9.19. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S0038092X14000693>
- [59] H. Zheng, S. Li, R. Chaloo, and J. Proano, “Shading and bypass diode impacts to energy extraction of pv arrays under different converter configurations,” *Renewable Energy*, vol. 68, pp. 58–66, 2014.
- [60] R. A. Kjellby, T. E. Johnsrud, S. E. Loetveit, L. R. Cenkeramaddi, M. Hamid, and B. Beferull-Lozano, “Self-powered iot device for indoor applications,” in *2018 31st International Conference on VLSI Design and 2018 17th International Conference on Embedded Systems (VLSID)*. IEEE, 06.01.2018 - 10.01.2018, pp. 455–456.
- [61] Texas Instruments, “bq25570solarappdesignexample_v1p3,” aufgerufen am 10.10.19. [Online]. Available: www.ti.com/lit/zip/sluc461
- [62] I. Texas Instruments, “Powerpad layout guidelines,” 5.06, aufgerufen am 17.9.19. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/sloa120/sloa120.pdf>
- [63] Texas Instruments, “bq25505(70_design_help_v1_3): Spreadsheet,” aufgerufen am 10.10.19. [Online]. Available: www.ti.com/lit/zip/SLUC484
- [64] L. Jin, W. Wang, J. Yu, and Z. Chen, “Design of super capacitor charging management integrated circuit for energy harvesting based on reconfigurable photovoltaic

- cells array,” in *2018 IEEE 3rd International Conference on Integrated Circuits and Microsystems (ICICM)*, IEEE, Ed. IEEE, 24.11.2018 - 26.11.2018, pp. 139–143.
- [65] KEMET, “Supercapacitors - fg series,” aufgerufen am 25.9.19. [Online]. Available: https://www.mouser.de/datasheet/2/212/KEM_S6013_FG-1104289.pdf
- [66] Weitron, “Bias resistor transistor npn silicon: Mmun2211 series,” aufgerufen am 11.10.19. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/DTC114E-D.PDF>
- [67] NXP Semiconductors, “P-channel trench mosfet,” 21.12.2010, aufgerufen am 11.10.19. [Online]. Available: <http://www.farnell.com/datasheets/1322471.pdf>
- [68] Texas Instruments Incorporated, “Lp2985-nmicropower150-malow-noiseultra-low-dropoutregulatorin a sot-23: Packagedesignedfor use with very low esr output capacitors,” 12.16, aufgerufen am 17.9.19. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lp2985-n.pdf>
- [69] Diodes Incorporated, “Sbr1a40s1 super barrier rectifier,” aufgerufen am 11.10.19. [Online]. Available: <http://www.farnell.com/datasheets/2100441.pdf>
- [70] ON Semiconductor, “1ss351 schottky barrier diode,” aufgerufen am 11.10.19. [Online]. Available: <https://www.mouser.de/datasheet/2/308/EN3240-D-888226.pdf>
- [71] Linear Technology Corporation, “Dn491 - tiny 2-cell solar panel charges batteries in compact, off-grid devices,” aufgerufen am 17.9.19. [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/reference-design-documentation/design-notes/dn491.pdf>
- [72] A. Corporation, “Atmega16u4/atmega32u4: 8-bit microcontroller with 16/32k bytes of isp flash andusb controller: Datasheet summary,” 4.2016, aufgerufen am 17.9.19. [Online]. Available: http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-7766-8-bit-AVR-ATmega16U4-32U4_Summary.pdf
- [73] Arduino, “Arduino leonardo,” aufgerufen am 21.9.19. [Online]. Available: <https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardLeonardo>
- [74] TE Connectivity, “Quick reference guide: Usb interconnects,” aufgerufen am 21.9.19. [Online]. Available: <http://www.farnell.com/datasheets/1650952.pdf>
- [75] Molex, “500075051,” aufgerufen am 21.9.19. [Online]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/2673474.pdf>
- [76] QUANTEK, “Qc32 series 2.5x3.2 4-pad smd quartz crystal un,” aufgerufen am 29.9.19. [Online]. Available: <https://www.alliedelec.com/m/d/ccf46a3c6de268fbc3291e63e077f48c.pdf>
- [77] Fujitsu Semiconductor, “Memory fram mb85rc256v,” 2.2013, aufgerufen am 17.9.19. [Online]. Available: <https://www.fujitsu.com/us/Images/MB85RC256V-DS501-00017-3v0-E.pdf>

- [78] Wireless-Tag, "Bluetooth module wt51822-s4at: Bluetooth low energy 4.1 module wt51822-s4at with at command," 25.7.17, aufgerufen am 17.9.19. [Online]. Available: http://www.wireless-tag.com/wireless_module/BLE/WT51822-S4AT.html
- [79] Nordic Semiconductors, "nrf51822: Multiprotocol bluetooth low energy and 2.4ghz proprietary system-on-chip," aufgerufen am 25.9.19. [Online]. Available: https://infocenter.nordicsemi.com/pdf/nRF51822_PB_v2.5.pdf
- [80] ARM Holdings, "CortexTM-m0: Technical reference manual," aufgerufen am 25.9.19. [Online]. Available: https://static.docs.arm.com/ddi0432/c/DDI0432C_cortex_m0_r0p0_trm.pdf
- [81] Mechatronix Central, "Egbt-045ms-046s bluetooth module manual.pdf." [Online]. Available: <https://cdn.instructables.com/ORIG/FQ1/CUVZ/HXA9PUVQ/FQ1CUVZHXA9PUVQ.pdf>
- [82] Aisler, "Specifications," aufgerufen am 30.9.19. [Online]. Available: <https://aisler.net/help/design-rules-and-specifications/specifications>
- [83] J. Bath, Ed., *Lead-Free Soldering*. Boston, MA: Springer US, 2007.
- [84] esa, "Thermal control," 4.1.16, aufgerufen am 30.9.19. [Online]. Available: https://www.esa.int/Our_Activities/Space_Engineering_Technology/Thermal_Control
- [85] Diptrace, "Diptrace tutorial," aufgerufen am 3.10.19. [Online]. Available: <https://diptrace.com/books/tutorial.pdf>
- [86] H. J. Fahrenwaldt, V. Schuler, and J. Twrdek, Eds., *Praxiswissen Schweißtechnik*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2014.
- [87] M. Pignol, "Cots-based applications in space avionics," in *Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition (DATE), 2010*. Piscataway, NJ: IEEE, 2010, pp. 1213–1219.
- [88] NASA, "Nesc 2014 technical update: Excerpt," 2014, aufgerufen am 26.10.19. [Online]. Available: <https://www.nasa.gov/sites/default/files/atoms/files/cots.pdf>
- [89] O. Lieberman, "Lessons we learned from space systems eee (electrical, electronic, electro-mechanical) components selection, procurement and control - elop experience," in *The 22nd Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel*. Piscataway, NJ: IEEE, 2002, pp. 336–340.
- [90] L. J. Hansen and D. Lanza, "Creating standardized electronic data sheets for applications and devices," in *IEEE Aerospace Conference, 2013*. Piscataway, NJ: IEEE, 2013, pp. 1–8.
- [91] S. C. Rogers, "Radiation damage to satellite electronic systems," *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 10, no. 1, pp. 97–105, 1963.
- [92] D. Nagy, "3-channel solar array simulator for cubesat power budget verification," Master Thesis, Technische Universität München, München, 9.2018, aufgerufen



- am 17.9.19. [Online]. Available: https://mediatum.ub.tum.de/1336308?show_id=1484479&style=full_text
- [93] Linear Technology Corporation, "Lt1490 dual and quad micropower rail-to-rail input and output op amps," aufgerufen am 17.9.19. [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/products/lt1490.html#product-overview>
- [94] G. Falbel, J. Puig-Suari, and A. Peczalski, "Sun oriented and powered, 3 axis and spin stabilized cubesats," in *Proceedings, IEEE Aerospace Conference*. IEEE, 9-16 March 2002, pp. 1–447–1–455.
- [95] RF Wireless World, "Bluetooth power classes-class1,class2,class3," aufgerufen am 25.9.19. [Online]. Available: <https://www.rfwireless-world.com/Tutorials/Bluetooth-power-classes.html>
- [96] INS Instrumentation, "Dx-100 specification," 2018, aufgerufen am 27.10.19. [Online]. Available: <http://www.inss.com.tw/ep-3.htm>
- [97] TRU Components, "Mini solar cell panel, rectangular," 10.11.19. [Online]. Available: https://www.conrad.de/de/p/tru-components-poly-pvz-8080-2v-solarzelle-2-v-dc-0-4-a-1-st-l-x-b-x-h-80-x-80-x-3-1-mm-1572740.html-MINI_SOLARZELLE_2V_80X80MM.PDF
- [98] Mediafare, "Ruideng at34," 10.11.19. [Online]. Available: www.mediafare.com/folder/77ueo252py4vc/AT34



A Schaltpläne



Anhang A. Schaltpläne

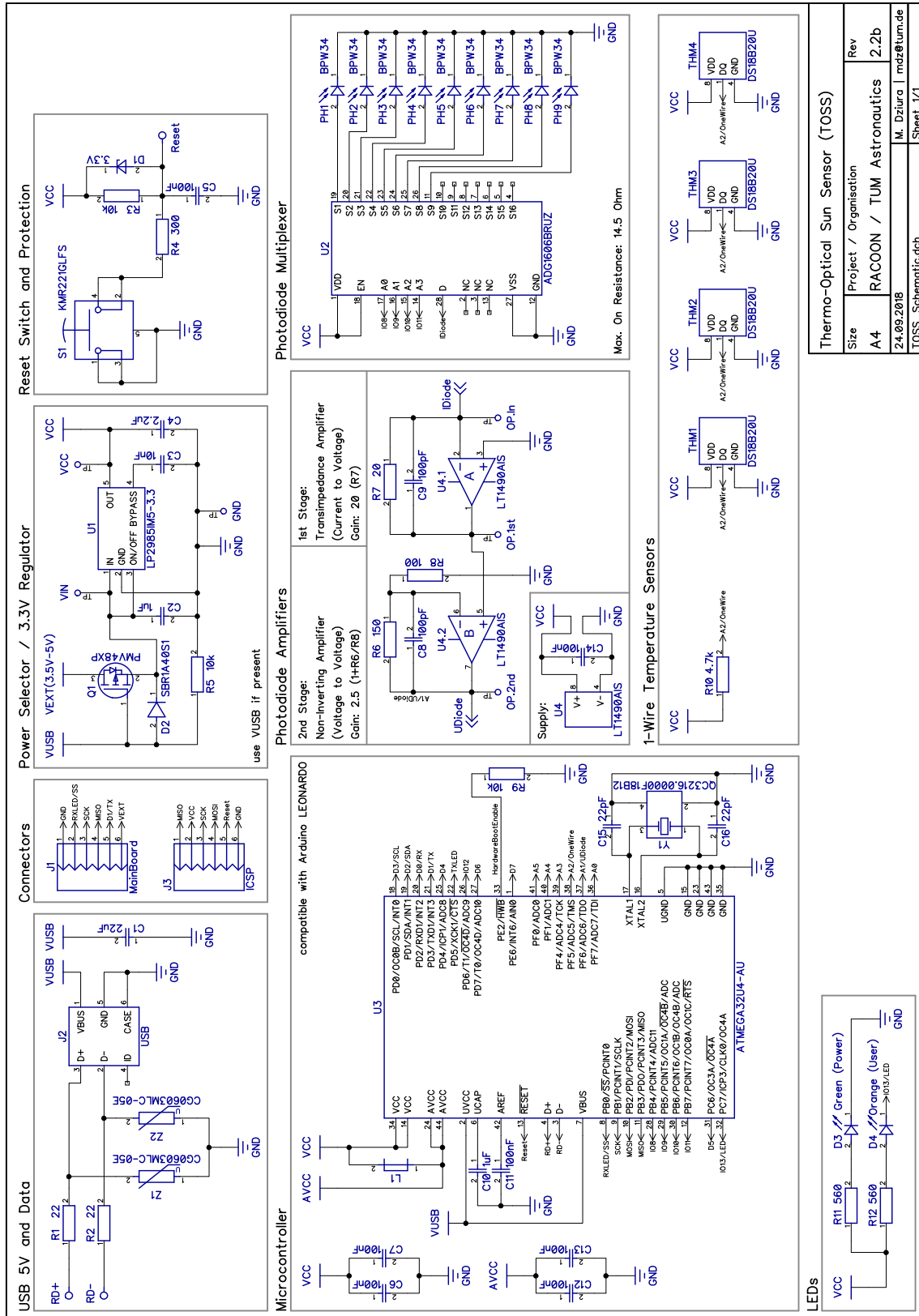
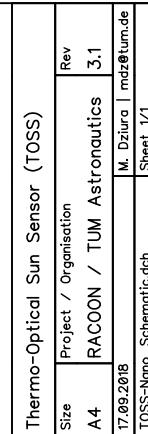


Abb. 1–1: TOSS v2 Schaltplan - für Laborexperimente und für die MOVE-ON Mission [10]



Seite 105

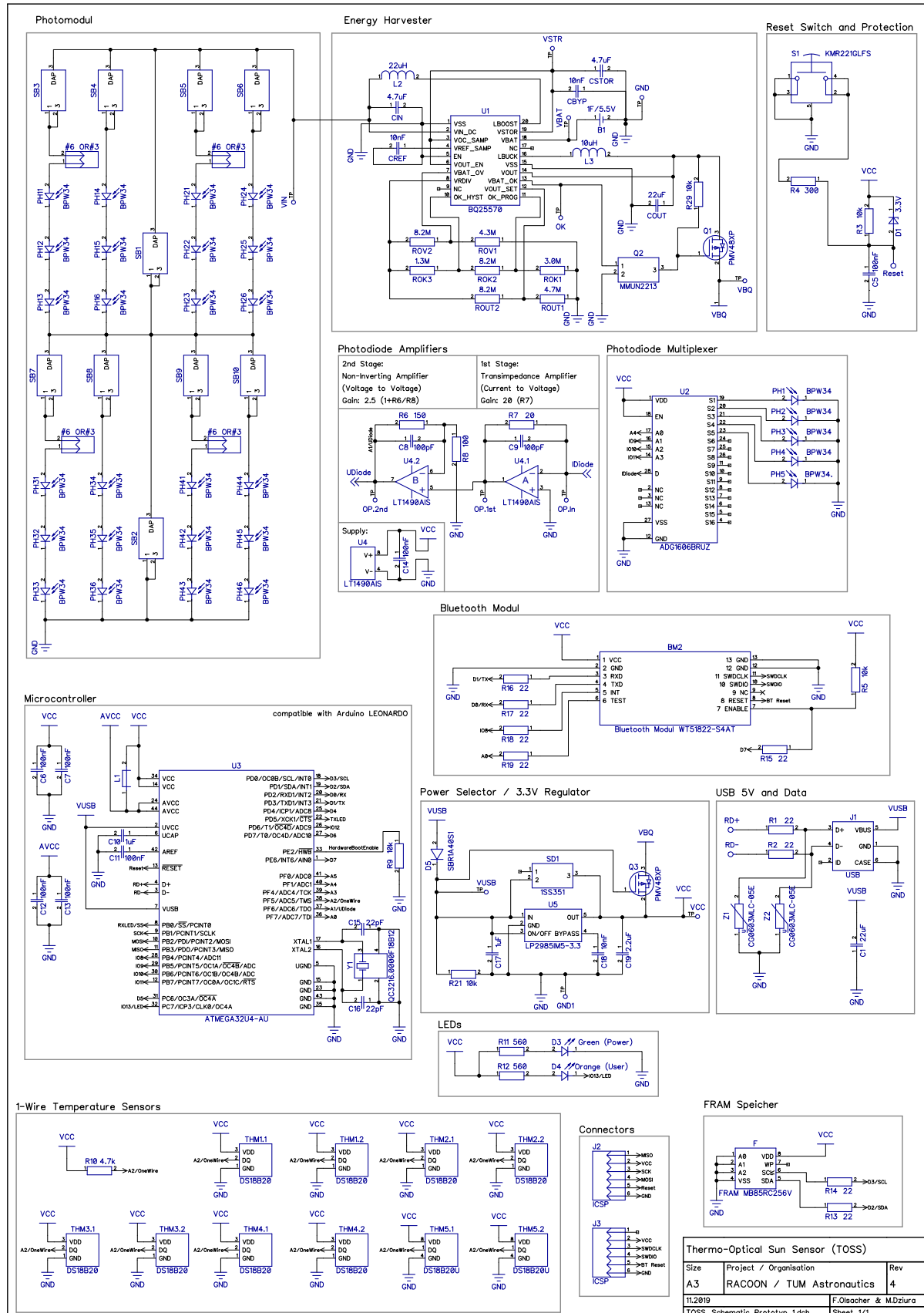


Abb. 1–3: Schaltplan des aktuellen TOSS v4.0

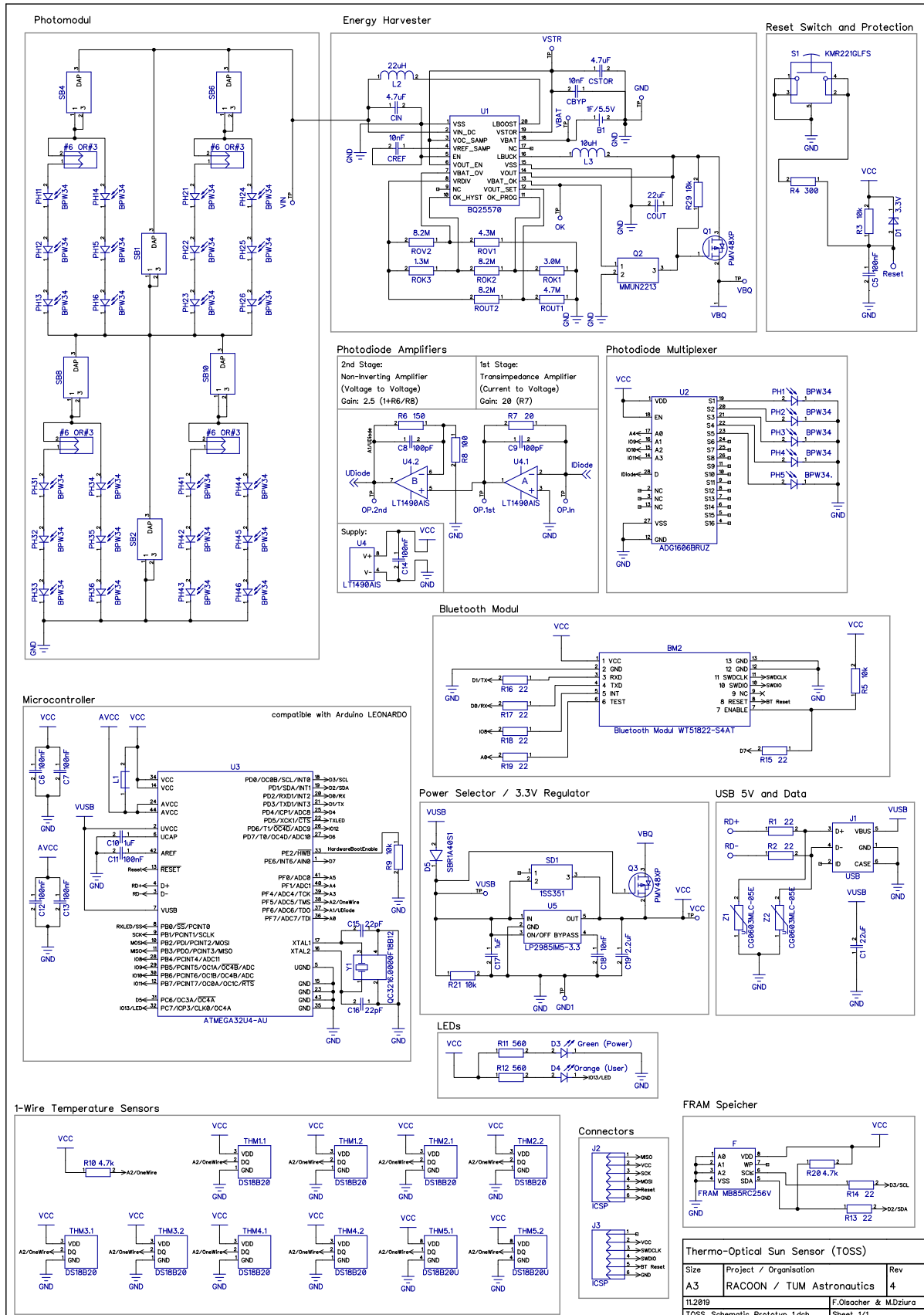
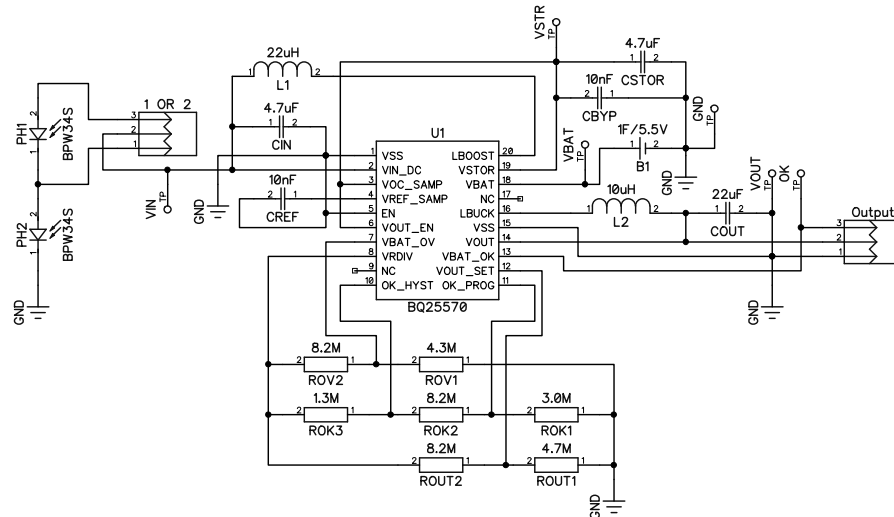


Abb. 1–4: Schaltplan der für die Experimente in Kapitel 6 verwendet wurde



Configurable Voltage	Calculated Value
VBAT_OV	5.28V
VBAT_OK	4.52V
VBAT_OK_HYST	5.04V
VOUT	3.32V

RefDes	Name	Value	Farnell	Qty
B1	FGR0H105ZF	1F / 5.5V	2362060	1
C1	CSTOR	4.7uF	2525098	1
C2	CBYP	10nF	1907315	1
C3	CIN	4.7uF	2525098	1
C4	CREF	10nF	1907315	1
C5	COUT	22uF	2525091	1
J1	1 OR 2			1
J2	Output			1
L1	SLF6028-220	22uH	1670015	1
L2	SLF6028-100	10uH	1670011	1
PH1, PH2	BPW34S	850nm	1212745	2
R1	ROV2	8.2M	2825669	1
R2	ROV1	4.3M	2825662	1
R3	ROK3	1.3M	2825650	1
R4	ROK2	8.2M	2825669	1
R5	ROK1	3.0M	2825658	1
R6	ROUT2	8.2M	2825669	1
R7	ROUT1	4.7M	2825663	1
U1	BQ25570		2373545	1

Solar Harvester		
Status	Author	Rev
prod	Martin Dziura, TUM LRT	1.0
Changed on	27.06.2019	
Produced on	17.06.2019	

Abb. 1–5: Schaltplan der Energy Harvester Versuchsplatine von M. Dziura

B Experimente

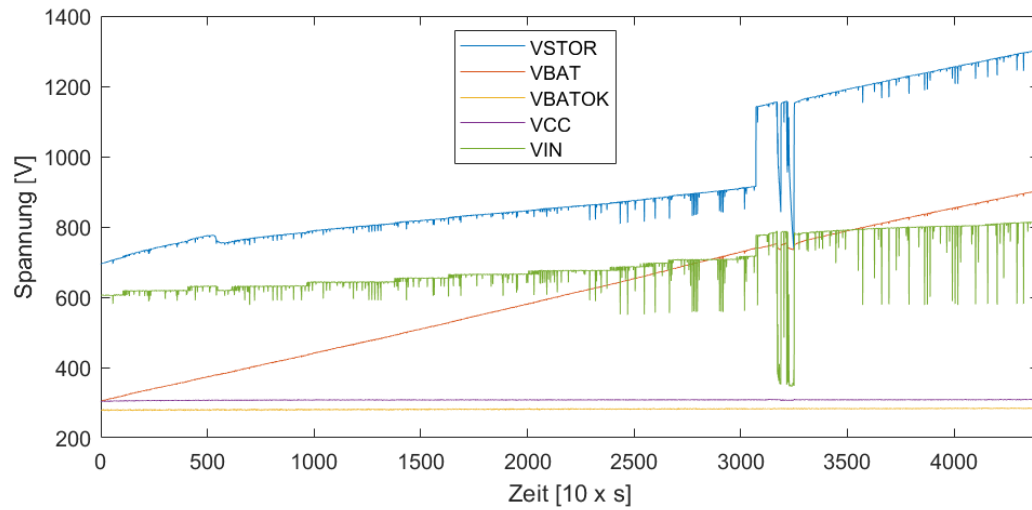


Abb. 2–1: Experiment 3 der Experimentreihe 2

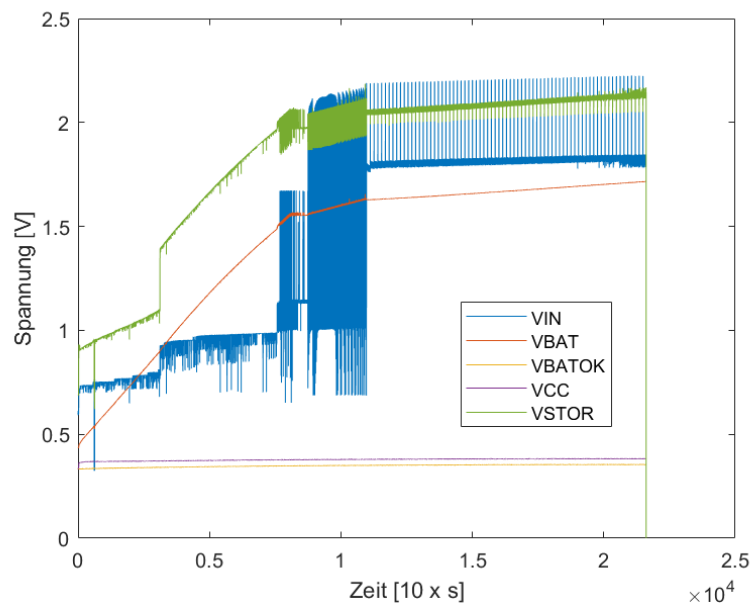


Abb. 2–2: Experiment 4 der Experimentreihe 2

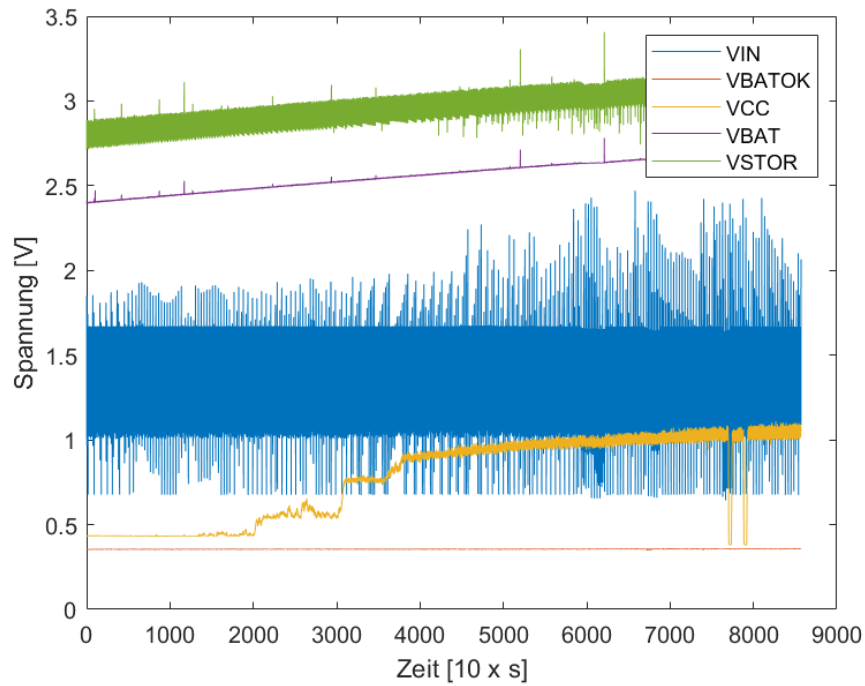


Abb. 2–3: Experiment 5 der Experimentreihe 2

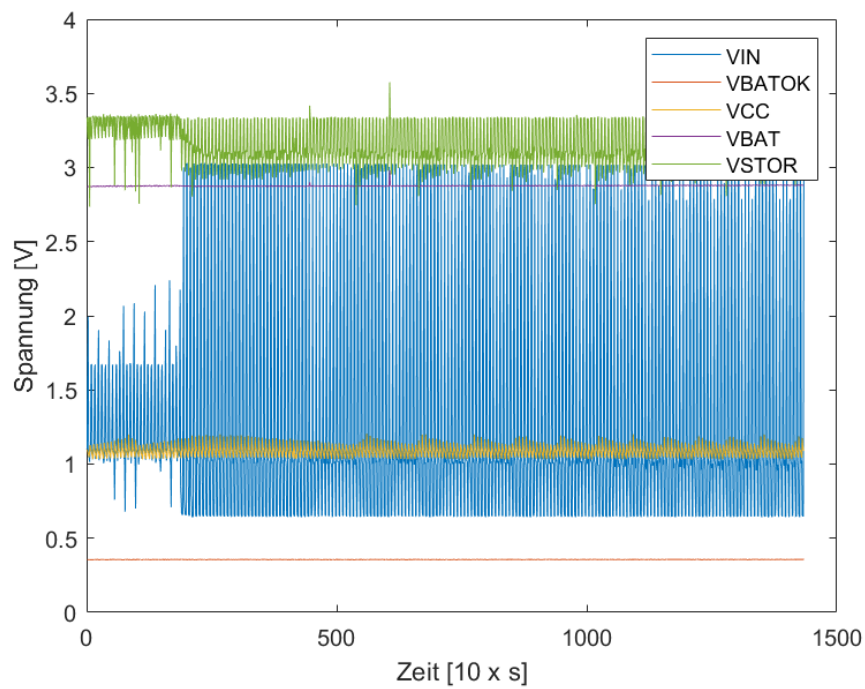


Abb. 2–4: Experiment 6 der Experimentreihe 2

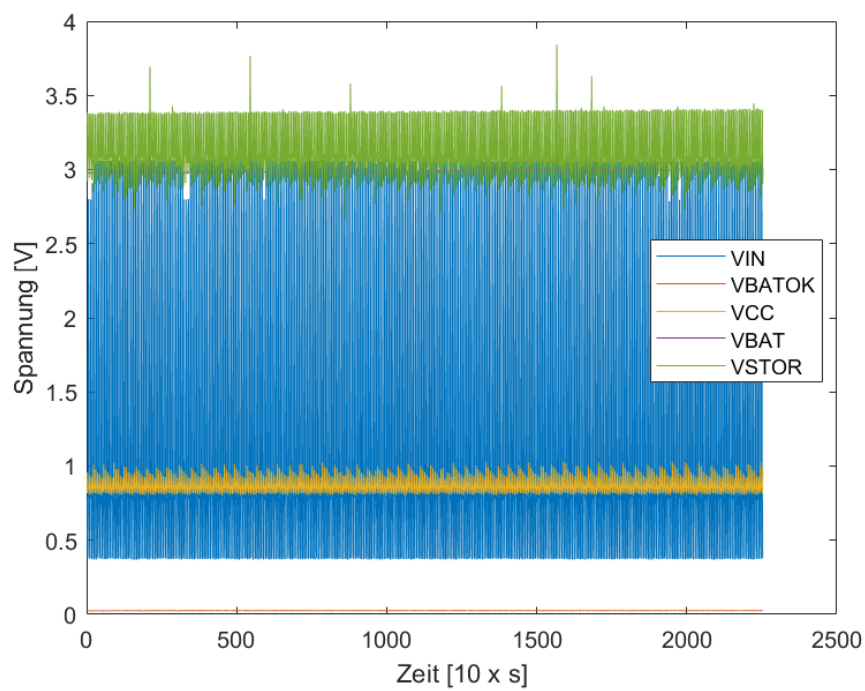


Abb. 2–5: Experiment 7 der Experimentreihe 2

