



Jakob Hofer, BSc

Aufwärtswandler im Vergleich zu linearen Ladeschaltungen für solarbetriebene Funksensoren

MASTERARBEIT

zur Erlangung des akademischen Grades

Diplom-Ingenieur

Masterstudium Elektrotechnik-Wirtschaft

eingereicht an der

Technischen Universität Graz

Betreuer

Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gunter Winkler

Institut für Elektronik

MSc Darius Drakšas (Enocean, Oberhaching)

Graz, Oktober 2016

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe. Das in TUGRAZonline hochgeladene Textdokument ist mit der vorliegenden Masterarbeit identisch.

Datum

Unterschrift

Danksagung

Zu Beginn möchte ich mich bei der Firma Enocean, für die fachliche und finanzielle Unterstützung durch die letzten 6 Monate, bedanken. Durch das Arbeiten in eurem Umfeld, habe ich wertvolle Erfahrungen für mein zukünftiges Berufsleben gesammelt. Dank gilt auch meinen Eltern, die mich finanziell in meinem gesamten Studium unterstützt haben und mir jede Freiheit und Entscheidung dabei ließen. Vielen Dank auch an meine Tante Margit für die Unterkunft in Graz.

Kurzfassung

Das Ziel dieser Arbeit ist es, die Ausgangsleistung zweier Solarladesysteme eines Funksensors für den Gebäudeinnenraum zu untersuchen. Der Funksensor STM von Enocean nutzt die Energy Harvesting Technologie, um sich batterieelos durch eine Solarzelle mit Strom zu versorgen. Da für die Funktionsfähigkeit dieser Funksensoren oftmals nur sehr geringe Lichtmengen über den Tag zur Verfügung stehen, stellt das hohe Anforderungen an die Solarzelle und die Ladeschaltung. Letztere muss sich mit einer geringen Leistung aus der Solarzelle selbst versorgen können und ein effizientes Laden des Langzeitspeichers ermöglichen, um die Dunkellaufzeit in der Nacht zu gewährleisten.

Im Zuge dieser Arbeit werden zwei Dünnschichtsolarzellen aus amorphem Silizium und zwei Ladeschaltungen untersucht. Ein bestehendes, lineares Ladeschaltungskonzept wird mit einem Aufwärtswandler IC mit Maximum Power Point Tracking und Energiemanagement verglichen. Es wird der Frage nachgegangen, ob das System mit Aufwärtswandler, trotz eines höheren Ruhestrombedarfs, Vorteile in Bezug auf Dunkellaufzeit und Mindestbeleuchtung mit sich bringt.

Die lineare Ladeschaltung, so zeigt sich, kann sich bei geringen Beleuchtungen nicht mehr selbst versorgen, was zum Verlust des Solarstroms und zu einer ineffizienten Ladung führt. Im Ergebnis wird deutlich, dass sich durch den Aufwärtswandler eine effizientere Solarzelle nutzen lässt und dadurch die Ladekurve des Speichers wesentlich steiler ausfällt. Dies hat positive Auswirkungen auf die Dunkellaufzeit und die Mindestbeleuchtung.

Abstract

The goal of this work is to compare two solar charging systems for a sensor node with respect to power output. The sensor node STM from Enocean uses Energy Harvesting technology to supply itself battery-less by solar power. Operability is often jeopardised due to low illumination conditions which challenges solar cells and charging circuitry. The latter has to be self-supplied even by little solar power and load the long term storage in order to overcome dark times during the night.

Two types of amorphous thin film solar cells and two charging approaches are subject of investigation. The existing linear charging approach is compared to an integrated boost converter with maximum power point tracking and energy management. The question is, if the boost converter, despite the higher quiescent current, has benefits with respect to dark time operability and minimum illumination.

During this work, it is shown that the linear charging circuit cannot supply itself with low illumination which leads to drain of solar current and an inefficient charging in these conditions. In final comparison, the boost converter can harvest more power by using a higher efficient solar cell. In this way the charging curve is essentially steeper. This has a positive effect on dark time operability and minimum illumination.

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis.....	8
Abbildungsverzeichnis.....	9
Tabellenverzeichnis	11
1 Einleitung.....	12
1.1 Problemstellung	12
1.2 Methodische Vorgehensweise.....	13
1.3 Struktur	13
2 Vorstellung von EnOcean	13
2.1 Funkstandard.....	14
2.2 Generationen des Sensor Transmitter Moduls	14
2.2.1 STM1xy	14
2.2.2 STM3xy	15
2.2.3 Entwicklungsstand des STM5xy.....	16
2.3 Energiebudget für das STM5xy	17
3 Literaturrecherche	18
3.1 Methoden zur Minimierung der Verluste in integrierten Schaltungen	18
3.2 Maximum Power Point Tracking	19
3.3 Ein Energy Harvesting IC mit MPPT und Batteriemangement mit Ruhestrom von 330nA [7]20	
3.4 Ein 10nW-1uW Power Management IC mit 3,2nW Leistungsverbrauch [8]	22
3.5 Vergleich.....	24
4 Solarzellen.....	24
4.1 Dünnschichtsolarzellen	24
4.2 Ladungsgenerierung.....	26
4.3 Ersatzschaltbild einer Zelle.....	26
4.4 Herleitung von V_{oc} und I_{sc}	27
4.5 Zellarray und Verluste	28
4.6 Weitere Kenngrößen	28
4.7 Charakterisierung von Solarzellen	29
4.7.1 Vermessene Solarzellen	29
4.7.2 Messaufbau	30
4.7.3 Aufnahme und Auswertung der Messdaten	32

4.7.4	Messergebnisse Trony 30 bis 1000 LUX bei 25°C und 60°C	34
4.7.5	Messergebnisse Budasol 30 bis 1000 LUX bei 25°C und 60°C	39
4.7.6	MPP Vergleich Budasol vs. Trony	43
4.7.7	Diskussion.....	43
5	Energiespeicher.....	44
5.1	Leckstrom	44
5.2	Dimensionierung der Speicher.....	47
5.2.1	Kurzzeitspeicher.....	47
5.2.2	Langzeitspeicher	48
6	Ladeschaltungen	49
6.1	Der Dual Channel Charger.....	49
6.1.1	Simulation und Funktionsweise	49
6.1.2	Spannungsdetektor Verhalten bei niedrigen Eingangsströmen.....	52
6.2	Aufwärtswandler BQ25504	59
6.2.1	Minimale Beleuchtung für Startup.....	60
6.3	Ruhestrom und Lagerung.....	62
7	Ladezeit und Effizienzbestimmung	63
7.1	Messung bei 65 LUX	66
7.2	Messung bei 200 LUX	69
7.3	Messung bei 1000 LUX	72
7.4	Effizienzvergleich	74
7.5	Dunkellaufzeit nach 6h Beleuchtung	75
8	Kostenvergleich	77
9	Fazit.....	78
9.1	Zusammenfassung.....	78
9.2	Ausblick	78
10	Anhang A (Datenblätter Solarzellen).....	79
11	Anhang B (VBA Script).....	81

Abkürzungsverzeichnis

ASIC *Application Specific Integrated Circuit / Anwendungsspezifische integrierte Schaltung*

ASK *Amplitude Shift Keying*

Boost Converter *Aufwärtswandler*

DCM *Discontinuous Conduction Mode / stromlückender Betrieb*

ERP *Enocean Radio Protocol*

ESR *Equivalent Series Resistance / äquivalenter Serienwiderstand*

FSK *Frequency Shift Keying*

GFSK *Gaussian frequency-shift keying*

IC *Integrated Circuit / integrierte Schaltung*

LDO *Low-Dropout Regulator*

MPPT *Maximum Power Point Tracking*

OQPSK *Offset quadrature phase-shift keying*

PCB *Printed Circuit Board*

PECVD *Plasma-enhanced chemical vapor deposition*

PTM *Pushbutton Transmitter Module*

SoC *System On A Chip*

STM *Sensor Transmitter Module*

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Solarbetriebener Funksensor STM	12
Abbildung 2: STM100 (links) und STM11x mit Solarzelle (rechts)	15
Abbildung 3: STM33x (links) und STM300 (rechts)	15
Abbildung 4: STM33x Ladeschaltung mit Steuersignalen vom EO3000I [3]	16
Abbildung 5: Energiemanagement des STM5xy [4]	17
Abbildung 6: 330nA Powermanagement IC mit MPPT und Batteriemangement	20
Abbildung 7: Architektur des MPPT-Block und des Charger-Block mit HS und LS Schalter	21
Abbildung 8: Power-Gating der Komperatoren und Widerstandsnetzwerke für das Batteriemangement	22
Abbildung 9: Kaltstart-Schaltung die ab Spannungen und Leistungen von 330mV und 5uW arbeitet	22
Abbildung 10: Top-level Architektur des Power Management IC's	23
Abbildung 11: Solarzellen Technologie und Effizienz	25
Abbildung 12: Spektrale Empfindlichkeiten von Dünnschichtzellen (a-Si), kristalline-Zellen (c-Si), dem menschlichen Auge und Leuchtstoffröhren mit weißem Spektrum [10].....	26
Abbildung 13: Ersatzschaltbild einer Solarzelle	27
Abbildung 14: Strom- Spannungs-Charakteristik einer Solarzelle und der MPP	29
Abbildung 15: 2 Zellige Budasol ASI10i02 (links); 8 zellige Trony ECS100 (rechts).....	30
Abbildung 16: Messaufbau Montageboard und DUT-Board (links oben), stromgesteuerte LED (rechts oben) und gesamtes Setup (unten).....	31
Abbildung 17: Kartonplatte als DUT-Board mit Solarzellen Trony (T) und Budasol (B).....	32
Abbildung 18: Spektrum der LED NT -52D0 SCD der Firma Lamina.....	32
Abbildung 19: Aufbau und Auswertung für die Charakterisierung von Solarzellen	33
Abbildung 20: Charakteristische I-V Kurven bei unterschiedlicher Beleuchtung der Solarzelle T1	36
Abbildung 21: Ausgangsleistung über die Spannung bei unterschiedlicher Beleuchtung der Solarzelle T1	37
Abbildung 22: Kurzschlussstrom über die Beleuchtung Trony	38
Abbildung 23: Leerlaufspannung über die Beleuchtung Trony	38
Abbildung 24: Füllfaktor über die Beleuchtung Trony	39
Abbildung 25: Charakteristische I-V Kurven bei unterschiedlicher Beleuchtung der Solarzelle B1	40
Abbildung 26: Ausgangsleistung über die Spannung bei unterschiedlicher Beleuchtung der Solarzelle B1	41
Abbildung 27: Mittelwerte von B1 und B2 des Kurzschlussstroms über die Beleuchtung Budasol	42
Abbildung 28: Mittelwerte von B1 und B2 der Leerlaufspannung über die Beleuchtung Budasol	42
Abbildung 29: Füllfaktor über die Beleuchtung Budasol	43
Abbildung 30: Ladestrommessung am 100k Ohm Shuntwiderstand	45
Abbildung 31: Ladestrom über Minuten eines 4,7uF Keramikkondensators	46

Abbildung 32: Ladestrom über Stunden des 330uF Alu-Elektrolytkondensators EEE-FT0J331AP von Panasonic	46
Abbildung 33: Spannungsabhängigkeit eines 22uF Keramikkondensators mit X5R Dielektrikum	47
Abbildung 34: Schematic LT-Spice Simulation.....	49
Abbildung 35: Ladevorgang Kurzzeitspeicher und Langzeitspeicher (transiente Simulation)	51
Abbildung 36: Charakteristische Stromaufnahme.....	53
Abbildung 37: Detail-Sweep	54
Abbildung 38: Stromaufnahme aus Datenblatt für MAX809/810.....	55
Abbildung 39: Test Setup für die Detektion der Thresholdspannungen.....	56
Abbildung 40: Beschreibung des Fehlverhaltens eines Resetbausteins (active LOW)	57
Abbildung 41: Messergebnis: Thresholddetektion bei unterschiedlichen Eingangsströmen (gelb=VIN, blau=VOUT)	57
Abbildung 42: a) Schematic und b) Aufbau des BQ25504 Boost Konverters mit MPPT	59
Abbildung 43: VSTOR Thresholdspannungen [9].....	60
Abbildung 44: Messaufbau für Vergleichsmessung zur Ladungseffizienz	63
Abbildung 45: Ladespannung über die Zeit und Effizienz bei 65 LUX.....	68
Abbildung 46: Ladespannung über die Zeit und Effizienz bei 200 LUX	71
Abbildung 47: Ladespannung über die Zeit und Effizienz bei 1000 LUX	73
Abbildung 48: Vergleich der Effizienz über die Ladespannung.....	74
Abbildung 49: Effizienz über Eingangsstrom aus Datenblatt des BQ25504.....	75

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Energiebudget des STM5xy.....	18
Tabelle 2: Strom für durchgehenden Betrieb.....	18
Tabelle 3: Vergleich Paper [7] (BQ255) mit Paper [8].....	24
Tabelle 4: Getestete Solarzellen.....	29
Tabelle 5: Zusammenhang zwischen Lichtintensität und LED Strom.....	31
Tabelle 6: Keithley Source Meter 2401 Konfiguration.....	33
Tabelle 7: Messergebnisse bei 25°C.....	34
Tabelle 8: Messergebnisse bei 60°C.....	34
Tabelle 9: Mittelwerte der Solarzellen T1 bis T4.....	35
Tabelle 10: Messergebnisse bei 25°C.....	39
Tabelle 11: Messergebnisse bei 60°C.....	39
Tabelle 12: Mittelwerte der Solarzellen B1 und B2.....	40
Tabelle 13: Leistungsvergleich der 8 und 2 zelligen Solarzelle.....	43
Tabelle 14: Hysterese für die Unterspannung.....	47
Tabelle 15: Getestete Resetbausteine.....	52
Tabelle 16: Keithley Source Meter 2401 Konfiguration.....	52
Tabelle 17: Verwendete Keramikkapazität C1.....	56
Tabelle 18: Detektion der oberen Schaltschwelle.....	58
Tabelle 19: Gesetzte Schaltschwellen und Referenzspannung.....	59
Tabelle 20: Verwendete Energiespeicher.....	60
Tabelle 21: Minimaler Eingangsstrom für das Überwinden des Kaltstarts bei VBAT=2,1V.....	61
Tabelle 22: Eingestellte Höhe und Anzahl der Papierlagen zur gemessenen Lichtstärke.....	63
Tabelle 23: Einstellungen der automatisierten Spannungsmessung mit KI-Link V2.04.....	64
Tabelle 24: Getestete Ladeschaltungen mit Solarzelle und Speicher.....	64
Tabelle 25: Kurzschlussstrom Energiesparlampe vs. LED.....	65
Tabelle 26: Ladespannung des BQ bei 65LUX.....	66
Tabelle 27: Ausgangsleistung und Effizienz des BQ bei 65LUX.....	67
Tabelle 28: Ladespannung des BQ bei 200LUX.....	69
Tabelle 29: Ladespannung des DCC mit NCP300 bei 200LUX.....	69
Tabelle 30: Ausgangsleistung und Effizienz des BQ bei 200LUX.....	70
Tabelle 31: Ausgangsleistung und Effizienz des DCC mit NCP300 bei 200LUX.....	70
Tabelle 32: Ladespannung des BQ bei 1000 LUX.....	72
Tabelle 33: Ladespannung des DCC mit NCP300 bei 1000 LUX.....	72
Tabelle 34: Ausgangsleistung und Effizienz des BQ bei 1000 LUX.....	72
Tabelle 35: Ausgangsleistung und Effizienz des DCC mit NCP300 bei 1000 LUX.....	73
Tabelle 36: Speicherspannungen und akkumulierte Ladung nach 6h Beleuchtung.....	75
Tabelle 37: Berechnete Dunkellaufzeiten nach 6h Beleuchtung aus Tabelle 36 und Tabelle 2..	76

1 Einleitung

Der Bedarf an kabellosen selbst versorgten elektrischen Geräten im täglichen Leben nimmt ständig zu. Sei es das Preisschild im Supermarkt welches über Funk mit dem neuesten Preis aktualisiert wird, oder ein Fensterkontakt-Sensor in einem Gebäude welcher Daten zur Heizungsregelung sendet. All diese Geräte haben einen Energieverbrauch der meist durch eine Batterie gedeckt wird. Wenn diese leer ist, muss sie oft unter hohen Kosten ausgetauscht werden, oder die Lebensdauer des autonomen Geräts ist durch die Batteriekapazität beschränkt. Dies führt zum frühzeitigen Entsorgen einer funktionierenden Schaltung inklusive Batterie und belastet damit die Umwelt und den Menschen. Aus diesem Wunsch heraus, kostengünstige, langlebige und umweltverträgliche Technologie zu schaffen, hat sich die Energy Harvesting Technologie entwickelt. Sie beschreibt das „Ernten“, engl.: harvesting, von kleinsten Mengen an Energie aus der Umgebung um autonome elektrische Geräte mit Strom zu versorgen.

Diese Masterarbeit behandelt das Energy Harvesting System des solarbetriebenen Funksensors STM der Firma EnOcean, schematisch dargestellt in Abbildung 1. Das STM, oder Sensor Transmitter Modul, versorgt sich über seine gesamte Lebensdauer mit der Energie aus einer Solarzelle, welche auf der Modul-Platine befestigt ist und das Umgebungslicht des Sensors nutzt. Wenn genügend Licht vorhanden ist, lädt die Solarzelle über eine Ladeschaltung eine Kapazität aus der sich das STM versorgt. Damit wird die Lebensdauer des Funksensors erheblich verbessert und die Batterie kann eingespart werden. Da die Sensoren oftmals an beleuchtungsarmen Stellen montiert sind an denen die Lichtstärke den ganzen Tag nicht über 100 LUX [1] steigt, stellt das hohe Anforderungen an das Energy Harvesting System.

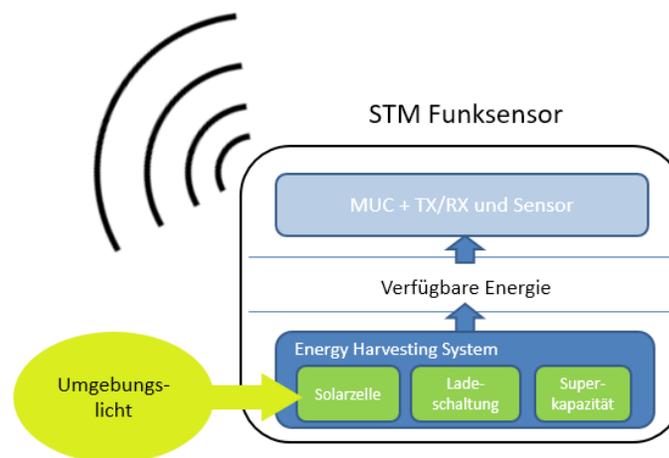


Abbildung 1: Solarbetriebener Funksensor STM

1.1 Problemstellung

Das Energy Harvesting System des STM hat eine begrenzte Solarfläche welche die nutzbare Lichtenergie limitiert. Wie lange ein Modul im Dunkeln, also bei fehlender Solarenergie versorgt werden kann, hängt von der Menge der zuvor gesammelten Energie ab und vom Ruhe- und Leckstrom des Gesamtsystems. Die nutzbare Energie ist abgesehen von der Beleuchtung, durch die Effizienz der Solarzelle und der Ladeschaltung bestimmt. Es soll durch die Auswahl

und Anpassung dieser zwei Systeme die Dunkellaufzeit bei niedrigen Lichtstärken erhöht werden.

1.2 Methodische Vorgehensweise

Eine Literaturrecherche soll einen Einblick in das Design von low-power ICs für das Energy Harvesting geben. Im praktischen Teil der Arbeit soll bestimmt werden wie stark sich die Anzahl der Zellen auf die erreichbare Solarleistung auswirkt. Es soll durch den Aufbau des induktiven Schaltreglers BQ25504 geprüft werden, ob das Konzept des MPPT, oder Maximum Power Point Tracking, für die niedrige Leistungsklasse des STMs nützlich ist und welche Solarzelle am besten verwendet werden soll. Nachteile eines erhöhten Ruhestroms durch diese Methode könnten durch höhere Leistungsgewinne kompensiert werden. Ein bisheriges Energy Harvesting System mit 8 zelliger Solarzelle und Spannungsdetektor soll mit dem BQ25504 und geeigneter Solarzelle verglichen werden.

1.3 Struktur

Im folgenden Kapitel 2 wird die Firma EnOcean vorgestellt, ein Überblick über die STM Generationen gegeben und ein Energiebudget erstellt. Das Kapitel 3 ist eine Literaturrecherche die Methoden zur Minimierung der Stromaufnahme in integrierten Schaltungen vorstellt und anschließend zwei wissenschaftliche Arbeiten zu Energiemanagement IC's zusammenfasst. Die Erste behandelt den Aufbau des BQ2550x und die Zweite ist eine aktuelle Forschungsarbeit zu einem IC mit extrem niedriger Leistungsaufnahme. Im Kapitel 4 wird die Wahl auf Dünnschichtzellen begründet und es werden zwei Arten von Solarzellen vermessen die als Interface für die zwei Ladeschaltungen gedacht sind. Die Ergebnisse dieses Kapitels werden am Schluss dieser Arbeit für die Effizienz Bestimmung herangezogen. Im Kapitel 5 werden der Vollständigkeit halber Energiespeicher und deren Merkmale behandelt. Das Kapitel 0 geht auf limitierende Faktoren der linearen Ladungsschaltung und des Boost Konverters ein. Im Kapitel 0 werden beide Schaltungen mit einem selbst entwickelten Testsetup für konstante Beleuchtung getestet und über ihre Ladezeit und Effizienz verglichen.

2 Vorstellung von EnOcean

EnOcean entwickelt batterielose Funktechnik basierend auf Energy Harvesting. Dabei nutzen die Funksensoren Energie aus der Umgebung wie etwa mechanische Energie, Thermo- oder Lichtenergie.

Die Firma ist vor allem für die Produktgruppen PTM und STM bekannt, die häufig in Gebäuden und Industrieanlagen Einsatz finden. PTM steht für „Pushbutton Transmitter Module“ und STM steht für „Sensor Transmitter/Transceiver Modul“. Der Funkschalter PTM ist ein energieautonomer Funktaster, der durch den Tastendruck die Energie für das Funktelegramm akkumuliert. Mit dieser wird die Information der Tastenbetätigung übertragen und somit die Verkabelung überflüssig, was Platz und Installationskosten spart und zudem eine größere Flexibilität bietet. Das STM ist ein Funksensormodul, das sich über eine Solarzelle mit Strom versorgt. Es kann verschiedene Sensoren beinhalten und hat dadurch einen breiten Anwendungsbereich in Gebäuden mit hoher Automation.

Beispiele

- Tür- und Fensterstatus überwachen mittels Reedkontakt (STM320)
- Klimaregelung durch Temperatursensor (STM330) + Luftfeuchtesensor Plug-In (HSM100)
- Intelligente Lichtregelung durch Lichtstärkemessung

2.1 Funkstandard

Für die energieeffiziente Übertragung der Telegramme wurde das EnOcean Radio Protocol ERP entwickelt welches die Telegrammlängen in ASK und FSK definiert. Diese reichen von etwa 0,512 ms bis maximal 2,14 ms [2]. Das Telegramm wird üblicherweise 3mal mit verschiedenen Zeitintervallen hintereinander gesendet. Das ist ein erprobter Richtwert um einerseits vom Empfänger gehört zu werden und andererseits nicht Energie durch zu langes senden zu verschwenden, beziehungsweise Kollisionen mit weiteren Funksensortelegammen zu vermeiden. Die Trägerfrequenzen für das ERP befinden sich in lizenzfreien Bändern und sind je nach Land unterschiedlich in Frequenz und Modulation:

- 868MHz-ASK Europa
- 902MHz-FSK USA/Canada
- 928MHz -FSK Japan

Die Übertragungreichweite der subgigahertz Bänder reicht von 30m in Gebäuden bis zu 300m im Freifeld. Zusätzlich zum ERP werden noch international genormte low-power Funkstandards verwendet:

- 2,4GHz-OQPSK ZigBee
- 2,4GHz-GFSK Bluetooth

2.2 Generationen des Sensor Transmitter Moduls

2.2.1 STM1xy

Die erste Generation von solarbetriebenen Funksensoren war STM100 sowie das darauffolgende STM110 in Abbildung 2. Sie besitzen einen Mikroprozessor und einen diskreten RF Teil der im 868MHz Band mit ASK arbeitet. Die Versorgung wurde mittels zweiteiliger Dünnschichtsolarzelle mit jeweils 8 Zellen sichergestellt. Der Solarstrom aus 20% der Fläche fließt in den Kurzzeitspeicher und der andere Teil (80%) lädt den Langzeitspeicher. Das Energiemanagement beinhaltet einen Wake-Up Timer welcher einen Ruhestrom von nur 30nA verbraucht.



Abbildung 2: STM100 (links) und STM11x mit Solarzelle (rechts)

2.2.2 STM3xy

Für die nächste Generation von STM wurde ein Low-Power ASIC entwickelt der 300nA Ruhestrom hat. Der ASIC mit dem Namen EO3000I beinhaltet neben einem 8051 Mikrokontroller, einen bidirektionalen RF Teil sowie Spannungsdetektoren für das Energiemanagement und einen Timer für den Wake-Up. Es gibt das Basismodul STM300 ohne Sensor, Harvester und Energiespeicher sowie das STM3xy welche die Variante mit Sensor, Harvester und Energiespeicher ist. Das x steht für den jeweiligen Sensor.

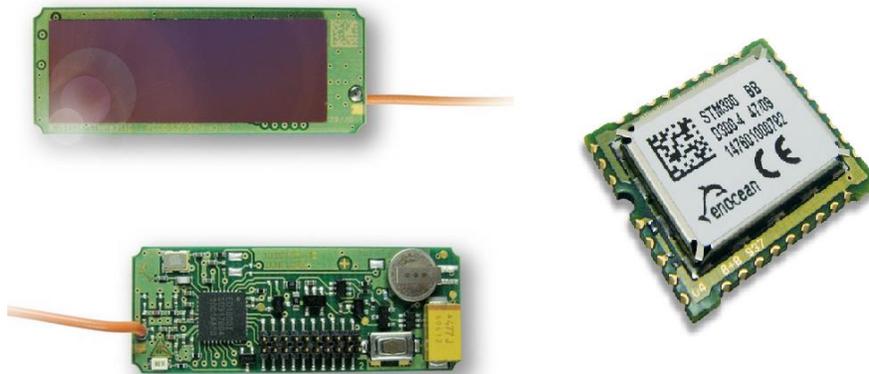


Abbildung 3: STM33x (links) und STM300 (rechts)

Energiemanagement des STM3xy aus dem User Manual [3]

Die Ladeschaltung des STM3xy in Abbildung 4 wird üblicherweise von einer 8 Zellen Dünnschichtsolarzelle (E1) gespeist. Der EO3000I versorgt sich über VDD und steuert das Laden des Langzeitspeichers (C1) über das Signal WXODIO. Wenn VDD eine gewisse Betriebsspannung erreicht, wird das Signal „high“ demnach das Gate von PMOS T1A „low“ und der Solarstrom kann C1 laden. Der Spannungswächter (U2) dient als Überspannungsschutz und schaltet den Transistor T1A ab wenn alle Energiespeicher gefüllt sind. Das Signal WXIDIO dient zur Trennung des Langzeitspeichers vom System bei langen Dunkelperioden die bei der Lagerung und dem Versand auftreten können. Dadurch wird verhindert, dass sich die Superkapazität (C1) durch die Ruhe- und Leckströme tiefentladet und somit zerstört.

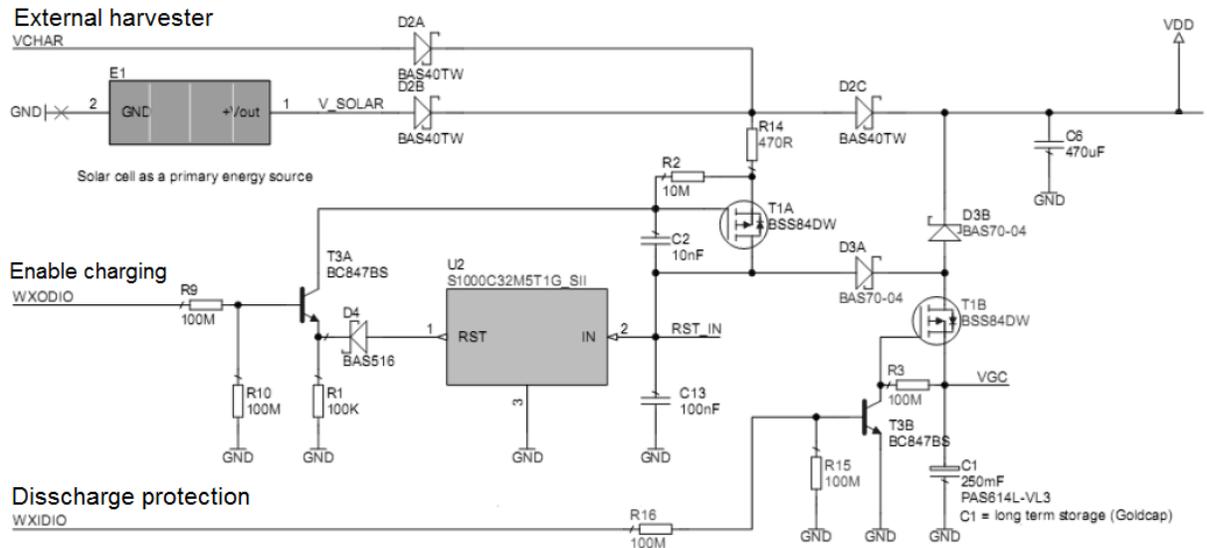


Abbildung 4: STM33x Ladeschaltung mit Steuersignalen vom EO3000I [3]

Nachteil im Vergleich zum STM1xy

Der vergleichsweise hohe Ruhestrom von 300nA des ASIC wird bis zum Erreichen der Unterspannung aus dem Energiespeicher C1=250mF gezogen. Die Entladung pro Tag beträgt daher 25,92mAs was einem Spannungsabfall von etwa 100mV an C1 entspricht wenn keine Solarleistung zur Verfügung steht.

2.2.3 Entwicklungsstand des STM5xy

Das neue Modul STM5xy soll verschiedene Funkstandards beherrschen. Zusätzlich zum ERP soll es ZigBee beziehungsweise Bluetooth Modelle geben. Das hat zur Folge, dass unterschiedliche Transceiver IC's zum Einsatz kommen und sich das neue Design modular aufbauen lassen muss. Im Zuge des modularen Aufbaus wurde auch ein diskretes Energiemanagement von Holger Eggert, Entwicklungsingenieur bei EnOcean, designet, welches in dieser Arbeit unter dem Namen Dual Channel Charger behandelt wird. In Abbildung 5 im linken Teil ist die Ladeschaltung DCC mit zwei Ladekanälen für Kurz- und Langzeitspeicher zusehen und im rechten Teil ist ein Unterspannungsschutz mit Timer, welcher den Mikrokontroller steuert, zusehen.

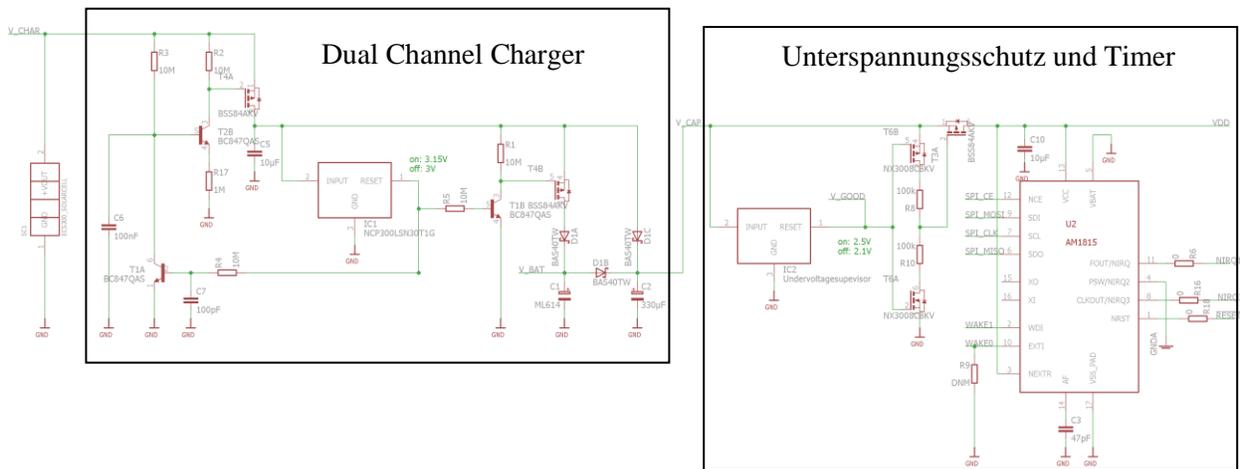


Abbildung 5: Energiemanagement des STM5xy [4]

- Langzeitspeicher 250mF Lithium-Kapazität, max. 3,3V
- Kurzzeitspeicher 330uF Elko
- Überspannungsschutz: NCP300LSN30
- Unterspannungsschutz: AP4400
- Versorgungsspannung 2,1V bis \leq 3,3V

Der **Dual Channel Charger** benützt einen Spannungsdetektor welcher 2 Funktionen erfüllt.

1. Überspannungsschutz der Kapazitäten
2. Ladungstransfer in den Langzeitspeicher bei vollem Cop

Vorteile

- Die diskrete Ladeschaltung zeichnet sich durch ein schnelles Bereitstellen der Operationsfähigkeit bei leerem Langzeitspeicher aus.
- In Dunkelphasen wird der Ruhestrom nur noch von dem Unterspannungsdetektor 20nA und einem Timer 20nA bestimmt und beträgt insgesamt 40nA.

Nachteil

- Der derzeitige Spannungsdetektor NCP300 zeigt bei Lichtstärken unter 200 LUX eine Stromaufnahme die gleich dem generierten Strom der Solarzelle entspricht (Kapitel 6.1.2.2) und deshalb zu Ladestromverlust bei diesen Lichtstärken führt.
- **Anmerkung:** Ein neuer Spannungsdetektor (AP4410) konnte wegen der Aktualität und begrenzten Verfügbarkeit nicht in dieser Arbeit behandelt werden.

2.3 Energiebudget für das STM5xy

Um zu berechnen wie lange die Ladeschaltung des STM5xy mit DCC beziehungsweise BQ25504 über den Tag bei bestimmter Lichtstärke laden muss um einen unterbrechungsfreien Betrieb des Funksensors zu gewährleisten, müssen mittlere Lastströme des Funksensors bekannt sein. Da der Funksensor durch den Timer im Wake-Cycle periodisch aufgeweckt wird, braucht er nur in dieser kurzen Dauer für das Messen und Senden einen Versorgungsstrom.

Der Sende- und Empfangsstrom in Tabelle 1, beruht auf dem Stromverbrauch für Bluetooth Low Energy, oder BLE des Nordic nRF51822 bei +4dBm Sendeleistung, mit LDO bei 1,8V und kommt aus dem Datenblatt des SoCs. Der Strom beim Messen wurde gleich hoch wie beim STM3xy angenommen.

Tabelle 1: Energiebudget des STM5xy

	STM5xy mit DCC	STM5xy mit BQ
TX Strom	16mA	16mA
RX Strom	10,5mA	10,5mA
Strom beim Messen	5mA	5mA
Ruhestrom	40nA	350nA*

*Beruht auf dem Ruhestrom des Boost Konverter + Timer

Um den mittleren Ladungsbedarf pro Wake-Cycle zu ermitteln, nehmen wir an, es wird bei jedem Aufwachen ein Messwert ermittelt und gesendet. Das Übertragen erfolgt durch 3 identische Telegramme, die jeweils 2ms Sendezeit benötigen. Das Messen dauert 1ms. Dadurch ergibt sich die benötigte Ladung pro Wake-Cycle von

$$5\text{mA} * 1\text{ms} + 16\text{mA} * 3 * 2\text{ms} = 101\mu\text{C} \quad (1)$$

Teilt man den ermittelten Ladungsbedarf in Coulomb durch den Wake Cycle in Sekunden und fügt den Ruhestrom hinzu, so bekommt man den mittleren Betriebsstrom.

Tabelle 2: Strom für durchgehenden Betrieb

Wake Cycle [s]	STM5xy mit DCC	STM5xy mit BQ
1	101,04uA	101,35uA
10	10,14uA	10,45uA
100	1,05uA	1,36uA

Es wird sichtbar, dass der höhere Ruhestrom durch den BQ25504 bei geringem Duty-Cycle eine größere Rolle spielt.

3 Literaturrecherche

3.1 Methoden zur Minimierung der Verluste in integrierten Schaltungen

Man unterscheidet grundsätzlich in statische und dynamische Stromaufnahme. FETs oder Feld Effekt Transistoren haben eine Kapazität die beim Schalten geladen oder entladen wird. Die dynamische Stromaufnahme entsteht beim umladen dieser Kapazität. Die statische Stromaufnahme kommt durch den Leckstrom in dieser Kapazität zustande. Es kommt auf den Nutzungsgrad der Schaltung und die Größe der verwendeten Transistoren an, welcher der beiden Stromaufnahmen höher ist.

Durch die ständige Weiterentwicklung der CMOS Prozesse hin zu kleineren Gate-Längen, verringert sich die Versorgungsspannung der Transistoren, weil durch die schmälere Kanäle des FETs die Thresholdspannung sinkt, was zur Reduktion der dynamischen Leistungsaufnahme in digitalen Schaltungen führt. Die früher übliche TTL Logik mit 5V ist heute längst durch die CMOS Prozesse 0,35µm oder 0,18µm auf 3,3V bzw. 1,8V zurückgegangen. Durch das immer dünner werden der Isolierung zwischen Gate und Kanal, kommen quantenphysikalische Effekte von Elektronen zum Tragen, welche zu höheren Leckströmen führen. Verkleinerung der Transistoren alleine führt also nicht zwangsläufig zu einer Reduktion der Stromaufnahme. Besonders Energy Harvesting Ladeschaltungen haben einen niedrigen Nutzungsgrad, weshalb die Leckströme eine große Rolle im Energieverbrauch spielen. Die Forschung hat deshalb auch andere Strategien zur Minimierung der Leistungsaufnahme gefunden, welche im Folgenden kurz vorgestellt werden.

Clock-Gating

Das Clock-Gating bezeichnet das selektive ein- bzw. ausschalten des Clocks in synchronen Digital-Schaltungen je nach Gebrauch des Schaltungsblocks. Das verringert Gate-Kapazitäten die umgeladen werden müssen und dadurch kommt es zu einer Reduktion der mittleren Leistungsaufnahme des IC's. Natürlich ist für das Abschalten des Clock-Zweigs der nicht gebraucht wird, zusätzliche Logik nötig, die zu einer höheren Chip Fläche führt [5].

Power-Gating

Das Power-Gating bezeichnet das selektive Ein- bzw. Ausschalten des Versorgungsstroms von Schaltungsblöcken je nach Gebrauch. Dadurch kann im Standby oder Sleep-Modus die Stromaufnahme drastisch reduziert werden. Das Power-Gating beeinflusst das Design einer integrierten Schaltung stärker als das Clock-Gating. Es gibt durch das Power-Gating höhere delay Zeiten und die Power-Modes müssen sicher eintreten und verlassen werden. Übertriebenes Power-Gating führt durch den erhöhten Schaltungsaufwand wieder zu mehr Leistungsverbrauch und ist daher nachteilig [6].

Sub-Threshold Operation

Bei der Sub-Threshold Operation bleibt der Pegel zum Ansteuern eines FET's immer unter seiner Threshold-Spannung. Die Transistoren im Sub-Threshold Design werden also nie richtig eingeschaltet. Dennoch steigt der Drainstrom kleiner FET's unterhalb der Threshold-Spannung exponentiell an, womit sie in diesem Bereich sinnvoll betrieben werden können. Der Vorteil ergibt sich durch den starken Rückgang der dynamischen Stromaufnahme mit der Reduzierung der Versorgungsspannung. Der Betrieb von analogen Schaltungen im Sub-Threshold Bereich wird auch „weak inversion“ genannt.

3.2 Maximum Power Point Tracking

Das kontinuierliche Anpassen der Last an die Solarzelle, um ein Maximum an Leistung zu gewinnen, wird Maximum Power Point Tracking genannt, kurz MPPT. Wie bei jeder Energiequelle, so kann auch bei einer Solarzelle eine Leistungsanpassung erfolgen. Jedoch hängt es vom Betriebspunkt, beziehungsweise von der Beleuchtung ab wie hoch die Last sein muss, um ein Maximum an Leistung herauszuziehen.

Die Methode des MPPT die vom BQ25504 realisiert wird, nennt sich Fractional Open Circuit Voltage Method. Sie nutzt den Zusammenhang zwischen der Leerlaufspannung V_{OC} und der Maximum Power Point Spannung V_{MPP} an der die größte Leistung an den Solarzellenklemmen zur Verfügung steht. Anders formuliert ist der Quotient aus V_{MPP} und V_{OC} üblicherweise zwischen 75 bis 80% je nach Solarzellentyp und Zellenanzahl. Durch eine geeignete Schaltung, die im nächsten Kapitel beschrieben ist, wird V_{MPP} ermittelt und der Eingang des Wandlers auf diese Spannung fixiert.

Anmerkung: Diese Eingangsspannungsanpassung ist nur mit einer Form der Potentialkonvertierung möglich, die durch Energiespeicherung im Magnetfeld (Induktivität) oder im elektrischen Feld (Kapazität) passieren kann. In den folgenden zwei IC's wird zum MPPT ein induktiver Konverter eingesetzt.

3.3 Ein Energy Harvesting IC mit MPPT und Batteriemangement mit Ruhestrom von 330nA [7]

Die wissenschaftliche Arbeit [7] aus dem Jahr 2012 beschreibt den IC von Texas Instruments der unter dem Namen BQ25504 heute auf dem Markt erhältlich ist. Er ist für Solar- oder thermoelektrische Harvester designed und arbeitet ab einer Eingangsspannung von 330mV und 5uW aus dem Kaltstart. Der niedrige Ruhestrom von 330nA des IC's wird durch Clock-Gating, Power-Gating und Sub-Threshold Betrieb der digitalen Blöcke ermöglicht. In Abbildung 6 ist das Blockdiagramm des gesamten IC's zusehen.

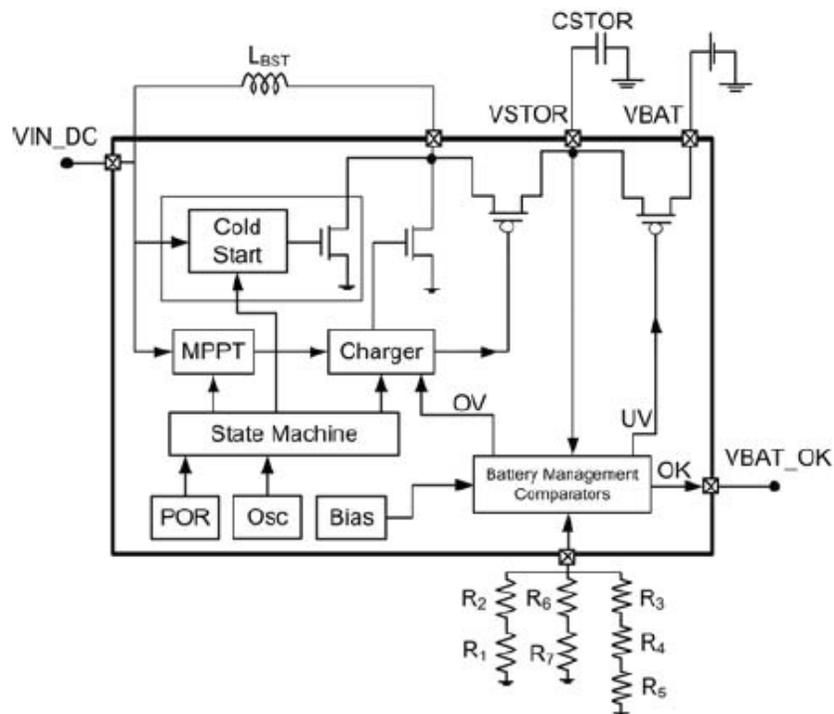


Abbildung 6: 330nA Powermanagement IC mit MPPT und Batteriemangement

Ein 2kHz Oszillator zusammen mit der State-Machine erzeugt die Steuersignale für die Blöcke MPPT, Cold-Start und Charger. Die Enable Signale sind mit einer Periode von 64ms für 1ms eingeschaltet. Im Folgenden werden die Blöcke und ihre Funktion kurz beschrieben.

Charger-Block

Der Charger-Block in Abbildung 7 steuert den eingangsregulierten Boost Konverter. Wenn die Spannung V_{STOR} über 1,8V ist, wird der Charger-Block von der State Machine eingeschaltet. Zu diesem Zeitpunkt wird die MPP Spannung V_{REF} erstmals ermittelt. Der Charger erzeugt die Signale für den Low-Side NMOS und den High-Side PMOS, die den Wandler im DCM betreiben. Er wird ausgeschaltet, wenn die Spannung des Speichers V_{STOR} größer als die einstellbare Überspannung OV_REF ist.

Nun zur Funktion des Boost Konverters: Zuerst ist der LS NMOS eingeschaltet und der Spulenstrom I_L steigt bis zu einem fixen Wert an, der durch den Stromsensor CS1 gemessen wird. Danach schaltet der LS NMOS ab und der HS PMOS an, wodurch der Spulenstrom sinkt. Ist I_L auf null gesunken, was mit dem Stromsensor CS2 gemessen wird, so wird der HS PMOS abgeschaltet. Dieser Vorgang wiederholt sich solange V_{IN} über V_{REF} liegt. Die Einschaltzeit des LS NMOS und HS PMOS ist durch die digitale Logik limitiert um eine Sättigung des Spulenstroms zu verhindern. Der gesamte Block benötigt durch Low-Power Komparatoren und asynchroner digitaler Logik weniger als 150nA.

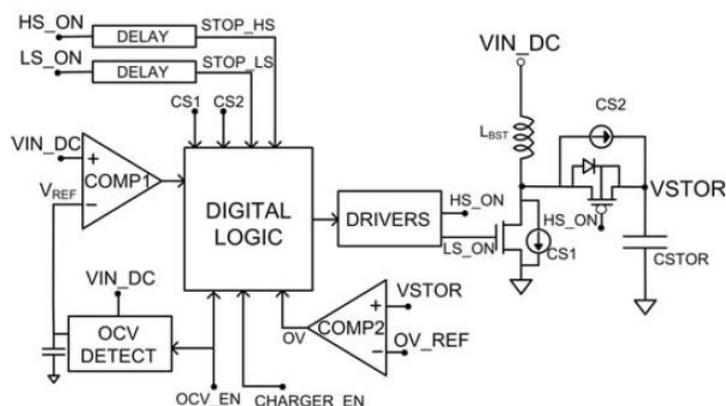


Abbildung 7: Architektur des MPPT-Block und des Charger-Block mit HS und LS Schalter

MPPT-Block

Der MPPT-Block ist ebenfalls in Abbildung 7 zusehen. Zur Messung der Maximum Power Point Spannung V_{REF} wird der Charger durch das OCV_EN Signal ausgeschaltet und V_{IN} auf einen Spannungsteiler mit einer Samplekapazität geschaltet welcher die geteilte Leerlaufspannung misst.

Battery Management Komparatoren

Die Komparatoren sowie das Widerstandsnetzwerk für die Überwachung der Batteriespannung werden ebenfalls durch das Signal EN bzw OVS aktiviert was dem Power-Gating entspricht.

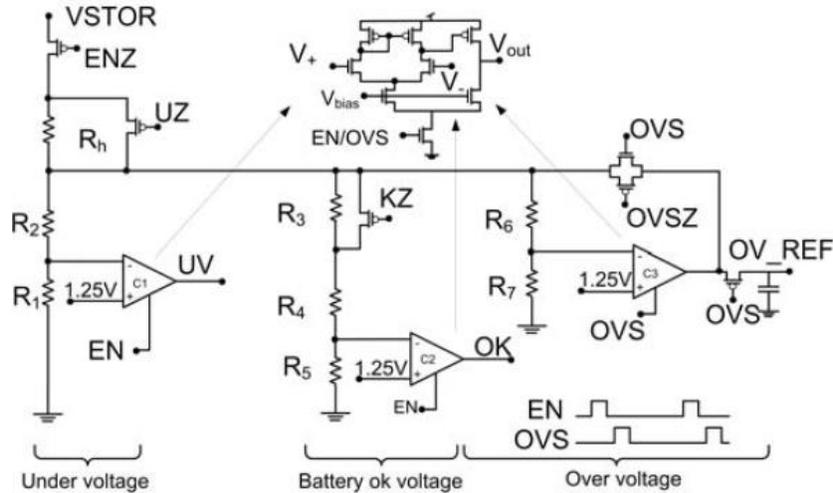


Abbildung 8: Power-Gating der Komperatoren und Widerstandsnetzwerke für das Batteriemangement

Cold-Start-Block

Für den Kaltstart wird eine Ladungspumpe (eng: Charge Pump) eingesetzt, welche zum Überwinden der Thresholdspannung des Low-Side NMOS dient. Der Cold-Start-Block wird über einen Power On Reset POR aktiviert welcher einen Ringoszillator (Puls Generator) einschaltet. Dieser erzeugt die Signale für die Ladungspumpe (Gate Driver), welche den Low-Side NMOS triggert. Die Schaltfrequenz liegt bei ungefähr $\sim 300\text{kHz}$ mit $\sim 50\%$ Duty-Cycle.

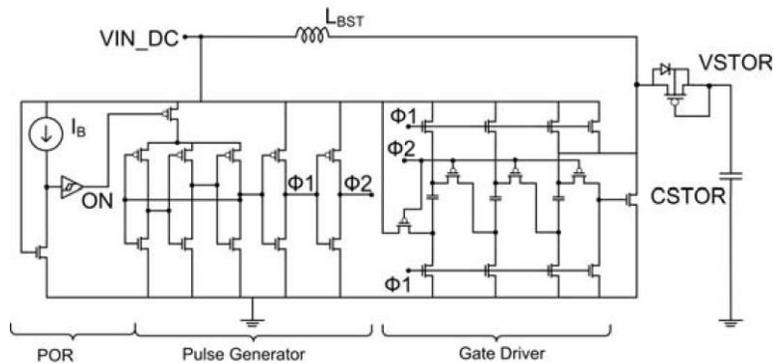


Abbildung 9: Kaltstart-Schaltung die ab Spannungen und Leistungen von 330mV und 5uW arbeitet

3.4 Ein 10nW-1uW Power Management IC mit 3,2nW Leistungsverbrauch [8]

Ein im April 2016 veröffentlichtes IEEE Paper [8] präsentiert die neueste Entwicklung von Energy Harvesting IC's. Für die Umsetzung der niedrigen Stromaufnahme wurden gleiche Techniken wie beim TI Chip umgesetzt. Dieser IC erreicht mit einer Eingangsleistung von $0,5\mu\text{W}$ eine Effizienz von 82% wenn eine Batterie bei 3V von einer $0,5\text{V}$ Eingangsspannung geladen wird.

Technische Details:

- Konfigurierbarer Buck- bzw. Boost-Konverter
- Geringe Leistungsaufnahme von 3,2nW
- Regulierte Ausgangsspannung V_{LOAD} von 1V
- Batteriespannung V_{BAT} von 2,9V - 4,1V
- Regulierbare Eingangsspannung V_{IN} von 0,14V – 0,62V

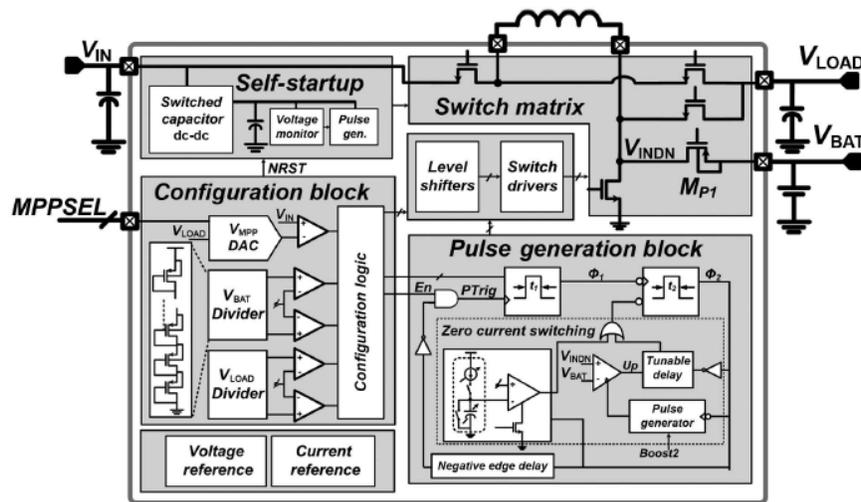


Abbildung 10: Top-level Architektur des Power Management IC's

Den Kern des Power Managements bildet die **Switch Matrix** welche den induktiven Wandler je nach Gebrauch konfiguriert. Da der Hochsetzsteller (BOOST) sowie der Tiefsetzsteller (BUCK) im DCM betrieben wird, ist es möglich die Induktivität so aufzuteilen, dass ein gleichzeitiger Betrieb folgender Funktionen innerhalb einer Schaltperiode möglich wird:

- BOOST1: $V_{IN} \rightarrow V_{LOAD}$
- BOOST2: $V_{IN} \rightarrow V_{BAT}$
- BUCK: $V_{BAT} \rightarrow V_{LOAD}$

Das Teilen derselben Spule für diese drei Konfigurationen verringert die Chipfläche sowie die PCB Fläche und reduziert den Preis durch weniger externe Komponenten. Zur Reduzierung des Stromverbrauchs wurden folgende schaltungstechnische Maßnahmen umgesetzt:

- Deep sub-threshold Betrieb der always-ON Blöcke
- Power-Gating der Blöcke die nicht immer gebraucht werden
- DCM der induktiven Konverter
- Asynchrone Architektur
- Kontrollblöcke durch V_{LOAD} (1V) versorgt

Die **Self-startup** Schaltung ist bei selbstversorgten IC's, wie diesem nötig, um das Münchhausen Dilemma bei leerem Energiespeicher zu überwinden. Dabei wird die

Eingangsspannung mit einer Ladungspumpe, in Abbildung 10 switched capacitor DC-DC genannt, auf eine Spannung über dem Threshold der Schalttransistoren in der Schaltmatrix gehoben.

Der **Configuration-Block** erzeugt die Steuersignale für BOOST1, BOOST2 und BUCK und kontrolliert die Kaltstartschaltung. Durch den digitalen 4 Bit Eingang MPPSEL lässt sich V_{IN} zwischen 0,14 und 0,62V regeln, was eine optimale Anpassung des Harvesters möglich macht.

3.5 Vergleich

Das in [8] präsentierte Powermanagement hat zwar eine wesentlich geringere Leistungsaufnahme, jedoch ist es auch auf Leistungen bis 1uW beschränkt, was für das neue STM einen eingeschränkten Betrieb bedeuten würde. Die regulierte Ausgangsspannung von 1V könnte ebenfalls noch nicht benutzt werden, da die Betriebsspannung der Transceiver ICs darüber liegt. Die derzeitige Mindestbetriebsspannung des SoC der für den STM5 verwendet wird ist 1,8V (Nordic NRF51822).

Tabelle 3: Vergleich Paper [7] (BQ255) mit Paper [8]

	TI BQ255 [7]	IEEE Paper [8]
Topologie	Induktiver Boost	Induktiver Buck/Boost
Eingangsspannung	0,13V-3V	0,14V-0,62V
Ausgangsleistung	5uW-300mV	100nW-1uW
MPPT	Ja	Mit zusätzlichem Schaltungsaufwand
Self-Start-Up	Ja	Ja
Batteriemangement	Ja	Ja
Ruhestrom	330nA	1,1nA 3,2nW@2,9V
Schaltungseffizienz bei Niedriger Leistung	86% ($V_{IN}=0,5V$ $V_{BAT}=3V$ $P_{IN}=50uW$)*	85% ($V_{IN}=0,62V$, $V_{BAT}=3V$, $P_{IN}=1uW$)

*aus BQ25504 Datenblatt [9]

4 Solarzellen

4.1 Dünnschichtsolarzellen

Dünnschichttechnologien wie sie für die STM Module verwendet werden haben zwar einen niedrigeren Wirkungsgrad als Wafer basierte Zellen, wie in Abbildung 11 zu sehen ist, sie sind jedoch kosten günstiger. Das liegt an der billigen Herstellung mittels PECVD-Verfahren (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition) welches für das Aufbringen des Dünnschichtfilms benutzt wird. Dieses Verfahren verbraucht sehr wenig aktives Material und spart dadurch Kosten.

Best Research-Cell Efficiencies

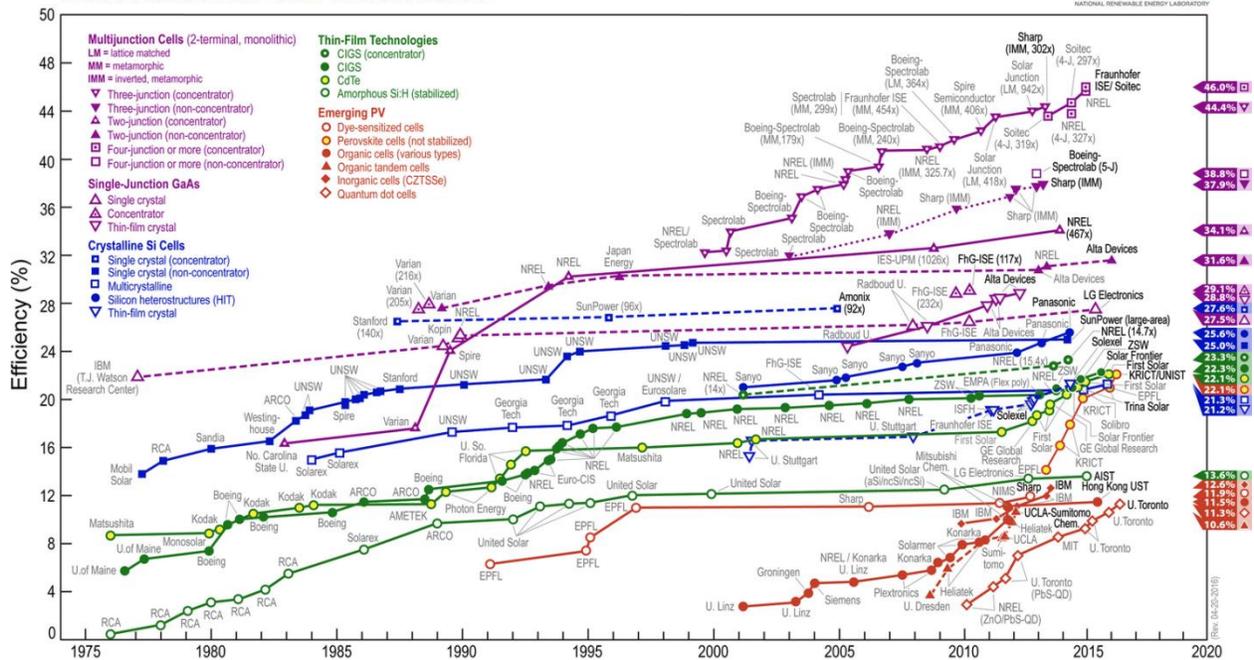


Abbildung 11: Solarzellen Technologie und Effizienz

Neben dem Kostenvorteil von Dünnschichtzellen haben Zellen aus amorphem Silizium die maximale spektrale Empfindlichkeit bei etwa 550nm Wellenlänge. Diese korrespondiert mit der des menschlichen Auges recht gut, wie Abbildung 12 zeigt. Leuchtkörper in Gebäuden sind ebenfalls auf diese Wellenlänge getrimmt um Energiesparend arbeiten zu können. Daher ist die geringere Effizienz von Dünnschichtzellen kein großer Nachteil für den Betrieb in Gebäuden, da sie besser auf diese Umgebung angepasst sind als monokristalline-Zellen.

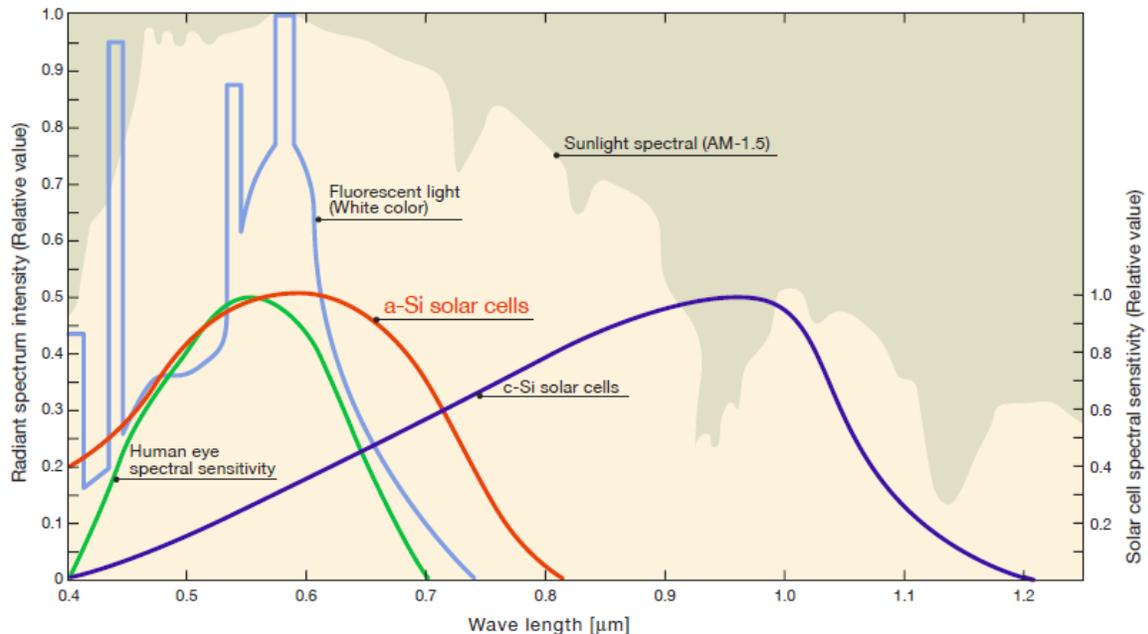


Abbildung 12: Spektrale Empfindlichkeiten von Dünnschichtzellen (a-Si), kristalline-Zellen (c-Si), dem menschlichen Auge und Leuchtstoffröhren mit weißem Spektrum [10]

4.2 Ladungsgenerierung

Halbleitermaterialien wie Silizium nutzen den inneren photoelektrischen Effekt um Ladungsgenerierung durch Licht zu betreiben. Eine mono- oder multi-kristalline Solarzelle besteht aus einem positiv dotiertem Teil und einem negativ dotierten Teil die beide aneinander liegen und den PN-Übergang bilden. Lichtteilchen können beim Auftreffen auf Siliziumatome, nahe des PN-Übergangs, sogenannte Elektronen-Lochpaare erzeugen, welche durch das dort aufgebaute elektrische Feld gegensätzlich angezogen werden und den Photostrom erzeugen. Dieser ist proportional zur Lichtstärke und hängt von der Wellenlänge des einfallenden Lichts ab. Diese spektrale Empfindlichkeit wird durch das Banddiagramm und den Bandabstand beschrieben, welcher bei amorphen-Zellen und kristallinen-Zellen unterschiedlich ist.

4.3 Ersatzschaltbild einer Zelle

Bei einem Kurzschluss der Zelle kann dieser Photostrom I_{PH} über die Klemmen abfließen und die Zellspannung ist null. Man erhält den Kurzschlussstrom oder Short Circuit Current I_{SC} der direkt proportional zur Beleuchtungsstärke ist. Bei offenem Schaltkreis wird das erzeugte Potenzial am PN-Übergang an den Klemmen anliegen und der erzeugte Photostrom wird im Inneren der Solarzelle kompensiert. Diese Klemmenspannung wird Leerlaufspannung oder Open Circuit Voltage V_{OC} genannt. Wenn nun die Zelle irgendwo dazwischen mit endlicher Last betrieben wird, stellt sich ein Betriebspunkt ein, der am besten anhand des Ersatzschaltbildes in Abbildung 13 erklärt wird.

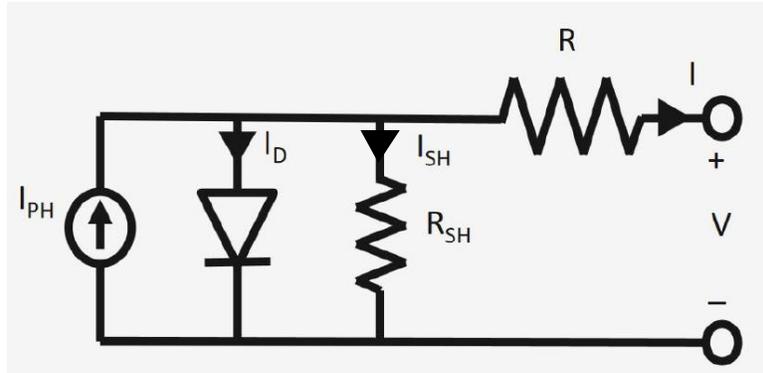


Abbildung 13: Ersatzschaltbild einer Solarzelle

Dabei stellt die Diode den PN-Übergang dar und die Widerstände R_{SH} und R die Verluste. Der Shuntwiderstand R_{SH} modelliert Sprünge in den P und N Schichten sowie Strompfade an den Rändern der Zelle, die zu einem ungewollten Ableitstrom des erzeugten Photostroms I_{PH} führen. Der Serienwiderstand R hingegen stellt die ohmschen Verluste der Leiterbahnen zur Kontaktierung der Zelle dar.

4.4 Herleitung von V_{OC} und I_{sc}

Der Strom in einem bestimmten Betriebspunkt wird durch die Anwendung der Maschenregel auf das Ersatzschaltbild gebildet.

$$I = I_{PH} - I_D - I_{SH} \quad (2)$$

Durch einsetzen von Diodenstrom und Shuntstrom ergibt sich die folgende Formel.

$$I = I_{PH} - I_0 * \left(e^{\frac{q(I*R+V)}{k_B T}} - 1 \right) - \frac{I * R + V}{R_S} \quad (3)$$

I_0 ... Sättigungssperrstrom der Diode
 q ... Elektronen Ladung
 k_B ... Boltzmannkonstante
 T ... Temperatur

Vernachlässigt man die Verluste also R_{SH} und R ergibt sich eine analytisch lösbare Gleichung

$$I = I_{PH} - I_0 * \left(e^{\frac{qV}{k_B T}} - 1 \right) \quad (4)$$

Setzt man $V=0$ erhält man den **Kurzschlussstrom**

$$I_{SC} = I_{PH} - I_0 * \left(e^{\frac{q*0}{k_B T}} - 1 \right) = I_{PH} - I_0 * (e^0 - 1) = I_{PH} \quad (5)$$

Setzt man $I=0$ in Formel (4)

$$0 = I_{PH} - I_0 * \left(e^{\frac{qV_{OC}}{k_B T}} - 1 \right) \quad (6)$$

Erhält man nach Umformen die **Leerlaufspannung**

$$V_{OC} = \frac{k_B T}{q} * \ln \left(\frac{I_{PH}}{I_0} + 1 \right) \quad (7)$$

4.5 Zellarray und Verluste

Die in weiterer Folge betrachteten Solarzellen bestehen aus 2 beziehungsweise aus 8 Zellen die in Serie geschaltet sind. Das erhöht die Klemmspannung aber vergrößert auch die Verluste. Je mehr Zellen, desto länger der gesamte Zellenrand in einem Modul und desto höher sind die Ableitströme. Dadurch sinkt der Shuntwiderstand R_{SH} . Die Zellen müssen auch durch Leiterbahnen verbunden werden, was den Strompfad verlängert und den Serienwiderstand R erhöht und die aktive Solarfläche verkleinert.

4.6 Weitere Kenngrößen

Um Solarzellen zu Vergleichen werden folgende Parameter herangezogen.

Maximum Power Point = MPP

Eine wichtige Kenngröße ist die maximale Leistung einer Solarzelle oder der Maximum Power Point P_{MPP} einer Solarzelle. Es ist derjenige Punkt, an dem das Produkt aus Ausgangsstrom und Ausgangsspannung am größten wird.

$$P_{MPP} = \max(V_{op} * I_{op}) = V_{MPP} * I_{MPP} \quad (8)$$

Füllfaktor

Der Füllfaktor ist ein Maß für die Güte einer Solarzelle. Er wird als Quotient von maximaler Leistung einer Solarzelle und dem Produkt aus Leerlaufspannung und Kurzschlussstrom berechnet.

$$FF = \frac{P_{MPP}}{V_{OC} * I_{SC}} \quad (9)$$

Er kann als das Verhältnis der grünen zur roten Fläche in Abbildung 14 gesehen werden.

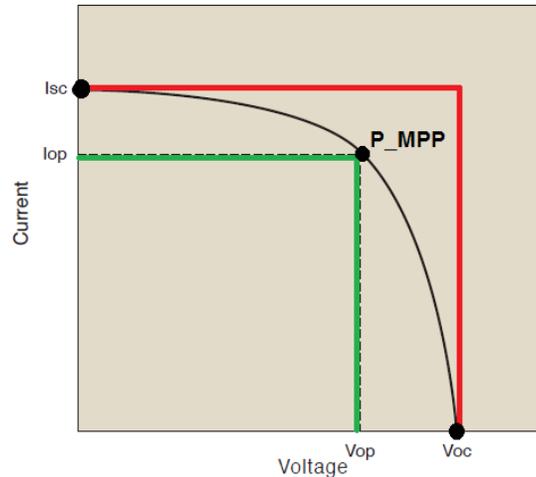


Abbildung 14: Strom- Spannungs-Charakteristik einer Solarzelle und der MPP

4.7 Charakterisierung von Solarzellen

Anhand der Aufnahme einer Strom-Spannungs-Kurve kann eine Solarzelle vermessen werden und die Parameter bestimmt werden.

4.7.1 Vermessene Solarzellen

Vermessen werden 2 Typen von amorphen Dünnschichtzellen. Die Trony ECS100 hat Maße, die auf das STM5xy passen. Sie wurde auch schon im STM3xy verwendet.

Tabelle 4: Getestete Solarzellen

Hersteller und Typ	Zellanzahl	Aktive Solarfläche	$V_{oc}@200LUX^*$	$I_{sc}@200LUX^*$	Anzahl der getesteten Solarzellen
Trony ECS100	8	4,056cm ²	4V	7uA	4
Budasol ASI10i02	2	6,825cm ² (~4cm ² wenn abgeklebt)	1,2V	37uA	2

*aus Datenblatt

Da die Budasol Solarzelle eine größere Fläche aufweist, wird sie in ihrer aktiven Fläche durch abkleben mit schwarzem Isolierband beschränkt, um dieselbe Größe zu simulieren. Es wird angenommen, dass die inaktive Fläche bei einer Auftragsfertigung eingespart werden kann!

Messungen bei verschiedenen abgeklebten Flächen ergaben, dass sich die Leerlaufspannung nur um wenige Prozent ändert, während der Kurzschlussstrom mit der reduzierten Fläche zurückgeht. Dies macht es möglich die Budasol Solarzellen bei gleicher Fläche wie Trony Solarzellen zu messen.



Abbildung 15: 2 Zellige Budasol ASI10i02 (links); 8 zellige Trony ECS100 (rechts)

Die Datenblätter sind im Anhang A.

4.7.2 Messaufbau

EnOcean hat für das Testen der STM Solarmodule einen Referenzaufbau in einem Klimaschrank VCL 6003 der Firma Vötsch. Der Messaufbau in Abbildung 16 besitzt eine LED-Lichtquelle NT -52D0 Prelim SCD welche ein konstantes Spektrum, dargestellt in Abbildung 18, über die gesamte Beleuchtungsstärke abstrahlt. Mit der Spannungsquelle TTI PL330 DP der Firma Thurby Thander wird ein LED Strom eingestellt, welcher proportional zur Beleuchtungsstärke ist. Durch den Klimaschrank und einem schwarzen Vorhang wird das System von Umgebungslicht isoliert. Zudem können Messungen bei verschiedenen Temperaturen durchgeführt werden.

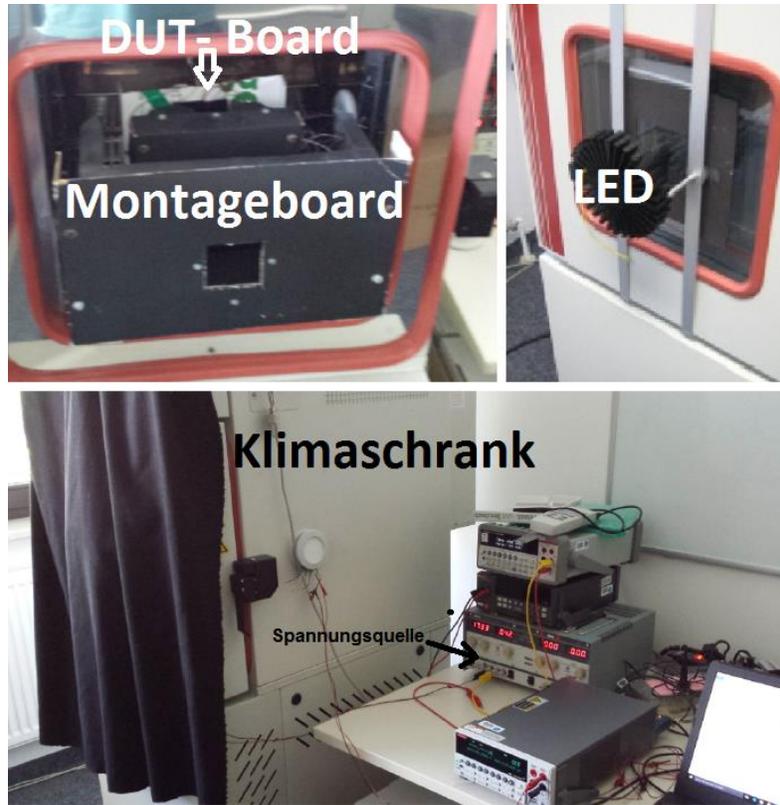


Abbildung 16: Messaufbau Montageboard und DUT-Board (links oben), stromgesteuerte LED (rechts oben) und gesamtes Setup (unten)

Verwendete Messgeräte für die Einstellung der Lichtstärke

- LUX-Meter Voltcraft LX-1108
- Amperemeter Keithley 2100

Die Lichtstärke wurde in der Mitte des DUT-Boards in Abhängigkeit des LED Stromes gemessen.

Tabelle 5: Zusammenhang zwischen Lichtintensität und LED Strom

Lichtintensität [LUX]	LED Strom [mA]	Steigung [LUX/mA]
31,03	14,35	2,16
64,9	28,71	2,26
142,1	59,84	2,37
201,8	84,89	2,38
537	240,3	2,23
1000	482,0	2,07

Das Board an dem die Solarzellen befestigt wurden ist in Abbildung 17 zusehen. Der rote Rahmen markiert die beleuchtete Fläche.

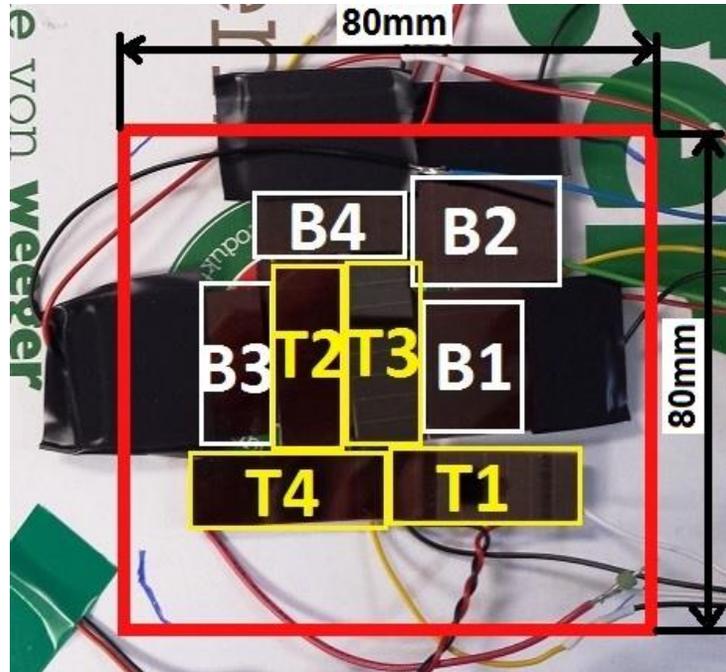


Abbildung 17: Kartonplatte als DUT-Board mit Solarzellen Trony (T) und Budasol (B)

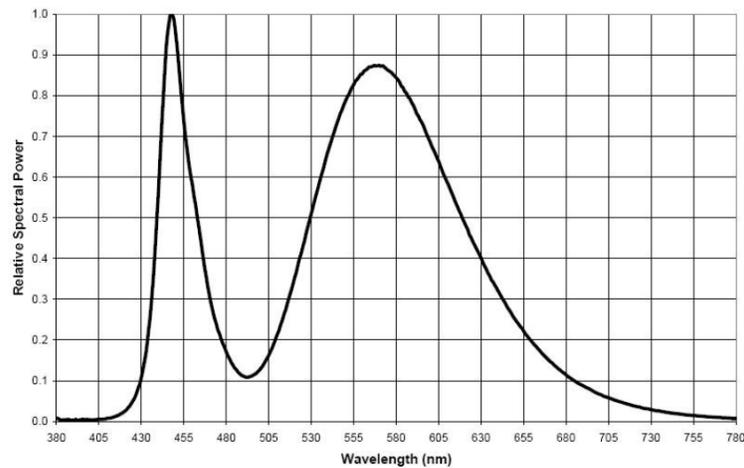


Abbildung 18: Spektrum der LED NT -52D0 SCD der Firma Lamina

4.7.3 Aufnahme und Auswertung der Messdaten

Bei bestimmter eingestellter Beleuchtung der Solarzelle wird eine rechnergestützte Messung mit dem Keithley Source Meter 2401 durchgeführt. Der schematische Aufbau der Messung und die Auswertung sind in Abbildung 19 zusehen. Lab Tracer wird zur Konfiguration des Sweeps und dem Auslesen des Messwertspeichers des Source Meters benutzt.

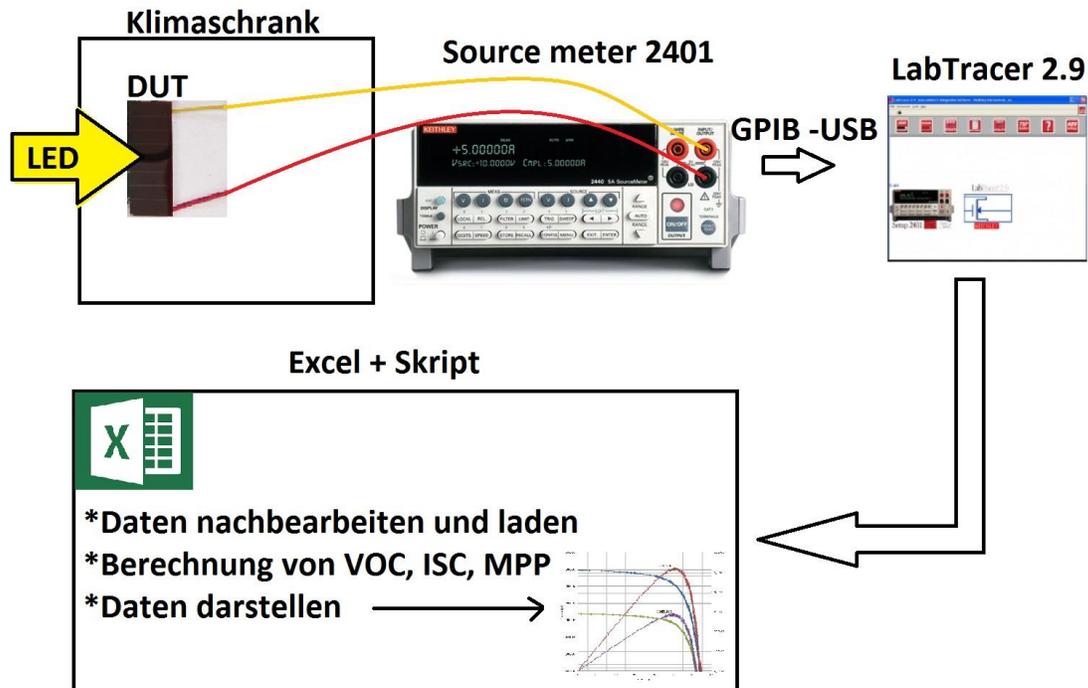


Abbildung 19: Aufbau und Auswertung für die Charakterisierung von Solarzellen

Dabei wird eine Stromrampe mit Start und Endwerte so gewählt, dass die gesamte Kurve von 0A bei V_{OC} bis I_{SC} mit etwa 300 Strom-Spannungswerten aufgenommen werden kann.

Tabelle 6: Keithley Source Meter 2401 Konfiguration

Parameter	Werte
Source Type	Current sourcing
Start current	0uA
Stop current	>ISC
Number of sweep points	300
Sweep type	Linear
Voltage compliance	>VOC
Delay before measurement	0ms
Filter type	none
Filter count	-
NPLC	0,01

Verwendete Software auf Win10 PC

- Lab Tracer 2.9
- Visa Driver 3.1 oder höher
- LabVIEW Runtime 7.0 oder höher
- Microsoft .NET Framework 1.1 oder höher
- Excel - Skript in Anhang 11

4.7.4 Messergebnisse Trony 30 bis 1000 LUX bei 25°C und 60°C

Tabelle 7: Messergebnisse bei 25°C

Solarzelle	Beleuchtung [LUX]	V _{OC} [V]	I _{SC} [A]	P _{MPP} [W]
T1	31	3,79	1,06E-6	2,05E-6
T2	31	3,73	1,06E-6	1,93E-6
T3	31	4,18	1,09E-6	2,86E-6
T4	31	4,27	1,12E-6	2,82E-6
T1	65	4,14	2,14E-6	4,84E-6
T2	65	4,20	2,14E-6	4,78E-6
T3	65	4,42	2,18E-6	6,27E-6
T4	65	4,49	2,25E-6	6,21E-6
T1	142	4,45	4,42E-6	11,28E-6
T2	142	4,53	4,42E-6	11,66E-6
T3	142	4,66	4,51E-6	13,75E-6
T4	142	4,72	4,56E-6	13,74E-6
T1	202	4,58	6,17E-6	16,27E-6
T2	202	4,66	6,17E-6	17,15E-6
T3	202	4,78	6,26E-6	19,46E-6
T4	202	4,82	6,35E-6	19,49E-6
T1	537	4,91	15,72E-6	44,18E-6
T2	537	4,99	15,72E-6	48,34E-6
T3	537	5,00	15,94E-6	51,03E-6
T4	537	5,00	16,24E-6	50,43E-6
T1	1000	5,12	28,60E-6	81,74E-6
T2	1000	5,20	29,00E-6	91,25E-6
T3	1000	5,30	29,60E-6	94,57E-6
T4	1000	5,28	29,70E-6	90,91E-6

Tabelle 8: Messergebnisse bei 60°C

Solarzelle	Beleuchtung [LUX]	V _{OC} [V]	I _{SC} [A]	P _{MPP} [W]
T1	65	3,18	2,20E-6	3,70E-6
T2	65	3,27	2,22E-6	3,90E-6
T3	65	4,42	2,18E-6	6,27E-6
T4	65	3,60	2,28E-6	5,10E-6
T1	202	3,65	6,47E-6	13,69E-6
T2	202	3,78	6,54E-6	14,56E-6
T3	202	3,87	6,63E-6	16,60E-6
T4	202	3,96	6,69E-6	16,94E-6
T1	1000	4,26	29,73E-6	75,11E-6
T2	1000	4,37	30,06E-6	82,15E-6
T3	1000	4,43	30,57E-6	86,77E-6
T4	1000	4,46	30,74E-6	86,64E-6

Tabelle 9: Mittelwerte der Solarzellen T1 bis T4

Temperatur [°C]	Beleuchtung [LUX]	V _{OC} [V]	I _{SC} [A]	P _{MPP} [W]	I _{MPP} [A]
25	31	3,99	1,08E-6	2,41E-6	820,05E-9
25	65	4,31	2,18E-6	5,53E-6	1,70E-6
25	142	4,59	4,48E-6	12,61E-6	3,61E-6
25	202	4,71	6,24E-6	18,09E-6	5,02E-6
25	537	4,89	15,90E-6	48,49E-6	12,92E-6
25	1000	5,23	29,22E-6	89,62E-6	23,86E-6
60	65	3,62	2,22E-6	4,74E-6	1,74E-6
60	202	3,82	6,58E-6	15,45E-6	5,34E-6
60	1000	4,38	30,27E-6	82,67E-6	25,20E-6

Für die Zelle T1 ist die Strom-Spannungskurve in Abbildung 20 dargestellt und die Leistungs-Spannungskurve in Abbildung 21 dargestellt.

Strom über die Spannung von T1

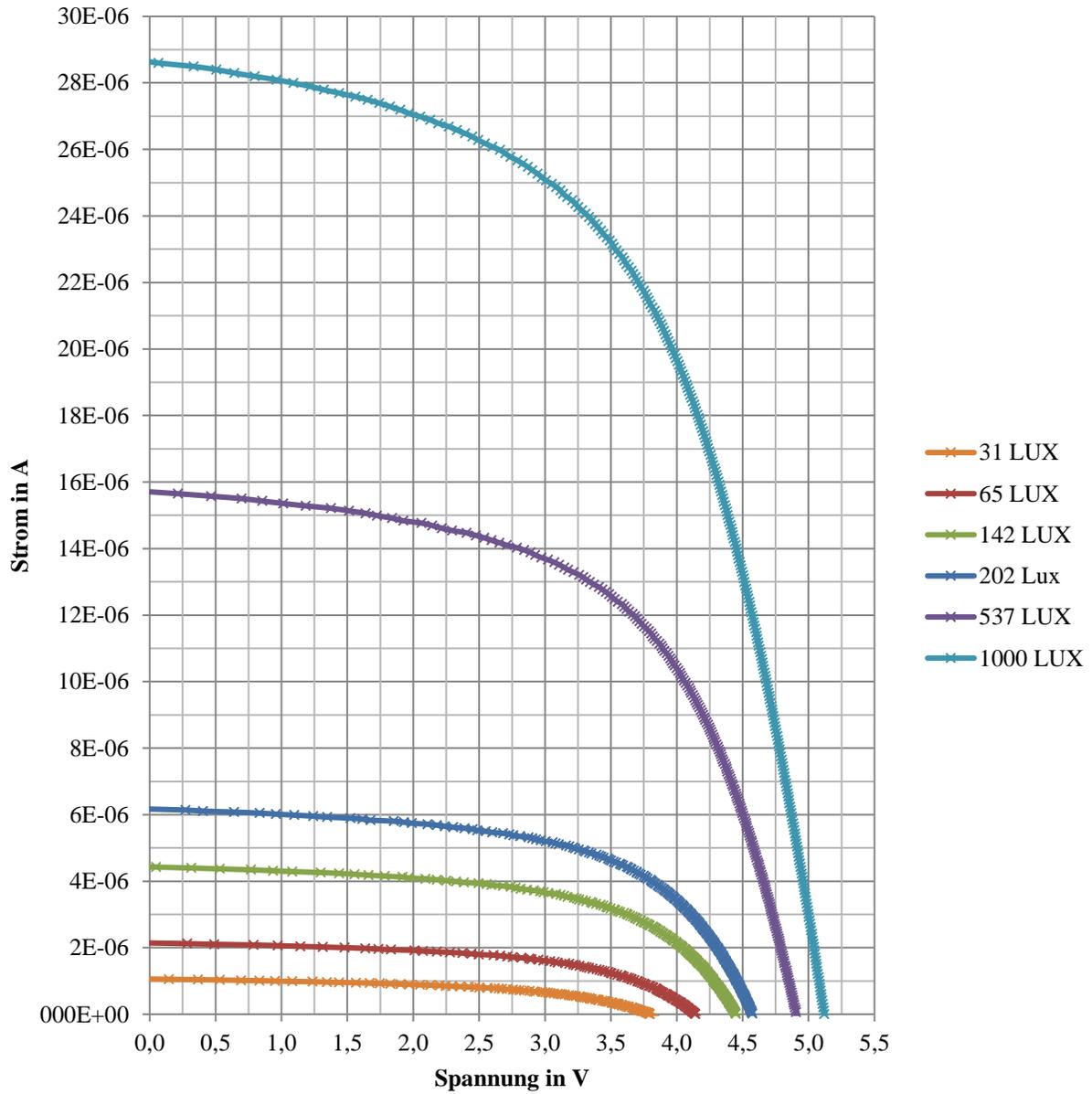


Abbildung 20: Charakteristische I-V Kurven bei unterschiedlicher Beleuchtung der Solarzelle T1

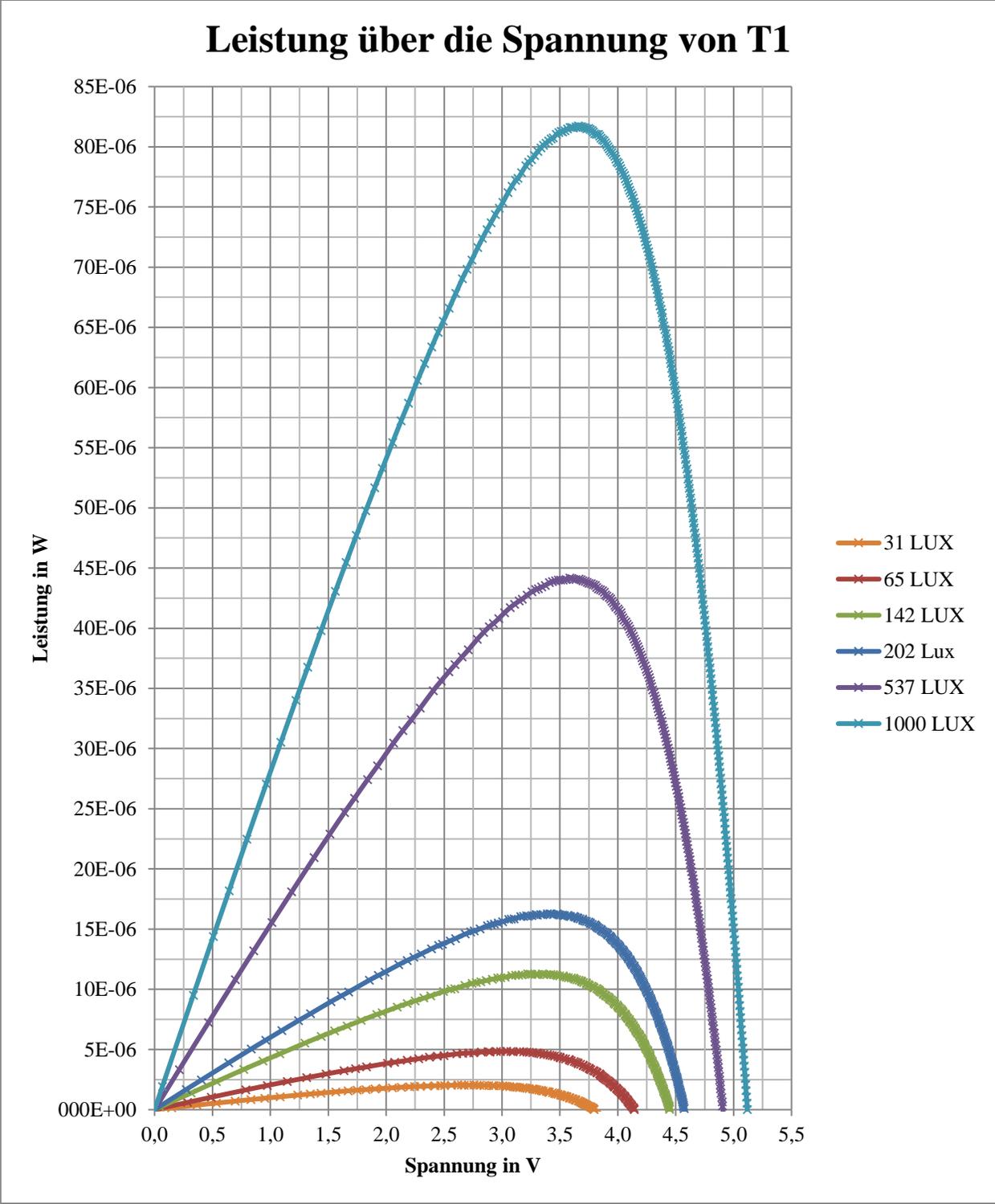


Abbildung 21: Ausgangsleistung über die Spannung bei unterschiedlicher Beleuchtung der Solarzelle T1

Die nachfolgenden Diagramme sind die graphische Darstellung der Daten aus Tabelle 9: Mittelwerte der Solarzellen T1 bis T4.

Kurzschlussstrom Trony

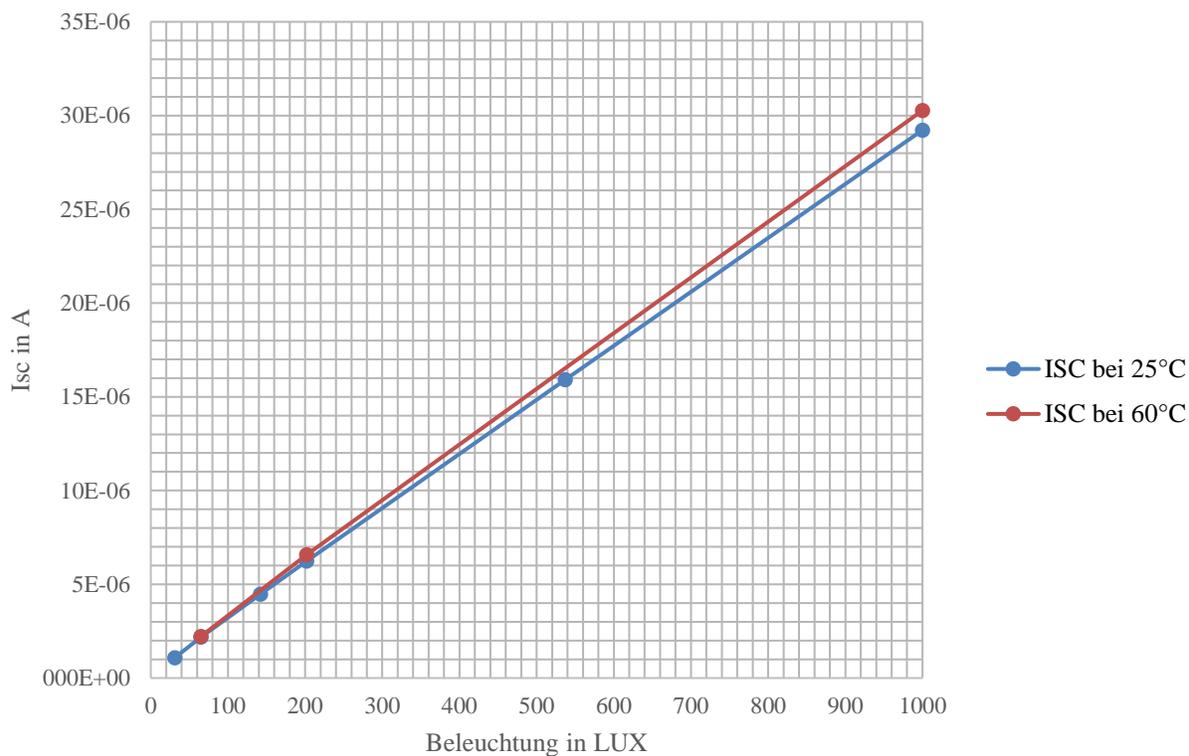


Abbildung 22: Kurzschlussstrom über die Beleuchtung Trony

Leerlaufspannung Trony

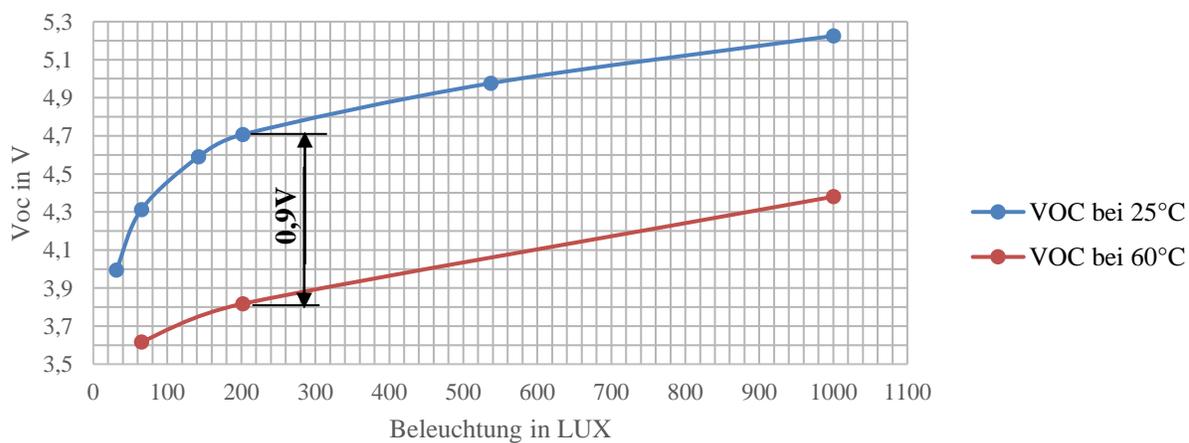


Abbildung 23: Leerlaufspannung über die Beleuchtung Trony

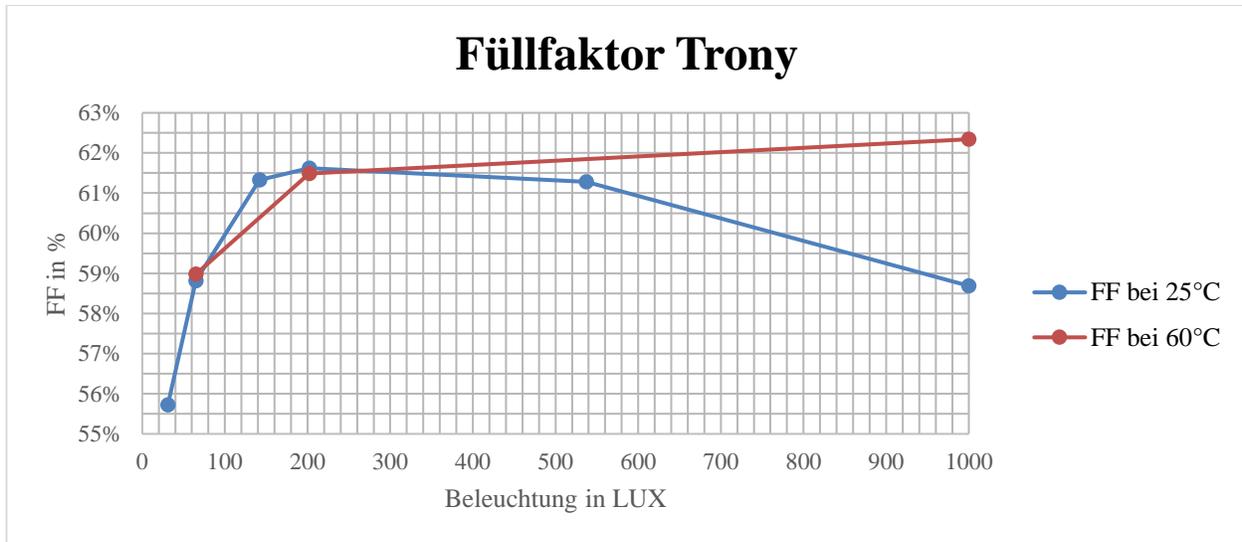


Abbildung 24: Füllfaktor über die Beleuchtung Trony

4.7.5 Messergebnisse Budasol 30 bis 1000 LUX bei 25°C und 60°C

Tabelle 10: Messergebnisse bei 25°C

Solarzelle	Beleuchtung [LUX]	V _{OC} [V]	I _{SC} [A]	P _{MPP} [W]
B1	31	1,10	5,67E-6	4,13E-6
B2	31	1,13	6,00E-6	4,48E-6
B1	65	1,16	11,60E-6	9,07E-6
B2	65	1,19	12,17E-6	9,79E-6
B1	142	1,22	24,08E-6	19,95E-6
B2	142	1,25	25,55E-6	21,82E-6
B1	202	1,24	33,68E-6	28,46E-6
B2	202	1,27	35,77E-6	31,18E-6
B1	537	1,31	86,69E-6	76,26E-6
B2	537	1,35	91,63E-6	84,47E-6
B1	1000	1,35	155,13E-6	136,81E-6
B2	1000	1,39	163,87E-6	153,84E-6

Tabelle 11: Messergebnisse bei 60°C

Solarzelle	Beleuchtung [LUX]	V _{OC} [V]	I _{SC} [A]	P _{MPP} [W]
B1	65	0,92	11,77E-6	6,82E-6
B2	65	0,94	12,58E-6	7,48E-6
B1	202	1,01	35,04E-6	23,46E-6
B2	202	1,05	37,45E-6	26,04E-6
B1	1000	1,14	162,51E-6	122,94E-6
B2	1000	1,18	173,30E-6	138,87E-6

Tabelle 12: Mittelwerte der Solarzellen B1 und B2

Temperatur [°C]	Beleuchtung [LUX]	V _{OC} [V]	I _{SC} [A]	P _{MPP} [W]	I _{MPP} [A]
25	31	1,12	5,84E-6	4,31E-6	4,81E-6
25	65	1,17	11,89E-6	9,43E-6	10,00E-6
25	142	1,23	24,82E-6	20,89E-6	21,23E-6
25	202	1,26	34,73E-6	29,82E-6	29,35E-6
25	537	1,33	89,16E-6	80,36E-6	75,97E-6
25	1000	1,37	159,50E-6	145,32E-6	135,45E-6
60	65	0,93	12,17E-6	7,15E-6	9,80E-6
60	202	1,03	36,24E-6	24,75E-6	30,82E-6
60	1000	1,16	167,91E-6	130,90E-6	144,16E-6

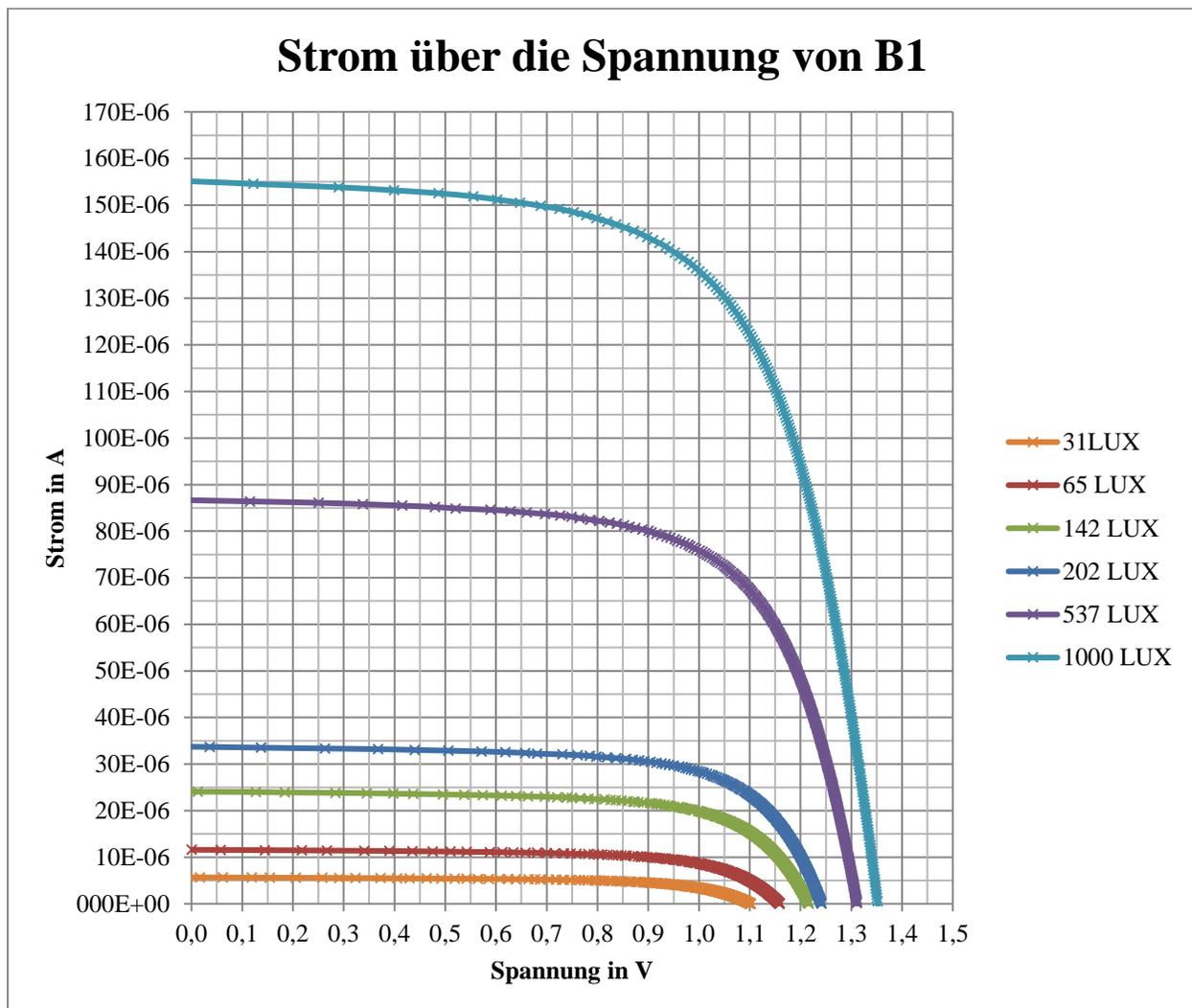


Abbildung 25: Charakteristische I-V Kurven bei unterschiedlicher Beleuchtung der Solarzelle B1

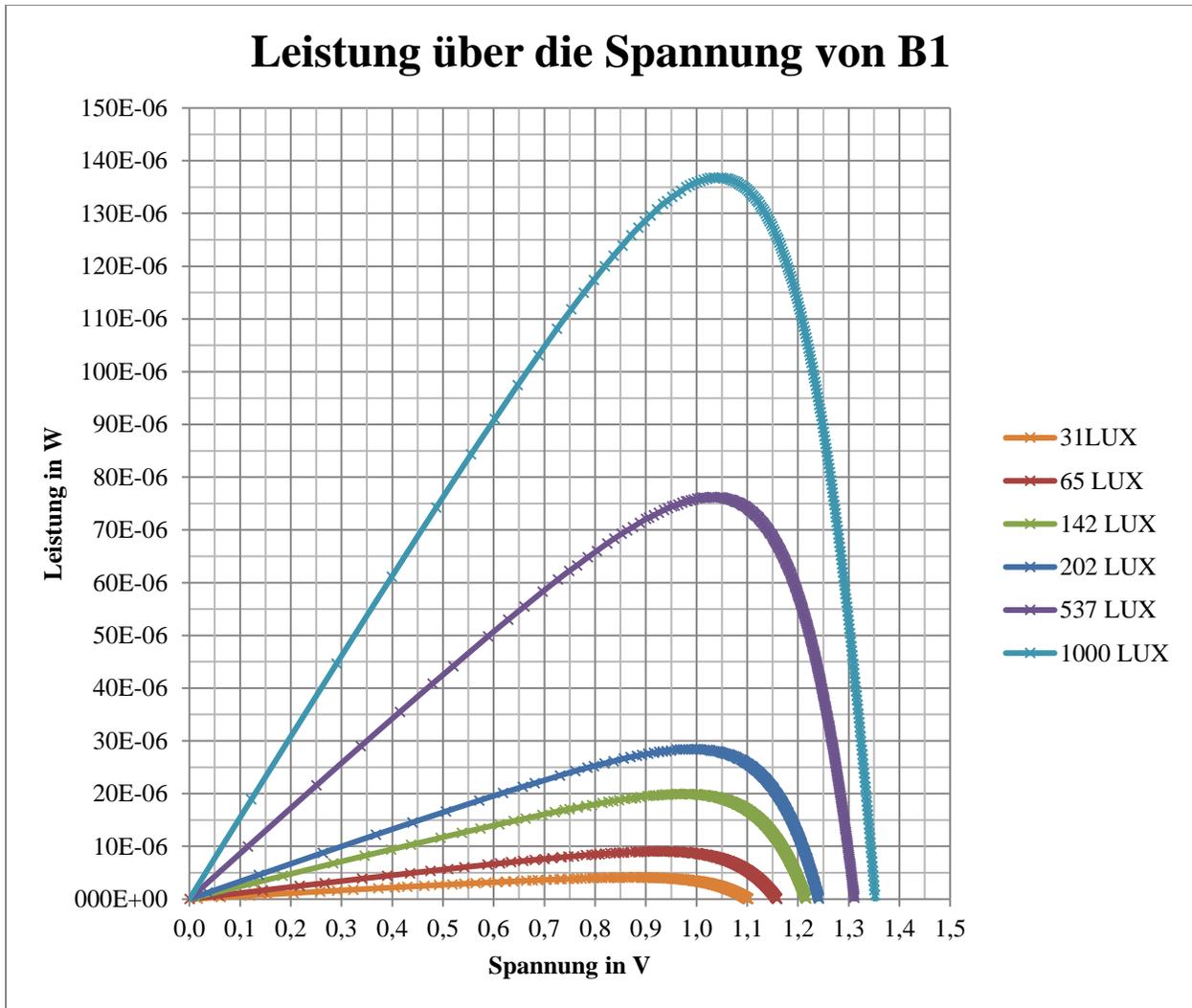


Abbildung 26: Ausgangsleistung über die Spannung bei unterschiedlicher Beleuchtung der Solarzelle B1

Die nachfolgenden Diagramme sind die graphische Darstellung der Daten aus Tabelle 12.

Kurzschlussstrom Budasol

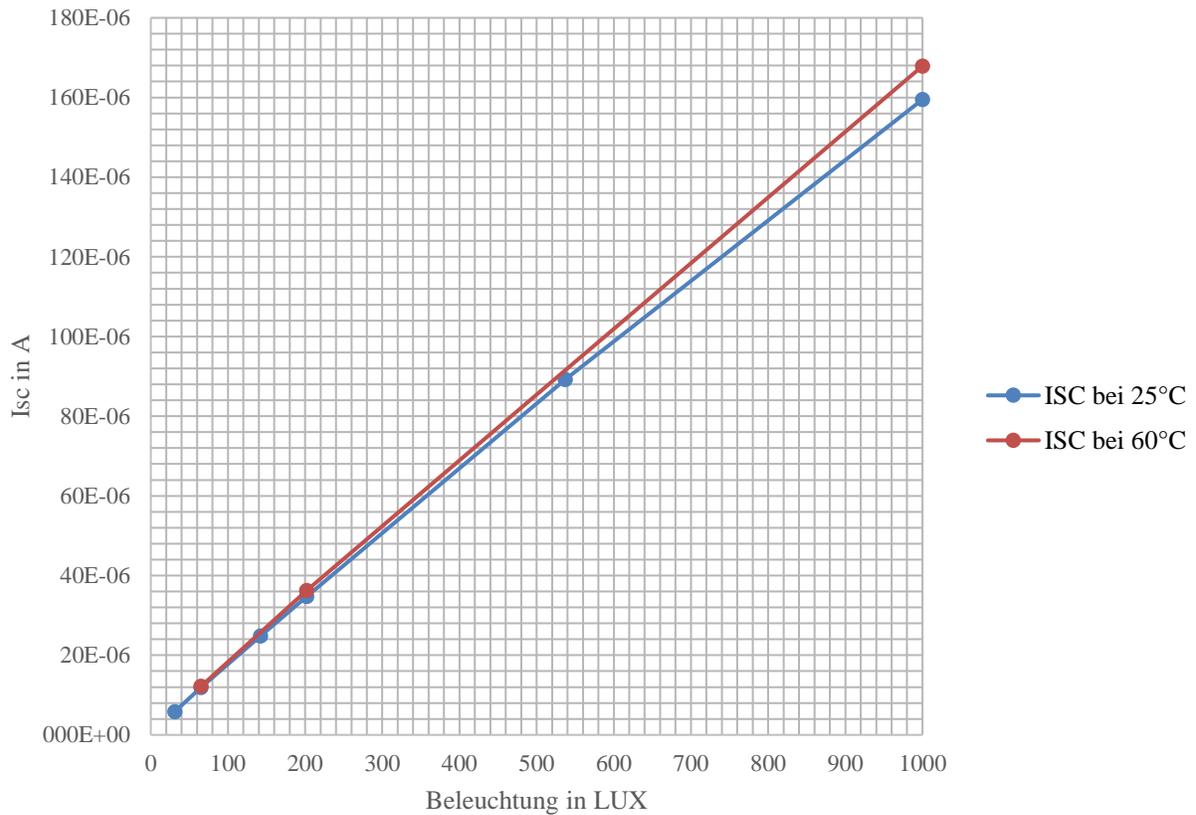


Abbildung 27: Mittelwerte von B1 und B2 des Kurzschlussstroms über die Beleuchtung Budasol

Leerlaufspannung Budasol

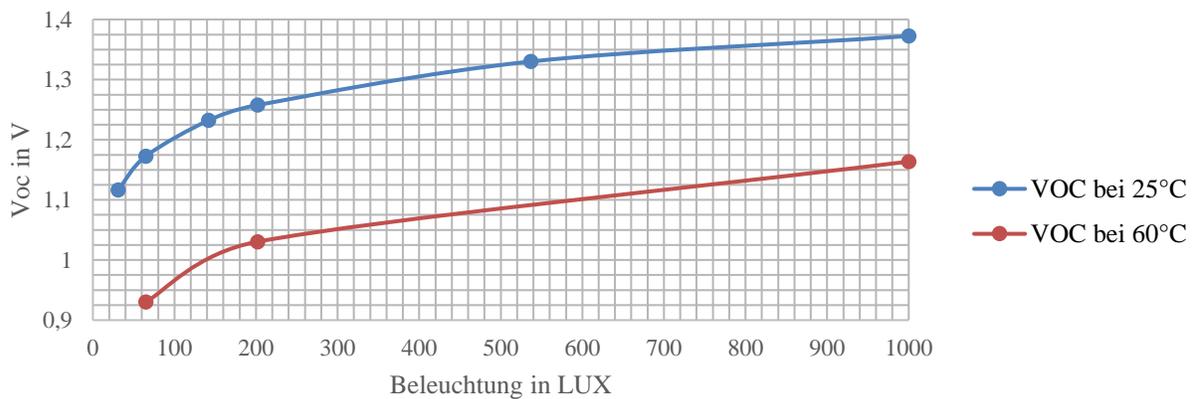


Abbildung 28: Mittelwerte von B1 und B2 der Leerlaufspannung über die Beleuchtung Budasol

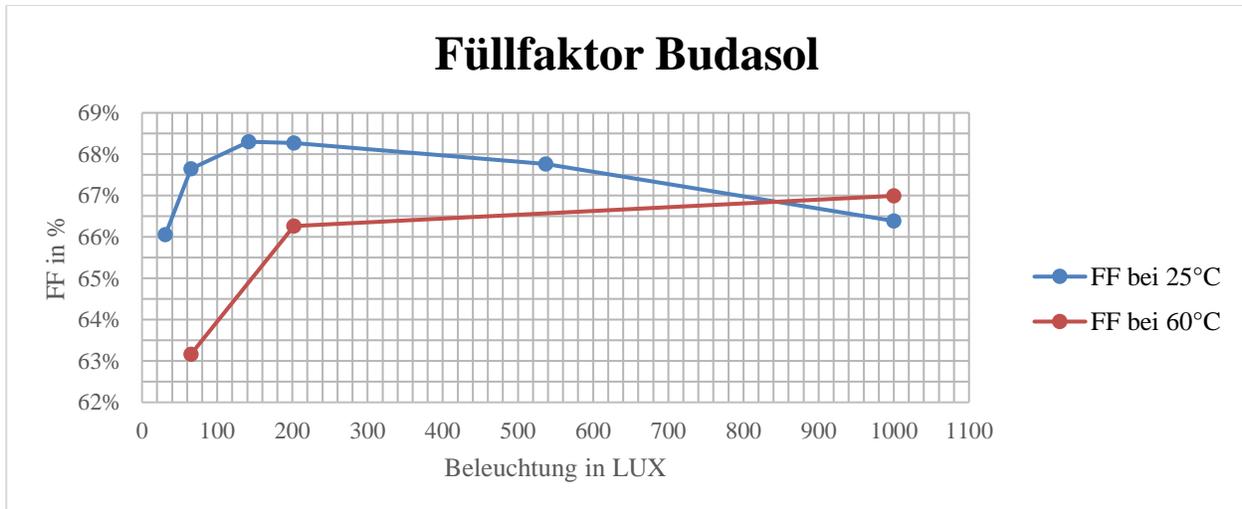


Abbildung 29: Füllfaktor über die Beleuchtung Budasol

4.7.6 MPP Vergleich Budasol vs. Trony

Hier werden die Mittelwerte der gemessenen maximalen Leistung der Trony und der Budasol Solarzellen bei unterschiedlicher Beleuchtung und Temperatur verglichen. Tabelle 13 zeigt die MPP Leistungen sowie den Quotienten daraus.

Tabelle 13: Leistungsvergleich der 8 und 2 zelligen Solarzelle

Temperature [°C]	Beleuchtung [LUX]	$P_{MPP_Budasol_mean}$ [W]	$P_{MPP_Trony_mean}$ [W]	$\frac{MPP_Budasol_mean}{MPP_Trony_mean}$
25	31	4,31E-6	2,41E-6	1,78
25	65	9,43E-6	5,53E-6	1,71
25	142	20,89E-6	12,61E-6	1,66
25	202	29,82E-6	18,09E-6	1,65
25	537	80,36E-6	48,49E-6	1,66
25	1000	145,32E-6	89,62E-6	1,62
60	65	7,15E-6	4,74E-6	1,51
60	202	24,75E-6	15,45E-6	1,60
60	1000	130,90E-6	82,67E-6	1,58
			Mittelwert	1,64

4.7.7 Diskussion

I_{sc} , V_{oc} und FF über die Beleuchtung

Der Kurzschlussstrom verhält sich sehr linear zur Beleuchtung und ist nur gering von der Temperatur abhängig. Die Leerlaufspannung sinkt mit steigender Temperatur was wiederum den Füllfaktor bei 60°C verbessert. Das heißt aber nicht, dass bei höheren Temperaturen mehr Leistung zur Verfügung steht. Es wird nur das Produkt aus $V_{oc} \cdot I_{sc}$ kleiner und dadurch der Nenner im Füllfaktor.

Zellspannung im Leerlauf

Dividiert man die Leerlaufspannung der Solarzellen durch die Anzahl ihrer Zellen, so erhält man die mittlere Zellspannung im Leerlauf. Beide getesteten Solarzellen hatten ähnliche Werte für

die Zellspannung im Leerlauf. Der niedrigste Wert von etwa 0,45V wurde jeweils bei 60°C und 30 LUX gemessen sowie der höchste Wert von etwa 0,65V bei 25°C und 1000 LUX. Der Eigenableitstrom wächst bei höherer Temperatur.

Vergleich der maximalen Leistung

Wie die Tabelle 13 zeigt, liegt die Leistung der Budasol Solarzelle im Mittel um etwa 64% über der Leistung der Trony Solarzelle. Durch weniger Zellen in einem Panel können Leiterbahnen gespart werden was zu mehr aktiver Zellfläche führt. Der serielle Widerstand R wird durch kürzere Leiterbahnen verringert. Zudem ist der totale Zellrand kleiner wodurch weniger Querströme fließen können. Das vergrößert den Shuntwiderstand R_{SH} im Ersatzschaltbild und verringert die Verluste. Das Maximum des Füllfaktors der 8 zelligen Trony ist 61,4% und der 2 zelligen Budasol 68,3% was die zuvor beschriebenen Verluste bei mehreren Zellen bestätigt. Die Maxima des FF-Faktors sind beide bei etwa 200LUX was zeigt, dass diese Solarzellen für niedrige Beleuchtung abgestimmt sind.

Nutzung der höheren Leistung

Die höhere Leistung der 2 zelligen Solarzelle erfordert einen Boost Konverter um die niedrige Ausgangsspannung von 1V auf die Versorgungsspannung von 3V zu heben. **Der Vorteil:** Gleichzeitig mit einer effizienteren Solarzelle kann auch eine ideale Anpassung zwischen Solarzelle und Ladeschaltung durch MPPT stattfinden. **Der Nachteil:** Der Boost IC und die Spule, die für den Boost notwendig wird, sind teure Komponenten.

5 Energiespeicher

Für die Anwendung in Energiemanagement-Schaltungen bräuchte man idealer Weise einen Speicher der sehr groß ist, einen verschwindend geringen Innenwiderstand hat damit er hohe Ströme liefern kann und ohne Verbraucher seine Ladung beibehält. Leider sind reale Speicher immer eine Abwägung aus Kapazität, Innenwiderstand (ESR) und Leckstrom. Je höher die Kapazität, desto höher ist auch der ESR oder der Leckstrom. Für das STM werden deswegen 2 verschiedene Speicher verwendet. Einen Operationsspeicher, welcher einen niedrigen ESR hat und somit den hohen Strom im Wake-Up Zustand zur Verfügung stellen kann. Andererseits einen Langzeitspeicher mit hoher Kapazität, der die überschüssige Energie aus der Solarzelle speichert und den Betrieb in der Dunkelzeit gewährleistet.

5.1 Leckstrom

Jeder Energiespeicher hat einen Leckstrom oder bei Kapazitäten auch Reststrom genannt, der innerhalb des Speichers abfließt und daher nicht für den Verbraucher zur Verfügung steht. Der Reststrom kommt durch die endliche Isolationsfähigkeit des Dielektrikums, quantenmechanische Tunneleffekte und chemische Prozesse zwischen Elektrolyt und Dielektrikum zu Stande. Letzteres nur bei Elektrolytkapazitäten. Hohe Reststromwerte verringern die verfügbare Energie und sind allgemein kritisch bei Funksensoren die mit niedriger Lichtintensität operieren und einen kleinen Duty-Cycle aufweisen.

Der Reststrom ist grundsätzlich von der Temperatur, der Spannung und der Zeit abhängig. Bei Elektrolytkondensatoren wird der Reststrom exponentiell über die Zeit sinken und ist Teil des

Ladestroms. Elektrostatische Kondensatoren wie Keramik-, oder Folienkondensatoren, weisen einen konstanten Reststrom auf, der erst nach einer langen Ladezeit sichtbar wird.

Messaufbau zur Ladestrommessung

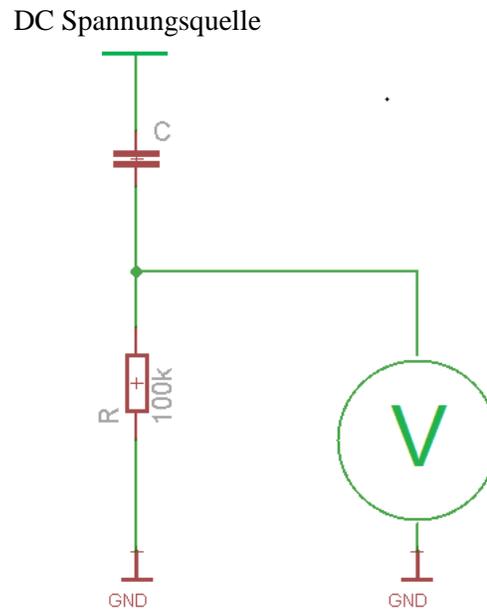


Abbildung 30: Ladestrommessung am 100k Ohm Shuntwiderstand

Ist der Kondensator durch das Anlegen einer Konstant-Spannungsquelle vollständig geladen, so wird der Strom in den Kondensator nur noch den Leckstrom kompensieren, der durch das Dielektrikum fließt. Das Aufladen wird jedoch einige Zeit dauern, da die vollständige Polarisierung des Dielektrikums nicht spontan erfolgt. Die langsame Polarisierung der Moleküle des Dielektrikums wird durch die dielektrische Absorption beschrieben. Der reale Kondensator wird also so geladen, als hätte er parallel noch RC-Glieder mit immer höheren Zeitkonstanten. Der Strom für dieses Laden ist nicht den Verlusten zugerechnet, wenn der AC Anteil des Ladestroms gering ist, was in den betrachteten Ladeschaltungen der Fall ist. Die folgenden Messergebnisse sollen die Zusammensetzung des Ladestroms in Keramik- und Elektrolytkapazitäten veranschaulichen. Für eine aussagekräftige Reststrommessung, ist das Messrauschen zu hoch und die Testdauer bei dem Keramik Kondensator zu gering.

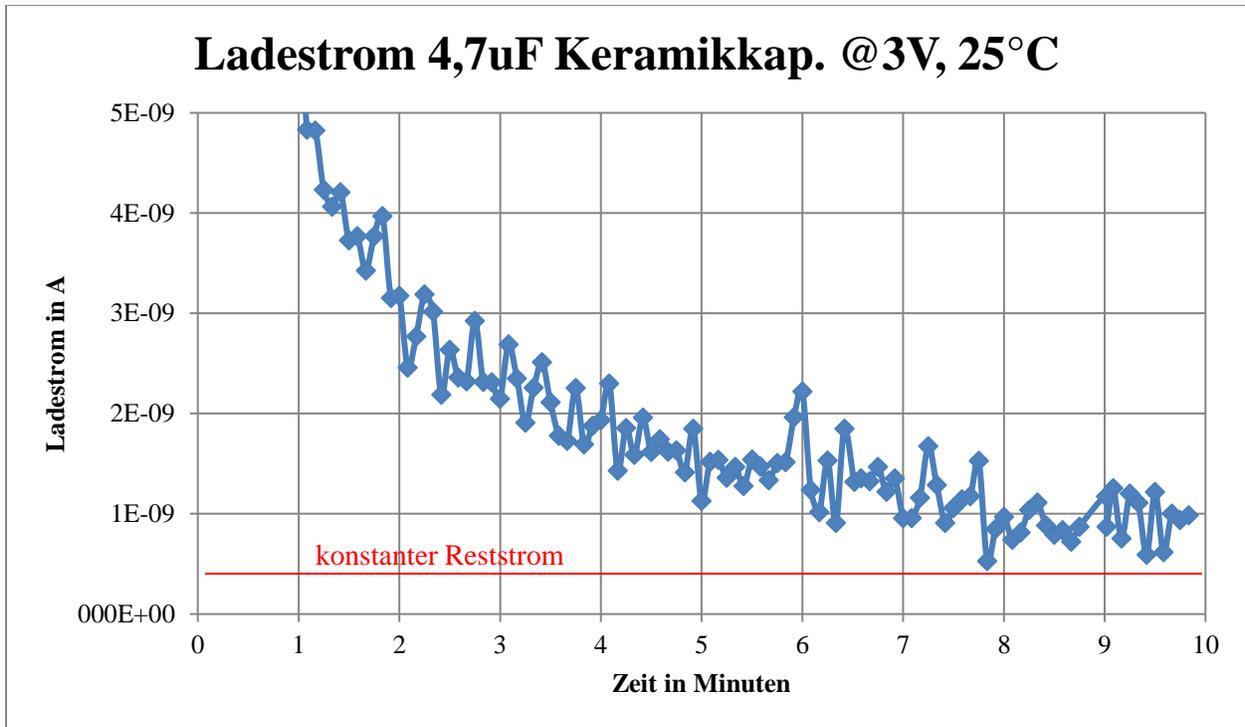


Abbildung 31: Ladestrom über Minuten eines 4,7uF Keramikcondensators

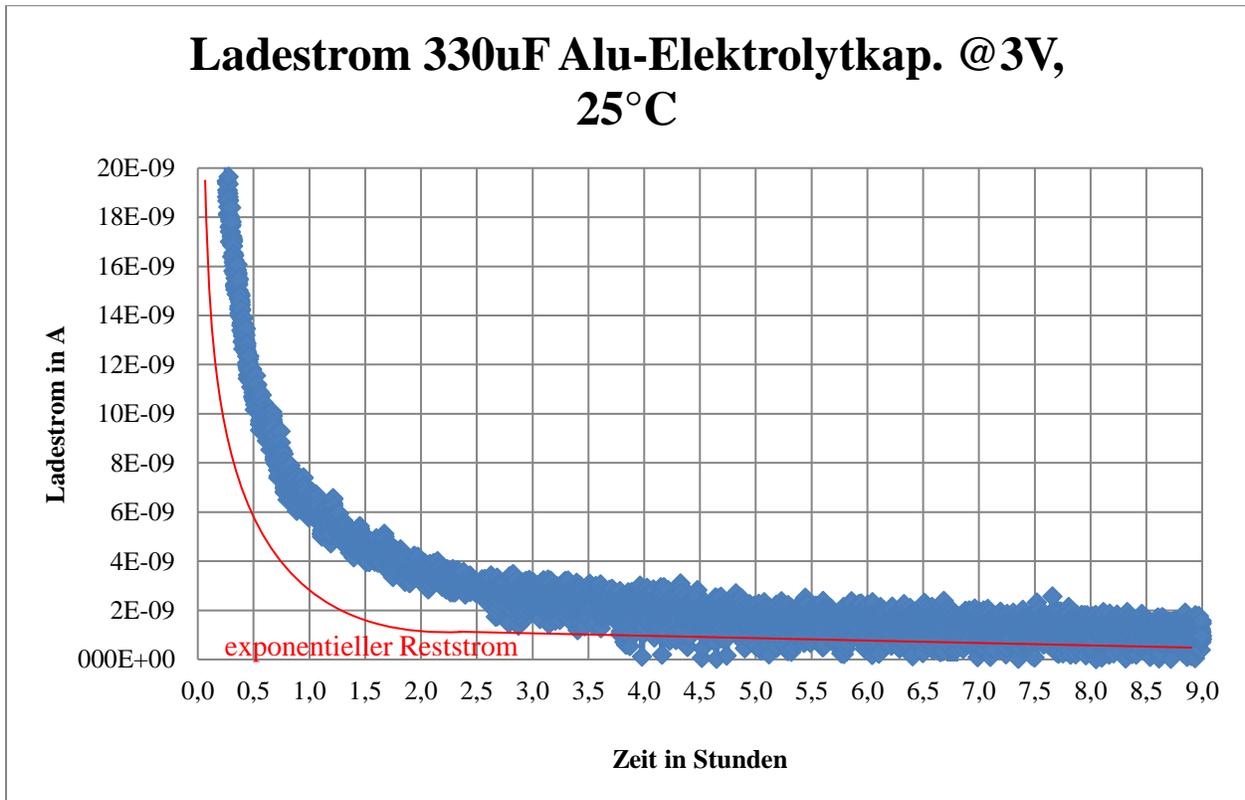


Abbildung 32: Ladestrom über Stunden des 330uF Alu-Elektrolytkondensators EEE-FT0J331AP von Panasonic

Keramikkondensatoren haben ein keramisches Dielektrikum welches einen sehr hohen Widerstand aufweist und dadurch nur geringe Restströme verursacht. Der Isolationswiderstand wird in Datenblättern oft in der Einheit Megaohm*Mikrofarad angegeben und bezieht sich auf die Nennkapazität. Wegen der vergleichsweise niedrigen Kapazitäten, eignen sie sich nicht für den Kurzzeitspeicher. Zusätzlich haben Keramikkapazitäten eine starke spannungsabhängige Kapazität, was die Speicherkapazität bei höheren Spannungen stark reduziert. In diesem Beispiel einer 22uF Keramikkapazität mit X5R Dielektrikum, verringert sich die Kapazität schon um 20% bei 3V!

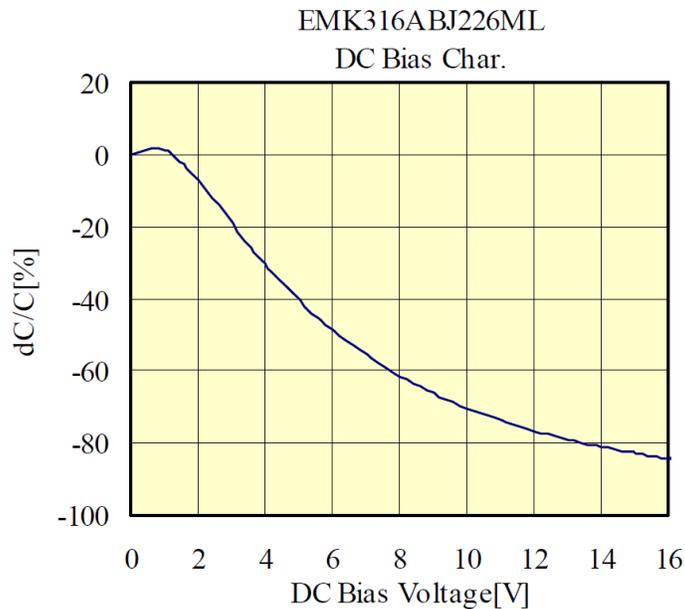


Abbildung 33: Spannungsabhängigkeit eines 22uF Keramikkondensators mit X5R Dielektrikum

Die Relevanz des Reststroms für den Boost-Konverter BQ25504, wird in Kapitel 6.2.1 weiter behandelt.

5.2 Dimensionierung der Speicher

5.2.1 Kurzzeitspeicher

Der Kurzzeitspeicher sollte nur so viel Kapazität haben wie er benötigt, da sonst der Leckstrom und somit die Verluste wieder größer werden. Die Kapazität ist abhängig von der Unterspannung, bei der die Ladeschaltung die Last ein bzw. ausschaltet und der maximalen Ladungsentnahme die an der Last auftreten kann.

Tabelle 14: Hysterese für die Unterspannung

V_{thH}	2,5V
V_{thL}	2,1V
Hysterese	0,4V

Die maximale Ladungsentnahme durch den Funksensor wurde mit 101uC, nach Berechnung (1) aus Kapitel 2.3, angenommen. Durch diese Entladung soll der Kurzzeitspeicher nicht unter V_{thL} fallen und muss daher die folgende Kapazität besitzen.

$$C_{op} = \frac{101\mu\text{As}}{0,4\text{V}} = 252,5\mu\text{F} \quad (10)$$

In dieser Größenordnung sind Elektrolytkapazitäten eine gute Wahl, da sie eine kleine Bauform im Vergleich zu ihrer Kapazität besitzen. Da sie aber einen exponentiell über die Zeit abfallenden Reststrom haben, erzeugt das Nachladen größere Verluste, als bei Kondensatoren mit konstantem Reststrom. Nach einigen Stunden ist jedoch dieser Reststrom auf vergleichsweise niedrige Werte zurückgegangen, siehe Abbildung 32, und die Restladung kann über lange Zeit aufrechterhalten werden. Die Wahl des Kurzzeitspeichers fiel auf den 330uF Elektrolytkondensator EEE-FT0J331AP von Panasonic [4].

5.2.2 Langzeitspeicher

Für Langzeitspeicher stehen prinzipiell zwei Arten zur Auswahl. Die chemischen Speicher besitzen eine höhere Energiedichte und haben extrem niedrige Leckströme. Ihre Ladekurve ist flach, was gut für die Anpassung an einen Harvester und einen Verbraucher sein kann. Der Nachteil ist die Kapazitätsabnahme bei niedrigen Temperaturen, was zu einem Einbruch der Spannung führt. Zudem müssen sogenannte Akkumulatoren oder im englischen Rechargeable-Batteries kostenpflichtig entsorgt werden. Die zweite Art von Langzeitspeicher sind Doppelschichtkapazitäten kurz EDLC, Electric Double Layer Capacitor, zu Deutsch: Doppelschichtkapazität. Sie können auch Superkapazitäten genannt werden. Diese haben Kapazitäten bis etwa 1F und dabei einen sehr niedrigen Leckstrom. Die Menge der Ladung die in einen Supercap passt, hängt von seiner maximalen Betriebsspannung ab. Diese ist durch die Doppelschicht niedriger als bei herkömmlichen Kapazitäten und reicht bis etwa 5,5V. Durch Leckstrom Messungen an mehreren Supercap's fiel die Wahl auf den Langzeitspeicher PAS616L mit 0,25F und maximaler Betriebsspannung von 3,3V [4].

Die minimale STM Betriebsspannung von 2,1V und die maximale Speicherspannung ergeben eine Spannungsdifferenz von 1,2V. Die im Langzeitspeicher C_{lt} nutzbare Ladungsmenge ist

$$Q_{max} = C_{lt} * \Delta V = 0,25\text{F} * 1,2\text{V} = 300\text{mAs} \quad (11)$$

6 Ladeschaltungen

6.1 Der Dual Channel Charger

6.1.1 Simulation und Funktionsweise

Eine LT-Spice Simulation, siehe Abbildung 34, soll die Funktionsweise und die Verlustmechanismen verdeutlichen. X1 ist ein Solarzellenmodell, dass der Trony Zelle in ihrer Charakteristik ähnlich ist und nach dem Ersatzschaltbild im Kapitel 4.3 designed wurde. Vsup ist ein Fensterkomperator mit einstellbarer oberer Schaltschwelle und Hysterese. Die obere Schaltschwelle V_{thH} entspricht dem Parameter $detH=3,15V$ in der Simulation. Die untere Schaltschwelle V_{thL} entspricht $detH-hyst=3,15V-0,15V=3V$. Damit wird der Resetbaustein NCP300LSN30 in seinen Schaltschwellen modelliert. Zusätzlich kann noch eine Verzögerung $delayHL$ der Taktflanke HL eingestellt werden, welche in dieser Simulation aber auf null gesetzt wurde. Der Langzeitspeicher wurde von 250mF auf 1mF verkleinert um Simulationszeit zu sparen. Die Ladezeit für ist daher stark verkürzt!

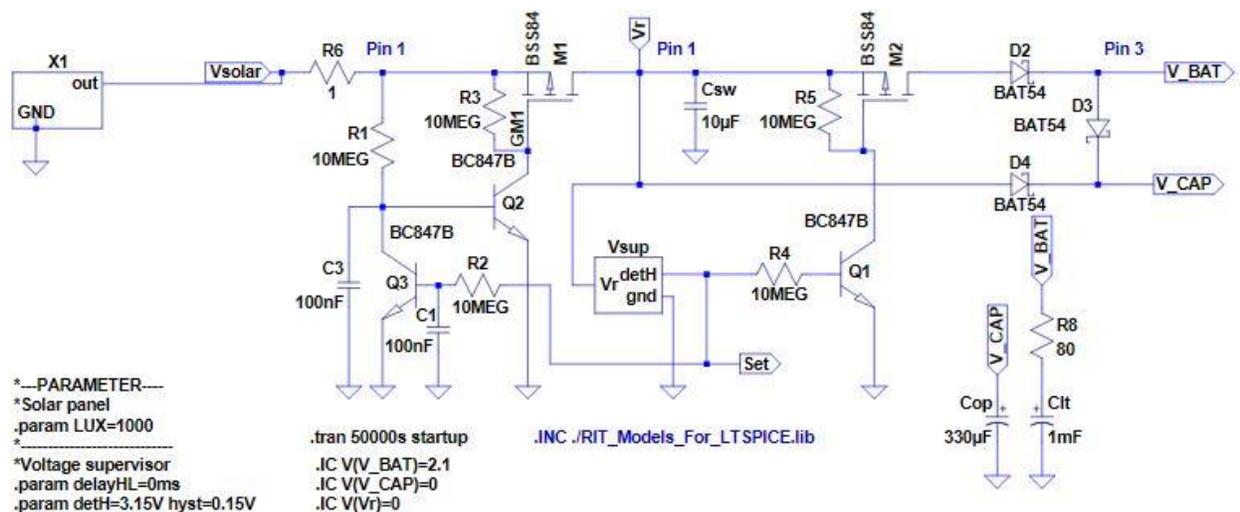


Abbildung 34: Schematic LT-Spice Simulation

Funktionsweise:

- 1.) Die **Ladung des Kurzzeitspeichers** C_{OP} erfolgt über die Diode D4 sobald die Eingangsspannung der Trony Solarzelle groß genug ist. Durch das Laden von C_{OP} steigt auch die Spannung V_r .
- 2.) **Ladungstransfer in den Langzeitspeicher:** Ist der Kurzzeitspeicher vollständig geladen und erreicht V_r die obere Schaltschwelle V_{thH} des Resetbausteins, so schaltet dieser seinen Ausgang auf „High“. Q1 wird gebiased und zieht das Gate von M2 auf „LOW“ wodurch er einschaltet. Die Ladung die in C_{sw} gespeichert ist kann nun über D2 in den C_{lt} fließen. Durch den großen Kapazitätsunterschied zwischen $C_{sw}=10\mu F$ und $C_{lt}=250mF$ und den geringen Widerstand im Strompfad $\sim 80\Omega$, wird das Umladen sehr schnell gehen und so das Signal **Set** nur kurz auf „High“ sein.

- 3.) **Überspannungsschutz:** Je mehr der Langzeitspeicher geladen ist, desto höher ist seine Spannung V_{BAT} . Dadurch verlängert sich auch der Ladungstransfer und der Ausgang des Resetbausteins  bleibt länger „High“. Dadurch wird das RC-Glied aus C1 und R2 schließlich Q3 einschalten, wenn dessen Schaltschwelle erreicht ist. Damit entlädt sich C3 und schaltet Q2 aus wodurch das Gate von M1 auf V_{solar} gezogen wird und der PMOS ausschaltet. Das trennt den Solarstrom von den Energiespeichern und verhindert kurzfristig ein weiteres Ansteigen der Spannung. Die Spannung an die sich V_{BAT} annähert ist $V_{\text{thL}}=3\text{V}$.

Abbildung 35 zeigt die Ladung des Kurz- und Langzeitspeichers sowie das „langsame“ Abschalten des Ladestroms bei Annäherung an die Überspannung. In der Simulation wird ab 120 Sekunden das Gate des Eingang-PMOS erstmals abgeschaltet. Dadurch steigt die V_{solar} auf die Leerlaufspannung an.

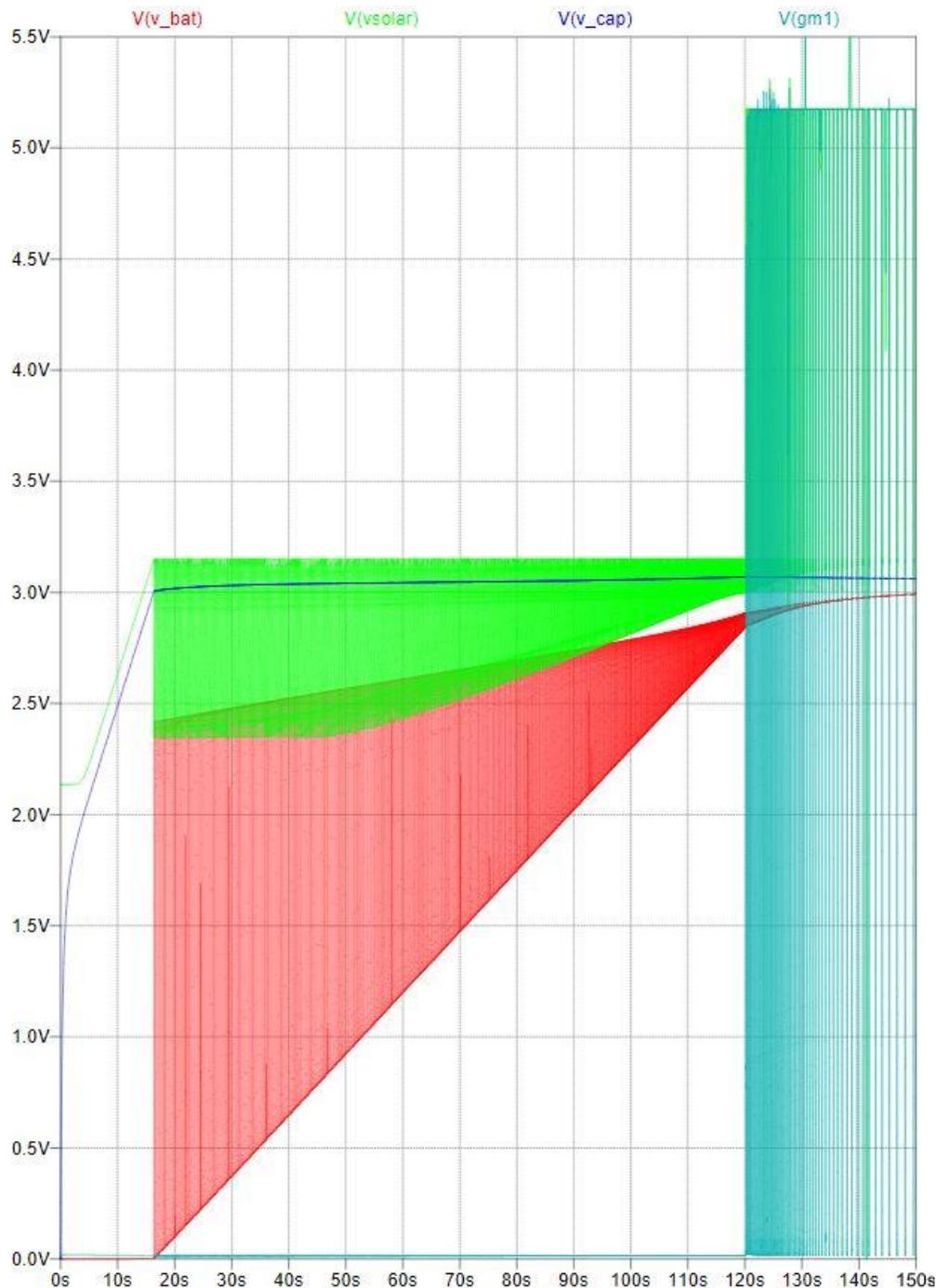


Abbildung 35: Ladevorgang Kurzzeitspeicher und Langzeitspeicher (transiente Simulation)

Die Batteriespannung V_{bat} hat bei jedem Ladungstransfer hohe Spannungsspitzen. Diese kommen durch den hohen Strom des Umladens vom Schaltkondensator C_{sw} auf den Langzeitspeicher C_{lt} zustande. Das verursacht die meisten Verluste in der Diode $D2$ und in dem ESR des Langzeitspeichers. Die Simulation zeigt, dass die Transferströme bis zu 8mA groß werden können, wenn die Speicherspannung minimal ist, was im realen Fall bei Mindestbetriebsspannung von 2,1V geschieht.

6.1.2 Spannungsdetektor Verhalten bei niedrigen Eingangsströmen

Zweck der Untersuchung

Bei niedrigen Eingangsströmen $<4,5\mu\text{A}$ durch die Solarzelle, konnte der Dual Channel Charger mit NCP300LSN30 den PAS614L (Clt) nicht laden. Der Strom wurde dabei durch den Spannungsdetektor Richtung GND abgeleitet, anstatt in den Langzeitspeicher zu fließen.

Vermutung

Der Spannungsdetektor braucht im Zeitpunkt des Detektierens der Schaltschwelle mehr Strom, als ihm durch die Solarzelle zur Verfügung steht.

Deshalb sollen folgende Untersuchungen gemacht werden:

1. **Messung: Aufnahme der Strom-Spannungskennlinie:** Es soll mittels charakteristischer Strom-Spannungskurve, am Eingang des Spannungsdetektors, die Stromaufnahme an der Schaltschwelle bestimmt werden und dadurch die Ursache für das Klemmen der Schaltung gemessen werden.
2. **Messung: Funktionstest bei niedrigen Eingangsströmen:** Mit einem Messaufbau wie im DCC sollen die Schaltschwellen V_{thH} und V_{thL} bei niedrigem Eingangsstrom kontrolliert werden und festgelegt werden, bei welchem minimalen Eingangsstrom die Funktion noch gegeben ist.

Es sollen verschiedene Resetbausteine mit ähnlicher Schaltschwelle von ca. 3V untersucht werden, um einen Vergleich zu bekommen.

Tabelle 15: Getestete Resetbausteine

Resetbaustein	V_{thH} (typ)	Ausgang
NCP300LSN30T1G	3,15V	CMOS Inverter
S-1000C32	3,2V	CMOS Inverter
MAX809SQ293D1T1G	2,93V	CMOS Inverter
NCP301LSN32T1G	3,35V	Open drain

6.1.2.1 Messung: Aufnahme der Strom-Spannungskennlinie

Der Eingangsstrom über die Eingangsspannung wird dabei mit dem Source Meter 2401 von Keithley aufgenommen. Der Ausgang des Resetbausteins wurde nicht angeschlossen.

Tabelle 16: Keithley Source Meter 2401 Konfiguration

Einstellungen	Vollständiger Sweep	Detaillierter Sweep
Source Type	Voltage sourcing	Voltage sourcing
Start voltage	0V	Spannungsfensters je nach Schaltschwelle
Stop voltage	10V	
Number of sweep points	300	300
Sweep type	Linear	Linear
Current compliance	1mA	1mA
Delay before measurement	10ms	0ms
Filter type	Repeat	No Filter
Filter count	3	-

Messergebnisse

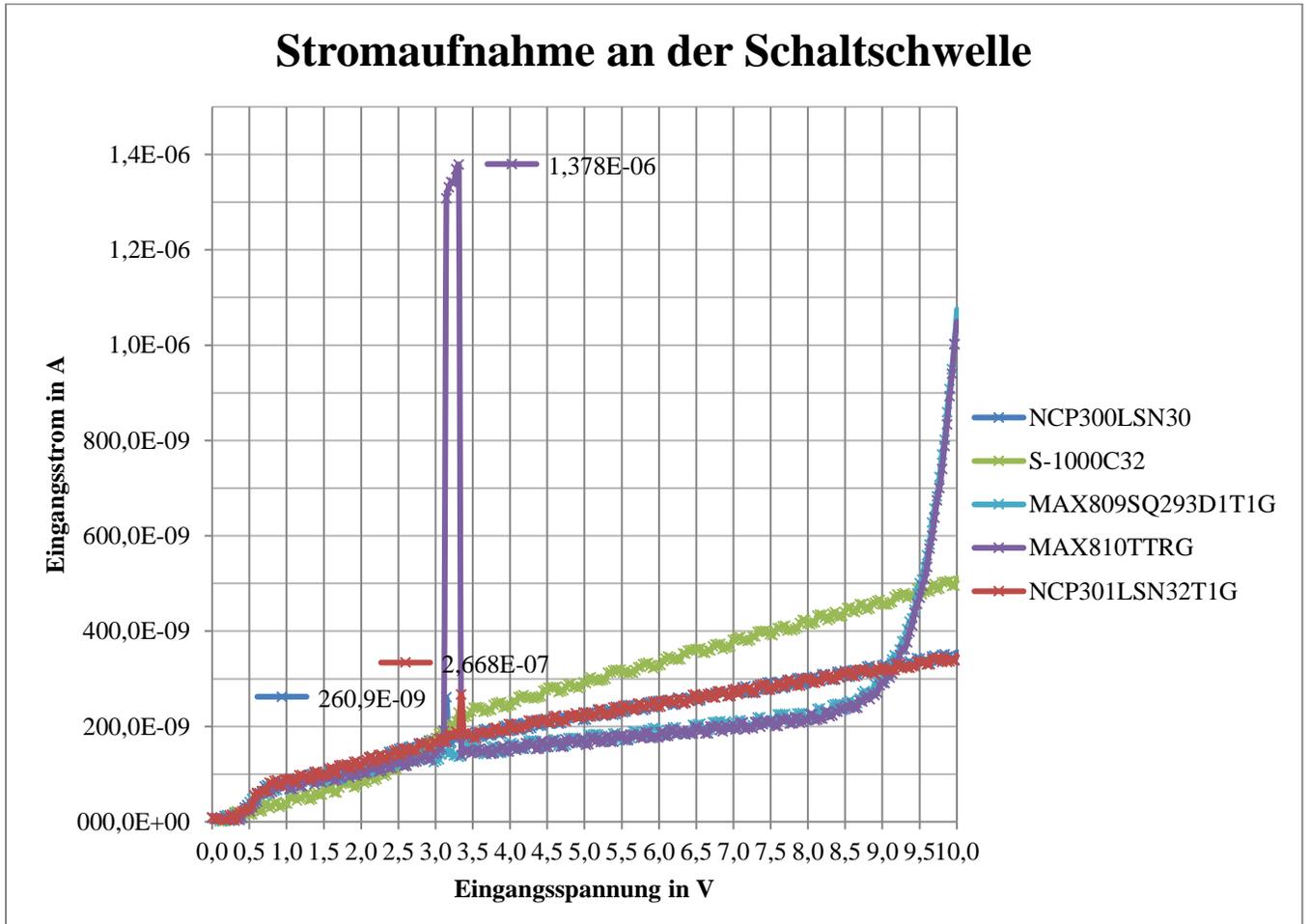


Abbildung 36: Charakteristische Stromaufnahme

Stromaufnahme an der Schaltschwelle (detailliert)

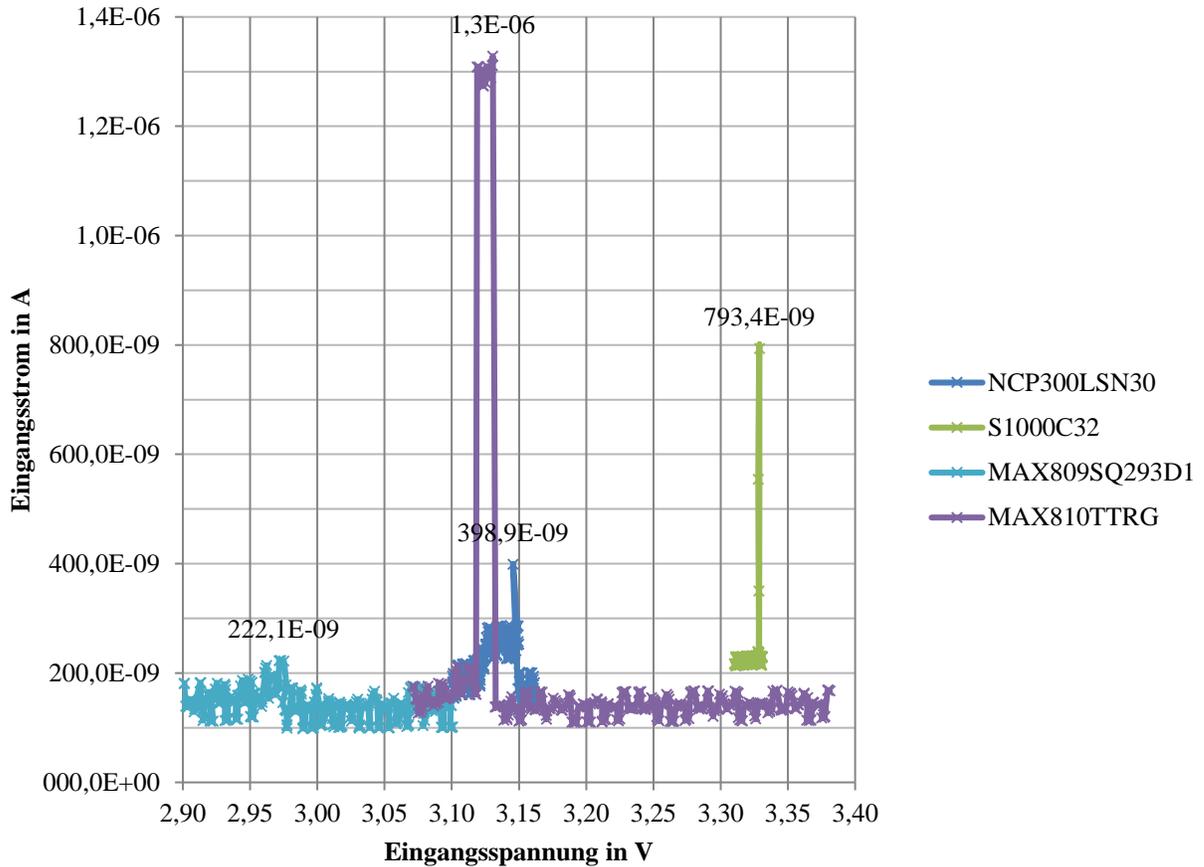


Abbildung 37: Detail-Sweep

Diskussion

Der NCP zeigt im Detail-Sweep eine um ca. 140nA höhere Stromaufnahme. Beim S1000 wurde die Stromaufnahme erst durch den zweiten Sweep sichtbar. Der MAX809 zeigte nach wie vor keine Stromspitze und der MAX810 die gleiche Stromaufnahme bei beiden Sweeps. Es wurde auch versucht, mit dem Source Meter die Spannung der Schaltschwelle einzustellen und den Strom abzulesen, was aber auch keine höheren Stromaufnahmen zum Vorschein brachte.

Ein Spannungsschritt im 0-10V Sweep beträgt $10V/300=33mV$ und im zweiten Detail-Sweep weniger als $0,4V/300=1,3mV$, was schon die Auflösungsgrenze (5mV) des Source Meters unterschreitet. Da die Stromaufnahme an der Schaltschwelle nur für einen kurzen Augenblick passiert, könnte es sein das die Samplezeit des Messverstärkers von 200us (NPLC=0,01) zu hoch ist und dadurch die hohe Stromaufnahme herausgefiltert wird wodurch das Detektieren der Ursache für die Fehlfunktion nicht möglich ist.

Im Vergleich zu den Datenblättern zeigen die Resetbausteine teilweise völlig andere Kurvenverläufe wie die des MAX809/810 etwa.

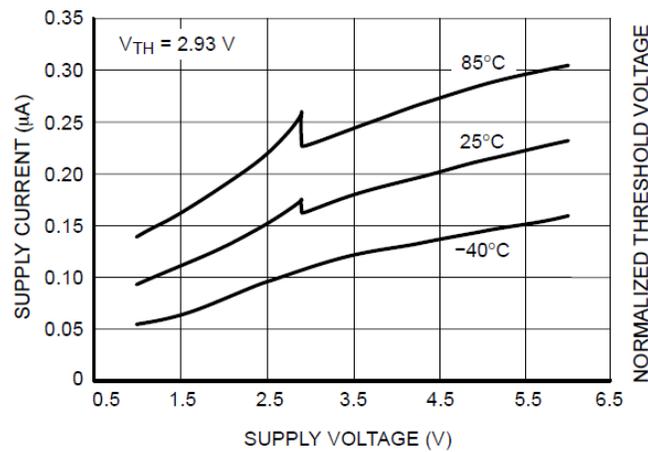


Abbildung 38: Stromaufnahme aus Datenblatt für MAX809/810

Der Grund für die unterschiedliche Stromaufnahme an der Schaltschwelle wird durch den Querstrom in digitalen Schaltungen verursacht. Letzten Endes wird es ein Inverter sein, welcher beim Erreichen der Thresholdspannung einen leitfähigen Pfad von VDD nach GND schafft. Eine erhöhte Stromaufnahme an der Schaltschwelle wurde sowohl für CMOS Inverter als auch für Open Drain Ausgänge gemessen was nicht irritiert, denn ein Digitalteil wird vermutlich auch zum Erzeugen der Hysterese benutzt und ist daher in jedem Low-Power Resetbaustein integriert.

6.1.2.2 Messung: Funktionstest bei niedrigen Eingangsströmen

Für die Messung wird das Source Meter als Konstantstromquelle mit 5uA, 3uA, 2uA und 1,5uA konfiguriert und das Test Setup wie in Abbildung 39 aufgebaut. Mit dem Ein- und Ausschalten des eingestellten Stroms I_{Source} wird eine linear steigende, oder fallende Eingangsspannung V_{IN} erzeugt. Wenn $V_{IN}=V_{thH}$, sollte der Reset aktiv werden. Ist dies der Fall, wird die Stromquelle ausgeschaltet und damit entlädt sich C1 durch I_{IN} , I_{CH1} und I_{CH2} . Bei $V_{IN}=V_{thL}$ wird der Reset wieder ausgeschaltet.

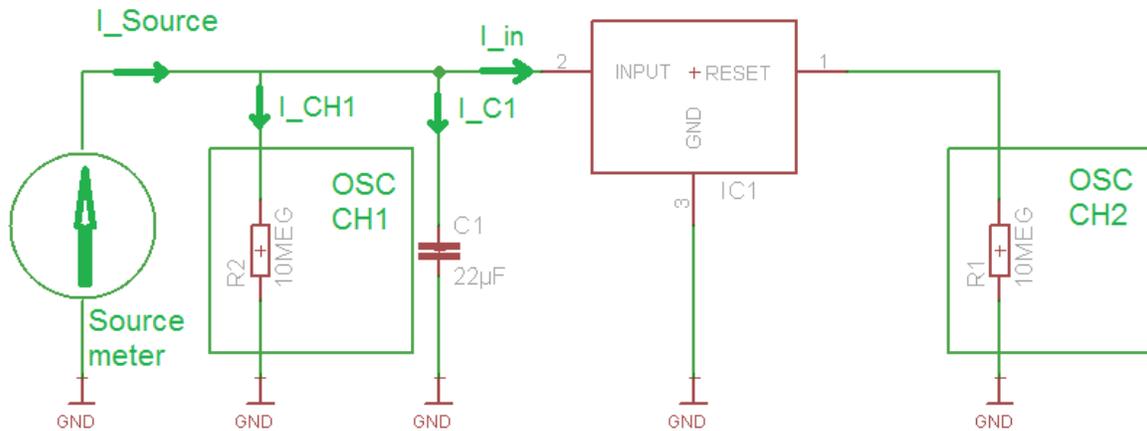


Abbildung 39: Test Setup für die Detektion der Thresholdspannungen

Tabelle 17: Verwendete Keramikkapazität C1

Kapazität	22uF
Toleranz	20%
Dielektrikum	X5R
Bezeichnung	EMK316ABJ226ML

Abbildung 40 zeigt die Schaltverzögerung was zu einem Fehlverhalten führt. Im rot markierten Bereich, also für etwa 1s, klemmt der Spannungsdetektor die Eingangsspannung und verzögert dadurch den Schaltzeitpunkt für V_{thH} .

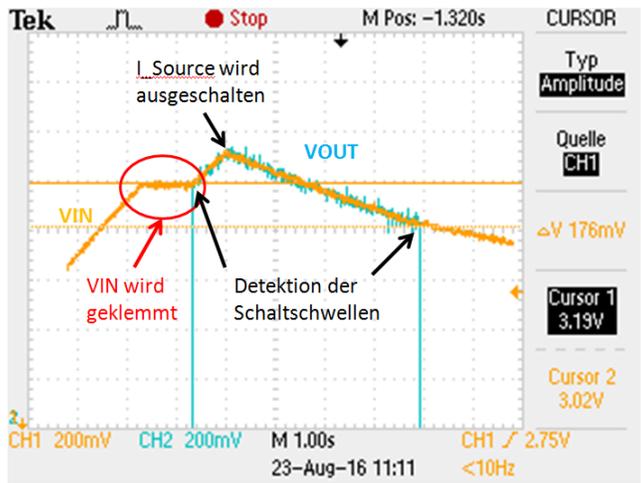


Abbildung 40: Beschreibung des Fehlverhaltens eines Resetbausteins (active LOW)

Messergebnisse

Abbildung 41 zeigt den Funktionstest für Eingangsströme 5, 3, 2 und 1,5uA.

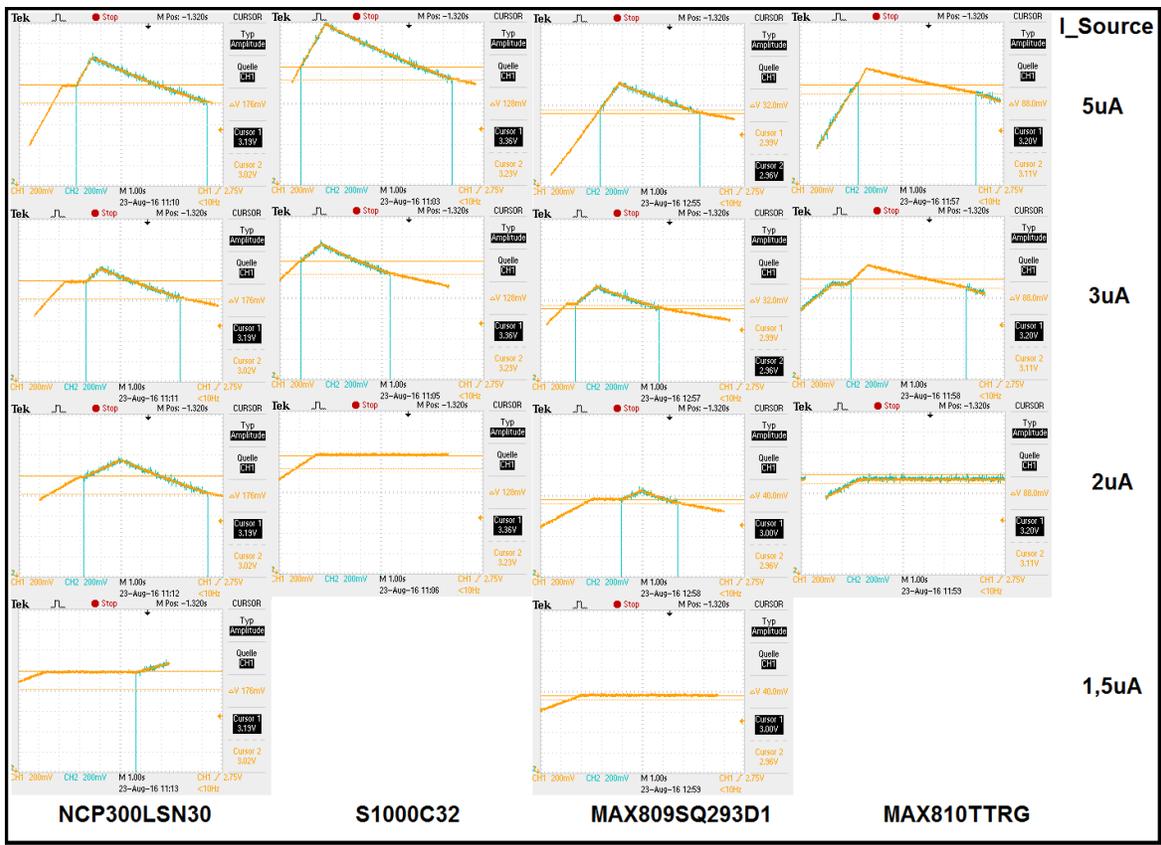


Abbildung 41: Messergebnis: Thresholddetektion bei unterschiedlichen Eingangsströmen (gelb=VIN, blau=VOUT)

Tabelle 18 ist die Zusammenfassung aus der oberen Abbildung mit äquivalenter Beleuchtung die zu einem $I_{SC}=I_{Source}$ führen würde.

Tabelle 18: Detektion der oberen Schaltschwelle

I_{Source} [uA]	Nötige Beleuchtung [LUX]	NCP300LSN30	S1000C32	MAX809SQ293D1	MAX810TTRG
5	180	Verzögert	OK	OK	OK
3	90	Verzögert	OK	Verzögert	Verzögert
2	60	Verzögert	Keine Detektion	Verzögert	Keine Detektion
1,5	40	Verzögert	-	Keine Detektion	-

Diskussion

Für die Zeit in der der Resetbaustein die Eingangsspannung klemmt, fließt der „Solarstrom“, I_{Source} , nach Ground. Der NCP300LSN30 zeigt eine verzögerte Detektion bei ALLEN Source Strömen! Diese Verzögerung führt beim Dual Channel Charger zu einem Verlust des Solarstroms durch das Klemmen des Eingangs auf Ground. Die Länge der Verzögerung konnte nicht mit dem Solarstrom, und daher mit der Beleuchtungsstärke, in Verbindung gebracht werden. Der Vorteil des NCP300LSN30 ist jedoch, dass auch noch bei 40 LUX ein Ladungstransfer möglich wäre, dieser aber selten anzunehmen ist.

Ein zuverlässiges und konstantes Laden des Langzeitspeichers ist für den NCP300 nach der Aussage dieser Messung nicht garantiert! Der S1000 sollte eine zuverlässige Ladung bis 90 LUX ermöglichen.

6.2 Aufwärtswandler BQ25504

Die Machbarkeit von MPPT soll mit dem BQ25504 Energy Harvesting Boost Converter von Texas Instruments untersucht werden. Der interne Aufbau des BQ25504 wurde schon in Kapitel 3.3 beschrieben. Deshalb wird hier nur noch die Wahl der externen Komponenten beschrieben.

Der IC wurde auf einer zweilagigen Leiterplatte mit einem Ground Layer aufgebaut.

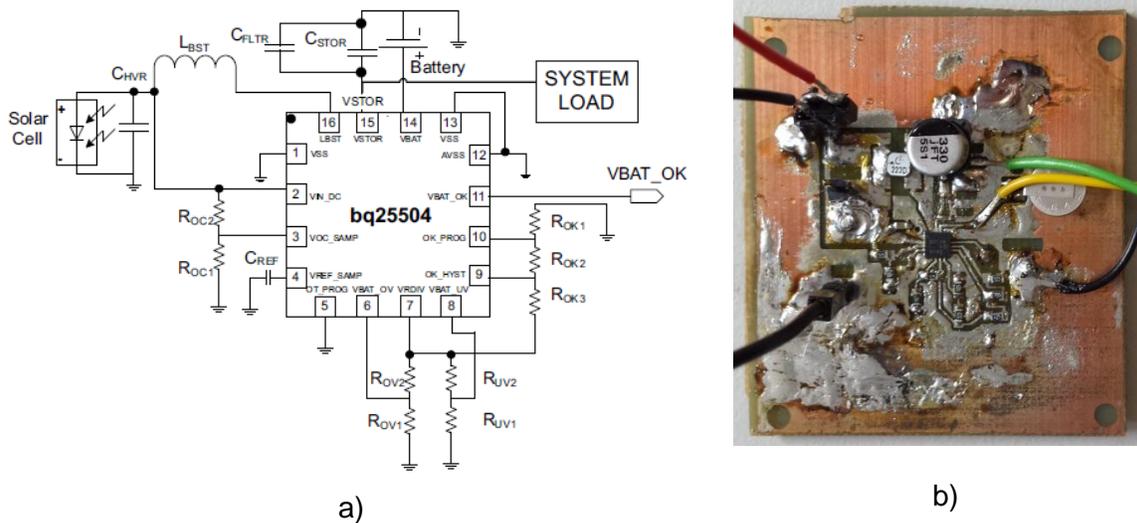


Abbildung 42: a) Schematic und b) Aufbau des BQ25504 Boost Konverters mit MPPT

Die Schaltschwellen für das Batteriemangement und das MPPT wurden mit den externen Widerständen nach Tabelle 19 gewählt.

Tabelle 19: Gesetzte Schaltschwellen und Referenzspannung

	Parameter	Werte aus „Design Help“ Dokument (typ)	Widerstände
Überspannung	VBAT_OV	3,171V	$R_{OV1}= 6,8\text{Mohm}$; $R_{OV2}=4,7\text{Mohm}$
Unterspannung	VBAT_UV	2,114V	$R_{UV1}= 6,8\text{Mohm}$; $R_{UV2}=4,7\text{Mohm}$
Referenzeingangsspannung für MPPT	VREF_SAMP	78% von VOC	$R_{OC1}= 16,8\text{Mohm}$; $R_{OC2}=4,7\text{Mohm}$
Batterie-OK-Spannung	VBAT_OK	2,287V	$R_{OK1}= 4,7\text{Mohm}$;
Batterie-OK-Hysterese	VBAT_OK_HYST	2,872V	$R_{OK2}=3,9\text{Mohm}$; $R_{OK3}=2,2\text{Mohm}$

Tabelle 20: Verwendete Energiespeicher

Energiespeicher	Kapazität	Typ
C_STOR	4,7uF	Keramikkapazität: JMK105BBJ475MV
Battery	250mF 330uF	Lithium-Kap.: PAS614L Alu-Elko: EEE-FT0J331AP

Funktionsweise

Abbildung 43 zeigt den Betriebszustand des Aufwärtswandlers anhand VSTOR.

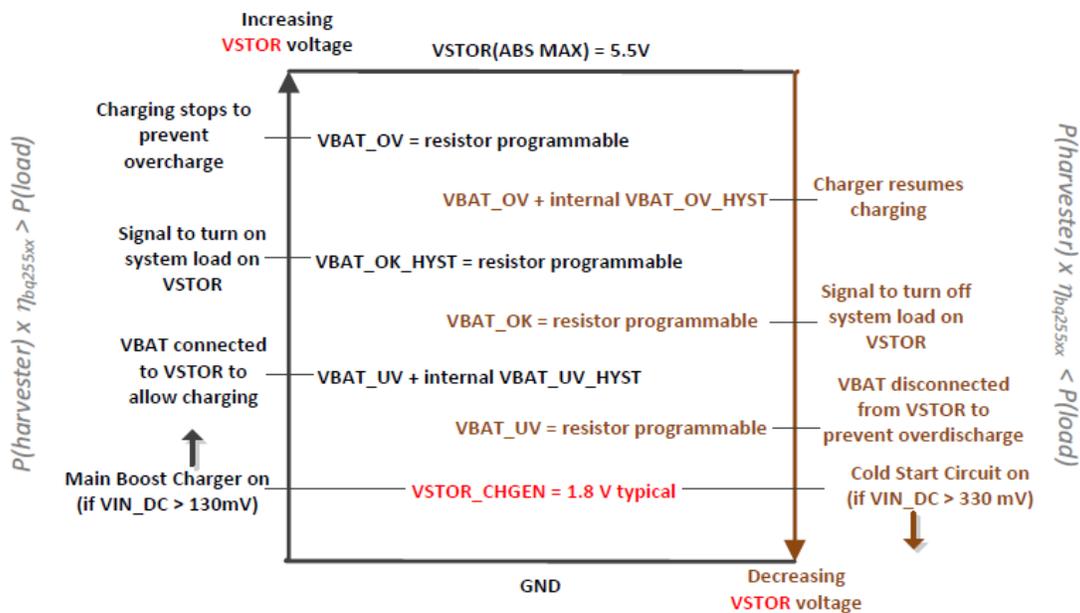


Abbildung 43: VSTOR Thresholdspannungen [9]

6.2.1 Minimale Beleuchtung für Startup

Solange die Spannung $VSTORE < 1,8V$ ist, befindet sich der Boost Konverter im Kaltstart oder Cold-Start. In diesem Modus ist der DCDC-Wandler sehr ineffizient.

Die minimale Leistung für den Cold-Start (CS) hängt von dem Reststrom des C_{STORE} bei 1,8V und die Last R_{STOR} an dieser Kapazität ab. Sie wird im Datenblatt wie folgt berechnet:

$$P_{IN} > P_{IN}(CS) = V_{IN}(CS) \times I_{IN}(CS) > \frac{(I_{-STR_ELM_LEAK@1.8V} \times 1.8V) + \frac{(1.8V)^2}{R_{STOR}(CS)}}{0.05} \quad (12)$$

VIN(CS)... Eingangsspannung im Cold-Start typ. 0,33V

IIN(CS)... Eingangsstrom im Cold-Start

I-STR_ELM_LEAK@1.8V... Reststrom des C_{STORE} bei 1,8V

RSTOR... Last an C_{STORE} im Cold-Start (üblicherweise keine Last)

Die 0,05 im Nenner sind eine worst-case Abschätzung der Effizienz der Start-Up Schaltung. Da im Allgemeinen keine Leistung an V_{STOR} beim Kaltstart anliegt, hängt die minimale Eingangsleistung nur vom Reststrom des verwendeten C_{STOR} ab.

Tests mit unterschiedlichen C_{STORE} Kapazitäten zeigen die nötige Beleuchtung bis zum Erreichen von V_{STORE}=1,8V.

Messaufbau

Der Solarstrom IIN wurde mit dem Source Meter eingestellt und die Spannung an V_{STOR} wurde mit dem Keithley 2100 Voltmeter gemessen. Die Zeit bis zum Austritt aus dem Kaltstart war bei jeder Messung unter 5 Minuten! Die Langzeitspeicher Spannung während der Messung betrug V_{BAT}=2,1V.

Die berechnete Lichtstärke wurde mit der Steigung des Kurzschlussstroms bei 200 LUX, aus Tabelle 12 der Budasol Solarzelle, bestimmt. Durch die niedrige Eingangsspannung V_{IN(CS)}=0,33V (typ), ist die Abschätzung mittels Kurzschlussstrom legitim. Ein Eingangsstrom von 40uA entspricht somit

$$40\mu A * \frac{202LUX}{34,73\mu A} = 40\mu A * 5,816 \frac{LUX}{\mu A} = \sim 230LUX \quad (13)$$

Tabelle 21: Minimaler Eingangsstrom für das Überwinden des Kaltstarts bei V_{BAT}=2,1V

Messung	C _{STORE}	Typ	I _{min} [uA]	Berechnete Lichtstärke [LUX]
1	4,7uF	Keramik (JMK105BBJ475MV)	40	~230LUX
2	22uF	Keramik (EMK316BJ226ML)	55	~320LUX
3	4,7uF	Tantal-Elko EPCOS 25V	85	~500LUX
4	330uF	Alu-Elko (EEE-FT0J331AP)	105	~660LUX

Diskussion

Es wird durch die geringe Messdauer von unter 5 Min eher der Ladestrom durch dielektrische Absorption verglichen als der Reststrom, der erst viel später in Erscheinung tritt, wie in Kapitel 5.1 beschrieben ist. Dennoch gilt, je geringer die Kapazität, desto weniger Ladestrom und schnelleres Startup verhalten zeigt der Boost Konverter. Der Unterschied im Reststrom bei gleicher Kapazität wird jedoch zwischen Messung 1 und 3 deutlich. Mit der Tantal-

Elektrolytkapazität musste der Solarstrom etwa doppelt so hoch sein als mit der Keramikkapazität, damit der Boost Konverter aus dem Kaltstart kommt. Das liegt am höheren Ladestrom der Elektrolytkapazität, die den exponentiellen Reststrom beinhaltet. Die beste Wahl nach dieser Messung ist somit eine Keramikkapazität!

Es kann angenommen werden, dass etwa Lichtstärken von 100 LUX ebenfalls zum Austritt aus dem Kaltstart führen, da der Ladestrom über die Zeit abfällt und irgendwann nur mehr durch den Reststrom begrenzt wird. Dieser kann bei Keramik Kondensatoren so gering ausfallen, dass andere Ableitströme wie etwa durch die Leiterplatte einen größeren Einfluss auf das Start-Up Verhalten haben.

6.3 Ruhestrom und Lagerung

Der konstante Ruhestrom von 330nA bis zu 750nA wird den Langzeitspeicher so lange belasten, bis die Unterspannung $V_{BAT_UV}=2,1V$ erreicht hat. Danach wird der PMOS zwischen VSTOR und VBAT abgeschaltet und es fließen nur noch 1nA bis 5nA bei 25°C [9]. Sinkt VBAT nach langer Lagerung auf unter 1,8V, so kann der BQ25504 nur noch unter sehr langer Beleuchtungszeit den Kaltstart verlassen. Um eine mögliche Fehlfunktion beim Kunden zu verhindern, sollte die Mindestdauer für die Lagerung aus der Unterspannung V_{BAT_UV} und des maximalen Ruhestroms von 5nA berechnet werden.

$$Lagerdauer = \frac{(V_{BAT_UV} - 1,8V) * C_{PAS}}{I_{Qmax}} = \frac{(2,1V - 1,8V) * 0,25F}{5nA} = 174 \text{ Tage} \quad (14)$$

7 Ladezeit und Effizienzbestimmung

In diesem Kapitel werden die Gesamtsysteme mit gleichem Langzeitspeicher getestet:

- 2 zellige Solarzelle + Boost Konverter
- 8 zellige Solarzelle + Dual Channel Charger

Die Ladezeit des Langzeitspeichers unter konstanter Beleuchtung wird verglichen.

Messaufbau

Der Messaufbau in Abbildung 44 dient zur Erreichung von konstanter und homogener Beleuchtung. Die Solarzellen werden mittig auf den Boden einer Box geklebt. Mit einer Holzplatte unter den Solarzellen werden sie auf die Höhe des Lichtsensors gehoben um den Fehler durch den Abstandsunterschied zur Lampe zu minimieren. Die Box wurde mit 2 bis 3 Lagen weißem Papier 80g/m² überdeckt und darüber eine in der Höhe verstellbare Tischlampe mit zwei Leuchtstoffröhren OSRAM 15W (cool white) montiert. Das Papier diente als Diffusor und zum Abschwächen der Lichtintensität. Je mehr Lagen desto mehr Abschwächung wurde erreicht. Mit dem Luxmeter Voltcraft LX-1108 wurde die Lichtstärke gemessen und durch den Abstand der Lampe zum Boden der Box eingestellt.

Abmessungen der Box innen: 24cm x 18cm x 18cm



Abbildung 44: Messaufbau für Vergleichsmessung zur Ladungseffizienz

Tabelle 22: Eingestellte Höhe und Anzahl der Papierlagen zur gemessenen Lichtstärke

Gemessene Lichtstärke	Abstand Lampenunterkante zu Solarzellen	Anzahl der Papierlagen
65 LUX	36cm	3
200 LUX	29,5cm	2
1000 LUX	20,5cm	1

Die Aufnahme der Spannung erfolgt mittels KI-Link V2.04 Excel Add-In welches ein Keithley 2100 Voltmeter ansteuert und Messwerte mit Zeitstempel in eine Excel Tabelle schreibt. Die Integrationszeit wurde auf ein Maximum gesetzt um Spannungsspitzen am Langzeitspeicher PAS614L herauszufiltern

Tabelle 23: Einstellungen der automatisierten Spannungsmessung mit KI-Link V2.04

Parameter	Wert
Messbereich	10VDC
Messintervall	1 min
Auflösung	Slow 6 ½ Digits
Integrationszeit	10PLC = 200ms

Verwendete Kapazitäten

- 250mF (Lithium-Kapazität) PAS614L
- 330uF (Alu-Elko) EEE-FT0J331AP
- 4,7uF (Keramik) JMK105BBJ475MV

Getestete Ladeschaltungen

Tabelle 24: Getestete Ladeschaltungen mit Solarzelle und Speicher

Ladeschaltung	Solarzelle + Fläche	Kurzzeitspeicher	Langzeitspeicher
BQ25504	B1 (Budasol) ~4cm ²	4,7uF	250mF 330uF
DCC mit NCP300	T4 (Trony) 4cm ²	330uF	250mF
DCC mit S1000	T3 (Trony) 4cm ²	330uF	250mF

Effizienz Berechnungen

Aus der Ladespannung des Langzeitspeichers unter Beleuchtung lässt sich die durchschnittliche Leistung die in den Speicher fließt berechnen. Mit dem ermittelten P_{MPP} für die jeweilige Beleuchtung, lässt sich die Effizienz definieren. So lassen sich die beiden Ladeschaltungen gut vergleichen.

Die Energie einer Kapazität ist

$$E = \frac{C * V^2}{2} \quad (15)$$

Steigt die Spannung am Langzeitspeicher C_{lt} durch das Laden von V_{start} auf V_{stop} an, so wurde Energie hinzugefügt. Der Energiegewinn in C_{lt} wird

$$E_{Cl_t} = \frac{Cl_t * V_{stop}^2}{2} - \frac{Cl_t * V_{start}^2}{2} = \frac{C}{2} * (V_{stop}^2 - V_{start}^2) \quad (16)$$

Mit der Zeit Δt für diesen Anstieg an Energie wird die mittlere Leistung in den Langzeitspeicher berechnet.

$$P_{Cl_t,ave} = \frac{E_{Cl_t}}{\Delta t} \quad (17)$$

Die **Effizienz** wird als Quotient aus mittlerer Leistung in den Langzeitspeicher und maximal verfügbare Leistung der Solarzelle definiert.

$$\eta_H = \frac{P_{Cl_t,ave}}{P_{MPP}} \quad (18)$$

Der Wert für P_{MPP} wird aus der Vermessung der Solarzellen in Kapitel 4.7 der

Tabelle 7 beziehungsweise der Tabelle 10 für die Solarzellen bei 25°C entnommen. Diese Werte wurden jedoch bei einem LED Spektrum gemessen! Deshalb soll geklärt werden wie groß der Unterschied des Kurzschlussstroms ISC bei Beleuchtung durch dieses Testsetup mit Leuchtstoffröhre im Vergleich zur LED Messungen von Kapitel 4.7. ist.

Tabelle 25: Kurzschlussstrom Energiesparlampe vs. LED

Lichtstärke	Leuchtstoffröhren OSRAM (cool white)		LED aus 4.7.		Quotient aus den ISC	
	ISC_B1*	ISC_T4*	ISC_B1	ISC_T4	B1	T4
65	10,7uA	2uA	11,6uA	2,14uA	92,3%	93,5%
200 bzw. 202	31,6uA	6,1uA	33,68uA	6,35uA	93,8%	96,1%

*gemessen mit Keithley 2100

Wie zu erwarten sinkt der Kurzschlussstrom bei Beleuchtung durch die Leuchtstoffröhre. Die Abnahme von 4 bis 8% ist durch das Spektrum der Leuchtstoffröhre bedingt welches nicht ideal ausgenutzt werden kann. Es sind auch leichte Messungenauigkeiten beim Ablesen des ISC durch 50Hz Schwankungen der Beleuchtung vorhanden.

Grundsätzlich ergibt sich aber eine geringere Ausgangsleistung durch Beleuchtung mit Leuchtstoffröhre was später bei der Angabe der Effizienz bedacht werden sollte!

7.1 Messung bei 65 LUX

Gemessen

Tabelle 26: Ladespannung des BQ bei 65LUX

Zeit [h]	Zeit [s]	Langzeitspeicher [V]
0,00	0	2,107
5,00	18004	2,258
10,00	36007	2,393
15,00	54011	2,521
20,00	72014	2,645
25,00	90018	2,761
30,01	108021	2,867
35,01	126025	2,963
40,01	144029	3,050
45,01	162032	3,129
48,01	172834	3,172

Beispiel Berechnung

Die Effizienz des BQ nach einer Ladezeit von 5 Stunden ist

$$\eta_H = \frac{P_{Cl,ave}}{P_{MPP,B1}} = \frac{\frac{Clt}{2}(V_{stop}^2 - V_{start}^2)}{\Delta t} = \frac{\frac{0,25033}{2}(2,258^2 - 2,107^2)}{18004s} = \frac{4,582uW}{9,07uW} = 50,5\% \quad (19)$$

Die Berechnungen der nachstehenden Tabelle wurden alle in Excel mit mehr Nachkommastellen durchgeführt, was die kleine Abweichung des Ergebnisses erklärt.

Berechnet

Tabelle 27: Ausgangsleistung und Effizienz des BQ bei 65LUX

Zeit [h]	Zeit [s]	PClt,ave [W]	η_H [%]
0,00	0	-	-
5,00	18004	4,57E-6	50,38%
10,00	36007	4,35E-6	47,95%
15,00	54011	4,38E-6	48,24%
20,00	72014	4,45E-6	49,08%
25,00	90018	4,35E-6	48,00%
30,01	108021	4,16E-6	45,88%
35,01	126025	3,87E-6	42,63%
40,01	144029	3,63E-6	40,02%
45,01	162032	3,39E-6	37,35%
48,01	172834	3,13E-6	34,55%

Diagramm

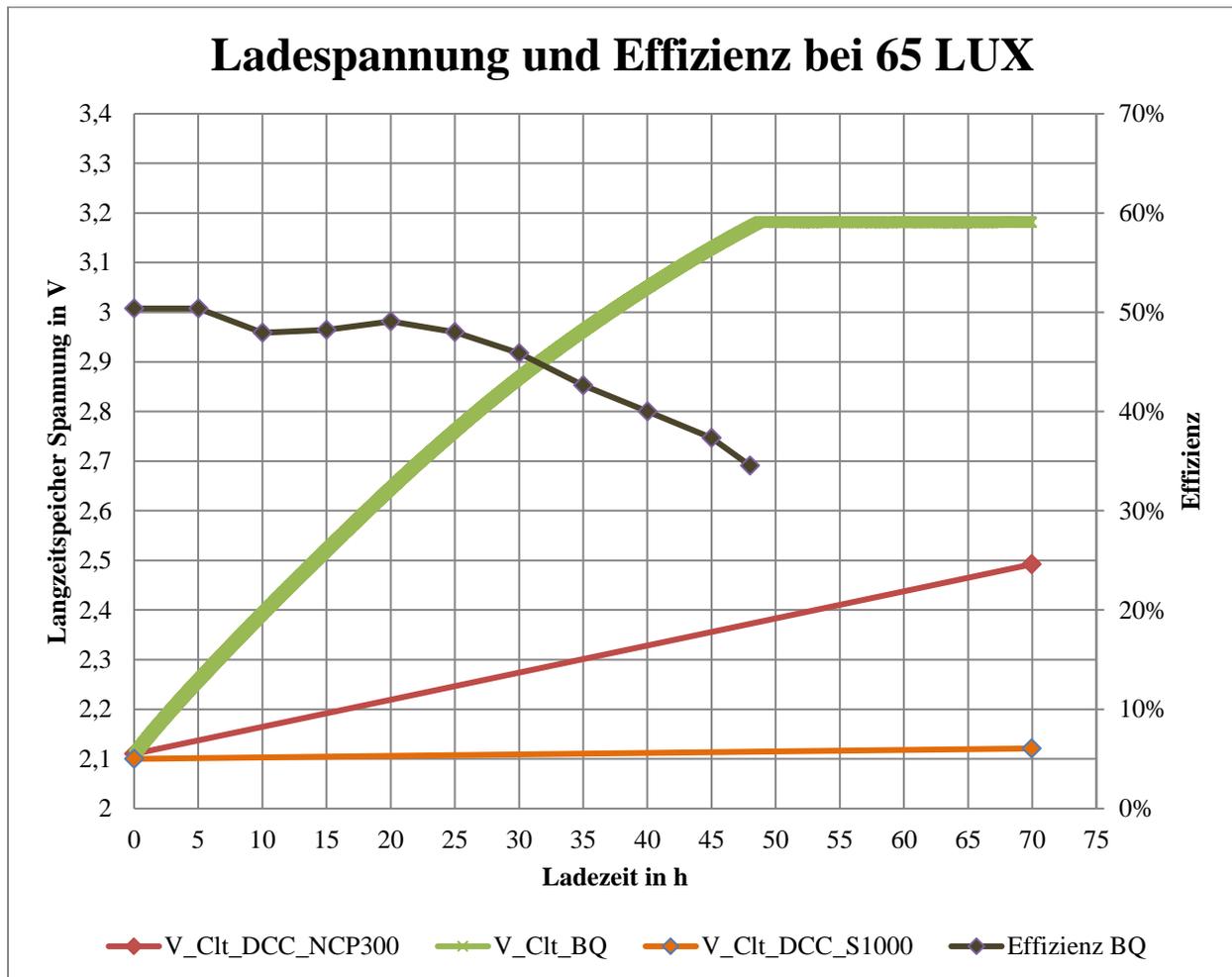


Abbildung 45: Ladespannung über die Zeit und Effizienz bei 65 LUX

Diskussion

Die Schaltung mit dem S1000, hat über die gesamte Beleuchtungsdauer das Fehlverhalten von Kapitel Kapitel 6.1.2 bestätigt. Die Spannungszeitkurve der DCC Ladeschaltungen besteht nur aus 2 Datenpunkten da die Software nur ein Messgerät unterstützt hat und der Test zur gleichen Zeit gemacht wurde. Die sehr flach anzunehmende Ladekurve der Schaltung mit dem NCP300 lässt vermuten, dass die Funktion des Bausteins ebenfalls wie gemessen verzögert abläuft und dadurch eine höhere Stromaufnahme des Spannungsdetektors auftritt. Das führt zu einer ineffizienten Ladung des Langzeitspeichers. Die Effizienz wurde nur für den BQ berechnet und sinkt mit steigender Speicherspannung. Dieser Effizienzverlust ist auf das höhere Umsetzungsverhältnis des Boost Konverters zurückzuführen, welches zu höherer Schaltfrequenz und dadurch zu mehr Verlusten führt.

7.2 Messung bei 200 LUX

Gemessen

Tabelle 28: Ladespannung des BQ bei 200LUX

Zeit [h]	Zeit [s]	Langzeitspeicher [V]
0,00	0	2,123
1,00	3600	2,241
2,00	7200	2,337
3,00	10801	2,427
4,00	14403	2,513
5,00	18003	2,596
6,00	21603	2,677
7,00	25204	2,756
8,00	28805	2,831
9,00	32405	2,904
10,00	36006	2,972
11,00	39608	3,038
12,00	43208	3,100
13,00	46808	3,159

Tabelle 29: Ladespannung des DCC mit NCP300 bei 200LUX

Zeit [h]	Zeit [s]	Langzeitspeicher [V]
0,00	0	2,110
9,62	34626	2,518
20,00	72013	2,793
25,00	90015	2,873
30,01	108019	2,908
38,92	140125	2,935

Berechnet

Tabelle 30: Ausgangsleistung und Effizienz des BQ bei 200LUX

Zeit [h]	Zeit [s]	PCIt,ave [W]	η_H [%]
0,00	0	-	-
1,00	3600	17,86E-6	62,75%
2,00	7200	15,32E-6	53,83%
3,00	10801	14,86E-6	52,21%
4,00	14403	14,68E-6	51,58%
5,00	18003	14,79E-6	51,98%
6,00	21603	14,86E-6	52,21%
7,00	25204	14,84E-6	52,15%
8,00	28805	14,64E-6	51,43%
9,00	32405	14,38E-6	50,53%
10,00	36006	14,00E-6	49,21%
11,00	39608	13,64E-6	47,93%
12,00	43208	13,25E-6	46,54%
13,00	46808	12,84E-6	45,13%

Tabelle 31: Ausgangsleistung und Effizienz des DCC mit NCP300 bei 200LUX

Zeit [h]	Zeit [s]	PCIt,ave [W]	η_H [%]
0,00	0	-	-
9,62	34626	6,82E-6	34,98%
20,00	72013	4,89E-6	25,07%
25,00	90015	3,13E-6	16,07%
30,01	108019	1,43E-6	7,32%
38,92	140125	618,63E-9	3,17%

Diagramm

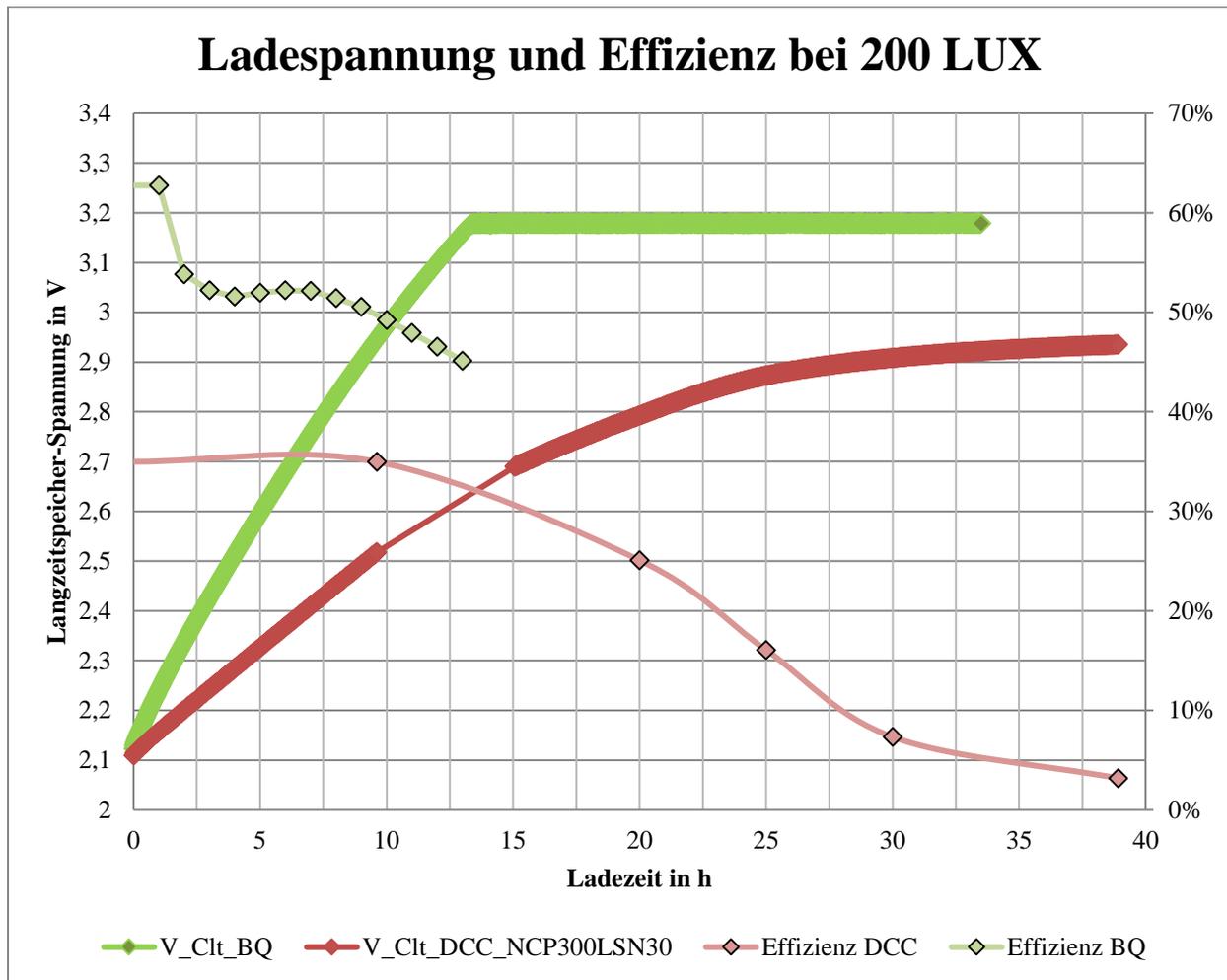


Abbildung 46: Ladespannung über die Zeit und Effizienz bei 200 LUX

Diskussion

Wie in der Simulation des DCC in Kapitel 6.1.1, erkennt man die langsame Annäherung an die untere Schaltschwelle von 3V. Die Messreihe wurde beim DCC durch einen Softwarefehler kurzzeitig unterbrochen, was aber die Ladung nicht beeinflusste. Die erhöhte Effizienz des BQ bei 2,2V könnte auf den Nachlade-Effekt, welcher durch dielektrische Absorption hervorgerufen wird, zurückzuführen sein. Diese führt zu einem Wiederkehren der Spannung nach zu schnellem entladen.

Der BQ erreicht nach 4 Stunden und der DCC erst nach 9,62 Stunden die Ladespannung von 2,51V. An dieser Ladespannung zeigt der BQ 14,68uW und der DCC 6,82uW Ladeleistung. Die höhere Ladeleistung kommt durch die effizientere Solarzelle mit weniger Zellen und die Leistungsanpassung durch MPPT der BQ Ladeschaltung zustande.

7.3 Messung bei 1000 LUX

Gemessen

Tabelle 32: Ladespannung des BQ bei 1000 LUX

Zeit [h]	Zeit [s]	Langzeitspeicher [V]
0,00	0	2,104
0,50	1800	2,355
1,00	3602	2,580
1,50	5401	2,790
2,00	7201	2,982
2,53	9123	3,165

Tabelle 33: Ladespannung des DCC mit NCP300 bei 1000 LUX

Zeit [h]	Zeit [s]	Langzeitspeicher [V]
0,00	0	2,100
1,00	3600	2,401
2,00	7200	2,577
3,00	10801	2,659
4,00	14402	2,737
5,00	18003	2,794
6,00	21603	2,842
7,00	25204	2,873
7,93	28565	2,892

Berechnet

Tabelle 34: Ausgangsleistung und Effizienz des BQ bei 1000 LUX

Zeit [h]	Zeit [s]	PCIt,ave [W]	η_H [%]
0,00	0	-	-
0,50	1800	77,84E-6	56,90%
1,00	3602	77,26E-6	56,47%
1,50	5401	78,52E-6	57,39%
2,00	7201	76,83E-6	56,16%
2,53	9123	73,28E-6	53,56%

Tabelle 35: Ausgangsleistung und Effizienz des DCC mit NCP300 bei 1000 LUX

Zeit [h]	Zeit [s]	PClt,ave [W]	η_H [%]
0,00	0	-	-
1,00	3600	47,00E-6	51,70%
2,00	7200	30,36E-6	33,39%
3,00	10801	15,05E-6	16,56%
4,00	14402	14,48E-6	15,93%
5,00	18003	10,92E-6	12,01%
6,00	21603	9,55E-6	10,51%
7,00	25204	6,11E-6	6,72%
7,93	28565	3,95E-6	4,34%

Diagramm

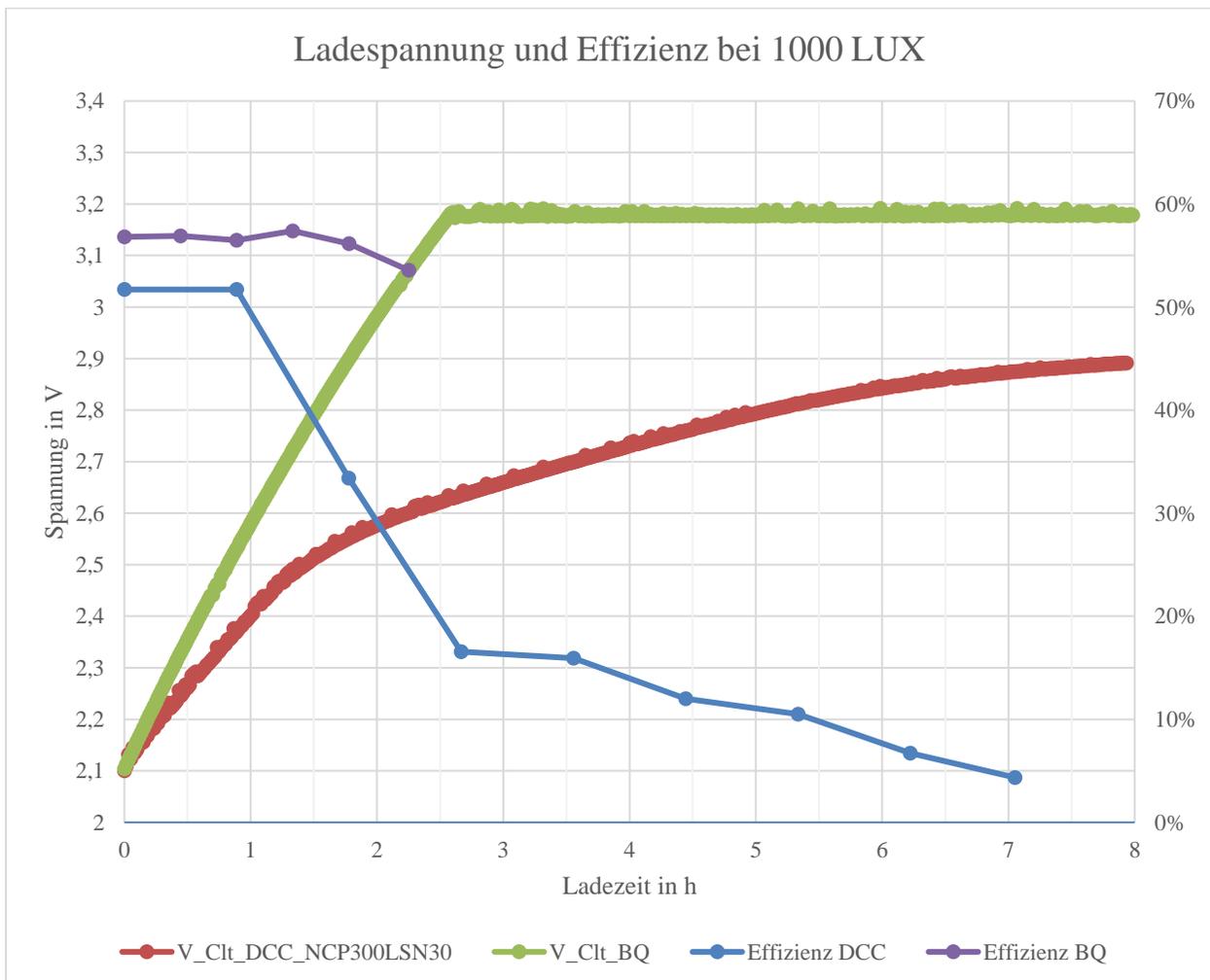


Abbildung 47: Ladespannung über die Zeit und Effizienz bei 1000 LUX

Diskussion

Die Ladekurve des DCC mit NCP300 verläuft anfänglich noch steil, was eine gute Effizienz ergibt, jedoch flacht sie ab 2,5V merklich ab. Dies ist durch das frühere Sperren des Eingangs PMOS bedingt.

7.4 Effizienzvergleich

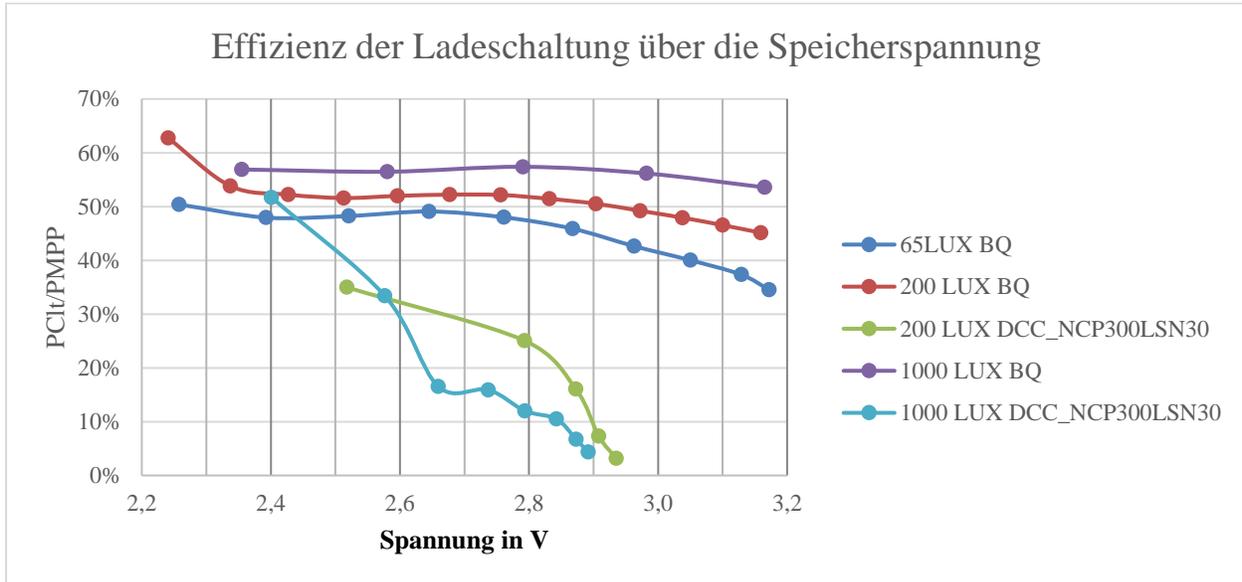


Abbildung 48: Vergleich der Effizienz über die Ladespannung

Diskussion

Die Effizienz des DCC sinkt sehr stark über die Speicherspannung ab, was durch das frühe Abschalten des Eingangs PMOS erklärt wird. Dass die Effizienz immer unter der des BQ liegt, wird an den Verlusten des DCC liegen, die durch den hohen Transferstrom an Diode D2 und ESR des Langzeitspeichers auftreten, siehe Abbildung 34 und nachfolgende Simulation.

Allgemein könnte die Effizienz höher liegen als berechnet, da die zugrundeliegende Eingangsleistung aus der Messung mit LED Beleuchtung stammt. Die Abnahme des Kurzschlussstroms von bis zu 8% wurde schon zuvor in Tabelle 25 dargestellt. Nimmt man vereinfachend an, dass die PMPP Leistung durch die Beleuchtung mit der Leuchtstoffröhre ebenfalls um 8% sinkt, so wird die Effizienz um den Faktor $1/0,92=1,0869$, also um 8,69% erhöht. Das heißt die Effizienz bei 1000 LUX liegt bei etwa 65%. Nach Abbildung 49 sollte sie jedoch über 80% betragen. Die Ladeverluste durch den Reststrom und den ESR der Kapazitäten sind jedoch bei dieser Angabe aus dem Datenblatt nicht berücksichtigt. Zusätzlich könnte durch den Eigenbau der Leiterplatte und dem händischen Bestücken ein resistiver Pfad entstanden sein, an dem Leckströme auftreten können. Dies alles, und die nicht ideale Anpassung an die Solarzelle könnten die 15% Unterschied der Effizienz ausmachen.

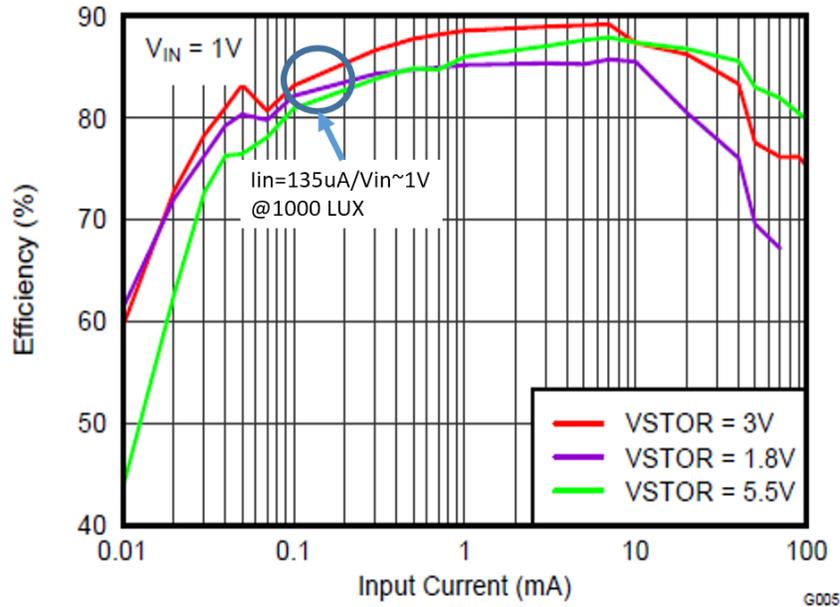


Abbildung 49: Effizienz über Eingangsstrom aus Datenblatt des BQ25504

7.5 Dunkellaufzeit nach 6h Beleuchtung

Berechnung der Ladung nach 6h

Aus der Differenz der Speicherspannung und der Kapazität nach dem Laden bei verschiedenen Lichtstärken kann nun die akkumulierte Ladung berechnet werden:

$$Q_{BQ} = C * (V_{Cl,6h} - V_{Cl,0h}) \quad (20)$$

Für die Ladung des BQ Speichers bei 65 LUX ist die verfügbare Ladung

$$Q_{BQ} = 0,25033\text{mF} * (2,2854\text{V} - 2,107\text{V}) = 44,65\text{mAs} \quad (21)$$

Tabelle 36: Speicherspannungen und akkumulierte Ladung nach 6h Beleuchtung

	Lichtstärke [LUX]	V_Clt,0h [V]	V_Clt,6h [V]	Speicherkap. [F]	Akkumulierte Ladung nach 6h [As]
BQ25504	65	2,107052	2,285417	0,25033	44,65E-3
DCC_NCP300	65	-	-	-	-*
BQ25504	200	2,122920	2,677213	0,25033	138,76E-3
DCC_NCP300	200	2,109544	2,368688	0,25033	64,87E-3
BQ25504	1000	2,103711	3,178973	0,25033	269,17E-3
DCC_NCP300	1000	2,100185	2,842375	0,25033	185,79E-3

*keine Daten verfügbar aber Ladung sehr gering

Berechnung der Dunkellaufzeit aus der Ladung

Mit dem Energiebudget aus Tabelle 2 ist der durchschnittliche Strombedarf I_{ave} bei unterschiedlichem Duty-Cycle bekannt, wodurch die Dunkellaufzeit nach 6h Beleuchtung berechnet werden kann.

$$Dunkellaufzeit = \frac{Q_{akk,6h}}{I_{ave}} \quad (22)$$

Für die Dunkellaufzeit mit der BQ Ladeschaltung bei 65 LUX und einem Duty-Cycle von 100 Sekunden, ergibt sich

$$Dunkellaufzeit = \frac{44,65mAs}{1,36\mu A} = 32831s = 9,1h \quad (23)$$

Tabelle 37: Berechnete Dunkellaufzeiten nach 6h Beleuchtung aus Tabelle 36 und Tabelle 2

LUX	Duty-Cycle [s]	Dunkellaufzeit mit DCC_NCP		Dunkellaufzeit mit BQ	
		[min]	[h]	[min]	[h]
65	1	-	-	7,3	0,1
	10	-	-	71,2	1,2
	100	-	-	547,2	9,1
200	1	10,7	0,2	22,8	0,4
	10	106,6	1,8	221,3	3,7
	100	1029,7	17,2	1700,4	28,3
1000	1	30,6	0,5	44,3	0,7
	10	305,4	5,1	429,3	7,2
	100	2949,1	49,2	3298,7	55,0

Diskussion

Die Ladung des DCC bei 65 LUX konnte wegen fehlender Spannungsmessung nicht berechnet werden, war aber nur geringfügig. Ein Vergleich der zwei Harvesting Systeme bei 200 LUX zeigt, dass die Dunkellaufzeiten bei einem Duty-Cycle von 1s bzw. 10s sich um einen Faktor 2 unterscheiden. Bei einer langen Ruhephase von 100s ist der BQ nur noch um $28,3h/17,2h=1,645$, also 65% besser. Das ist auf den größeren Anteil des Ruhestroms auf den mittleren Gesamtstrom zurückzuführen. **Trotz dem höheren Anteil des Ruhestroms kann das BQ System seinen Ruhestrom kompensieren und schneidet im Vergleich bei jeder Kombination aus Beleuchtung und Duty-Cycle besser ab als der DCC.**

8 Kostenvergleich

Als Energiespeicher wurden für beide Systeme die gleichen Kurz- beziehungsweise Langzeitspeicher verwendet. Die Solarzellen unterscheiden sich in ihrem Aufbau nur durch die Anzahl der Zellen und werden somit als gleich preiswert gesehen. Somit brauchen nur noch die Komponenten der Ladeschaltung in ihrem Preis verglichen werden. Der Gesamtpreis der DCC Komponenten mit Unterspannungsdetektor AP4400, welcher durch den Battery-OK Pin ersetzt wird, beträgt etwa 0,968 EUR. Die Schaltungskomponenten für den Aufwärtswandler sind von den Kosten des BQ25504 mit 2,55€ und der Spule mit 0,495€ dominiert und liegen bei insgesamt 3,28€*. Das heißt, der Aufwärtswandler kostet etwa 3,4-mal mehr als der DCC.

*Die Preisangaben beruhen auf dem Mouser-Preis pro Stück, bei einer Bestellung von 1000 Stück [11].

9 Fazit

9.1 Zusammenfassung

Das Ziel dieser Masterarbeit war es, das Harvesten – zu Deutsch Ernten – von Licht bei einer begrenzten Solarfläche so zu optimieren, dass eine möglichst lange Dunkellaufzeit des solarbetriebenen Funksensors gewährleistet ist. Der Leistungsgewinn des vorgestellten Aufwärtswandlers BQ25504, der mit einer 2-zelligen Solarzelle betrieben wurde, war im Vergleich zur linearen Ladungsmethode signifikant!

Es wurde gezeigt, dass sich die Reduktion der Zellenanzahl von 8 auf 2 Zellen bei amorphen Silizium-Dünnschichtzellen mit einem Leistungsgewinn von 64 % bezahlt macht. Die höhere Ausgangsleistung konnte durch die optimale Anpassung mittels MPPT genützt werden. Ergebnis war eine mehr als doppelt so steile Ladekurve des Aufwärtswandlers im Vergleich zur linearen Lademethode des Dual Channel Chargers (DCC) bei 200 LUX. Die Möglichkeit, selbst bei 65 LUX noch bis zu 4,5 μW Leistung zu speichern, ist ein weiterer Vorteil, der für den Aufwärtswandler spricht! Der Nachteil des Aufwärtswandlers ist der derzeitige etwa 3,4-fache Preis, welcher auch ein K.O.-Kriterium für die Firma EnOcean darstellt.

9.2 Ausblick

Sollte sich der Preis für den IC BQ25504 durch eine höhere Nachfrage am Markt verringern, könnten weitere Überlegungen sinnvoll werden. Da der DC-DC-Wandler Spannungen bis 80 mV hochsetzt und mit 330 mV aus dem Kaltstart kommt, liegt der Betrieb mit einzelliger Solarzelle, die etwa 0,5 V Klemmspannung besitzt, nahe. Dadurch würde noch mehr aktive Solarfläche zur Verfügung stehen und der Leistungsoutput an der Solarzelle weiter gesteigert werden. Es muss dabei aber berücksichtigt werden, dass durch den größeren Konvertierungsfaktor die Effizienz im DC-DC-Wandler verringert wird.

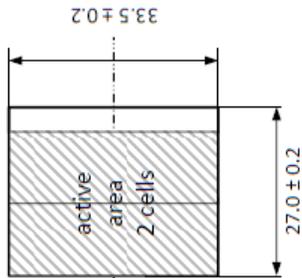
Der höhere Ruhestrom des Wandlers BQ25504 stellt für die Lagerung eines Funksensor-Moduls eventuell ein Problem dar, wie in Kapitel 6.3 beschrieben. Bei Lagerung länger als ein halbes Jahr, empfiehlt sich daher der BQ25505, welcher einen Ship-Mode-Pin aufweist. Dadurch könnte das System – nach vollem Aufladen auf 3,3 V – in den Ship-Mode-Zustand versetzt werden, wodurch der Speicher bei 25 °C maximal mit 5 nA belastet wird. Eine Lasche, die vor dem ersten Betrieb des STMs herausgezogen wird, kann somit die Tiefentladung der Lithium-Kapazität für mindestens 2 Jahre verhindern.

Ein neueres Schaltungskonzept mit dem Spannungsdetektor AP4410, der einen Ruhestrom von nur 20 nA besitzt und eine Vielzahl an Beschaltungsmöglichkeiten bietet, konnte wegen der Aktualität und einer begrenzten Verfügbarkeit nicht mehr untersucht werden. Es ist somit auch offen, wie sich dieser Spannungsdetektor bei geringen Eingangsströmen – also niedrigen Lichtverhältnissen – verhält.

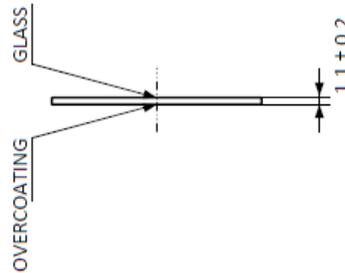
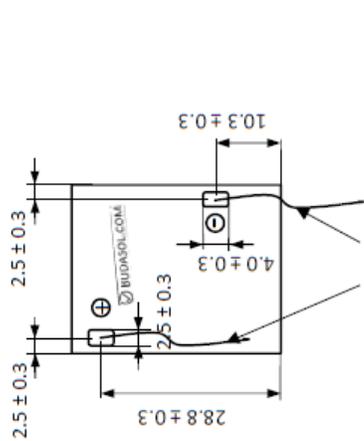
10 Anhang A (Datenblätter Solarzellen)

ELECTRICAL SPECIFICATIONS TYPICAL (INITIAL)*		MECHANICAL & HANDLING SPECIFICATIONS*		MODEL TYPE*	
OPEN CIRCUIT VOLTAGE (V_{oc})	1.2 V (200 LUX)	LIMITS ENVIRONMENT	Storage: -30°C to +75°C, Operating: -30°C to +60°C, max 75% relative humidity, no acids, alkali and other corrosive materials or gases. Without strong mechanical vibration and impact on module and contacts (max 0.3kg).	COMMENTS: Backside-contact copper- or nickel plated, soldered with blank wire 0.8mm ² 100% QC in Europe, RoHS-conform	
SHORT CIRCUIT CURRENT (I_{sc})	37 μ A (200LUX)	LIMITS SOLDER	Welding: max 270°C \pm 20°C, not more than 2 seconds, Copper paste electrode soldering within 3 months, Nickel within 5 months after receipt.	DRAWING: 2014120101 CHECKED BY: CUSTOMER	
OPERATION POWER (V_{mpp} ; I_{mpp})	0.85 V – 30 μ A (200 LUX)	PACKAGING	Standard export packaging either paper- or blister box. Weight per piece approx. 4 gram	MODEL: ASI10I02/027/034MHN	
(Indoor, 200 LUX FL, Fluorescence Spectrum, 5,000-6,000 K, 25°C) (Outdoor, 3TC, 1,000 W/m ² , AM 1.5, 25°C, initial values may stabilize -25%)		Units in mm, not protract, numbers and measures without tolerance are for reference only		* More information on the general data sheet ASI modules	
All electrical data are typical for reference only and are subjected to a tolerance of \pm 10%.				Copyrights at Buidasol Mfg. Kft. Dated: 2014-12-01, possible changes without notice	

LIGHTING SIDE



OVERCOATED SIDE

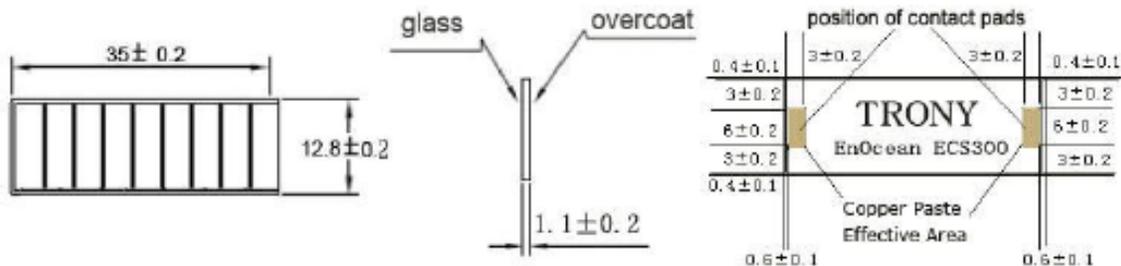


Amorphous Silicon Solar Cell Specification

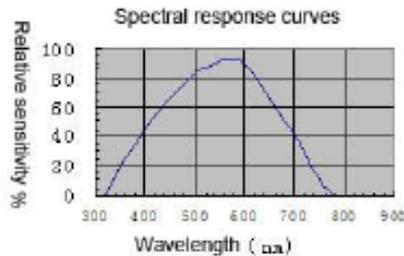
<http://www.solars-china.com>

● **ECS300 Amorphous Silicon Solar Cell**

- ◇ Dimension:35.0mm×12.8mm×1.1mm (L*W*H)
- ◇ Dimensional tolerance±0.2mm
- ◇ Design Drawing:



● **Spectral response curves (Only for reference)**



- **Testing condition: Air Mass:AM1.5, Illuminance:≥200LUX, Temperature :25℃.**

Indoor "200LUX" means 6000K fluorescent spectrum,200Lux,25℃

Performance Parameters:

Open Circuit Voltage	4.0V
Short Circuit Current	7uA
Operating Voltage	3V
Operating Current	5uA
Operating temperature	-20~65℃
Storage Temperature	-20~65℃
Storage humidity	relative humidity <75%
Illuminance	≥200lux
Resistance	682KΩ

Office Address:
2-11C,KaiFeng Garden,ShangMeiLin,
Futian District,ShenZhen,Guangdong,China

Factory Address:
Longgang Hi-tech Industrial Park,
Longcheng Road, Longgang Town, Shenzhen, China



Tel: +86-755-82716061
Fax: +86-755-82716024
Web: <http://www.solars-china.com>
Email: market@solars-china.com
MSN: market@solars-china.com
Skype: kaxidy Yahoo Id: kaxidy

11 Anhang B (VBA Script)

Textfile in Excel Laden, Nachbearbeiten und P-V Daten erstellen:

```
Sub ReadTextFile()  
    Dim FileNum As Integer  
    Dim iRow As Integer  
    Dim FName As Variant  
    Dim Data() As String  
    Dim DataLine As String  
    Dim Voltage As Double  
    Dim Current As Double  
    Dim meascount As Integer  
    Dim column As Integer  
    Dim strFile As String  
  
    'user inputs measurement number  
    meascount = InputBox("Define measurement number to load data to.")  
    'converting measurement number to first column index  
    column = 2 * meascount - 1  
    'user selects  
    FName = Application.GetOpenFilename("Text Files (*.txt),*.txt", , _  
    "Select Text Data File")  
    If FName = False Then Exit Sub  
    'extract the filename from the filepath (Fname)  
    strFile = Right(FName, Len(FName) - InStrRev(FName, "\"))  
    'write file name into cell  
    Worksheets("I-V").Cells(2, column + 1) = strFile  
    Worksheets("P-V").Cells(2, column) = "POWER_" & strFile  
  
    FileNum = FreeFile()  
    Open FName For Input As #FileNum  
    iRow = 1  
    'read line by line till EOF  
    While Not EOF(FileNum)  
    Line Input #FileNum, DataLine 'each time Line input is called the next line is read  
        If iRow > 2 And iRow < 303 Then 'measurement data is written to the text file from row 3 to 302  
            Data = Split(DataLine, vbTab) 'split string by separator which is "TAB"  
            Voltage = Val(Data(0)) 'Function val() converts sting, eg. "4,819e+00" into double  
            Current = -1 * Val(Data(1)) 'convert and invert (due to source meter convention)  
            Worksheets("I-V").Cells(iRow, column) = Voltage  
            Worksheets("I-V").Cells(iRow, column + 1) = Current  
            Worksheets("P-V").Cells(iRow, column) = Voltage * Current  
            Worksheets("P-V").Cells(iRow, column + 1) = Voltage  
            End If  
            iRow = iRow + 1  
        End If  
    Wend  
    Close FileNum  
    'calculations  
    Call Calc(meascount, column)  
End Sub
```

Berechnen der Parameter aus I-V und P-V Daten:

```
Private Sub Calc(measurement As Integer, column As Integer)
Dim i As Integer
Dim rowvolt As Integer
Dim rowcurr As Integer
Dim rowpower As Integer
Dim minvolt As Double
Dim mincurr As Double
Dim maxpower As Double

mincurr = 10
minvolt = 10
maxpower = 0

For i = 3 To 302
'find min curr for Voc
If Abs(Worksheets("I-V").Cells(i, column + 1)) < Abs(mincurr) Then
mincurr = Worksheets("I-V").Cells(i, column + 1)
rowcurr = i
End If
'find min voltage for Isc
If Abs(Worksheets("I-V").Cells(i, column)) < Abs(minvolt) Then
minvolt = Worksheets("I-V").Cells(i, column)
rowvolt = i
End If
'find maximum power
If Worksheets("P-V").Cells(i, column) > maxpower Then
maxpower = Worksheets("P-V").Cells(i, column)
rowpower = i
End If
Next

'print coresponding voltage to minimum current, which is VOC
Worksheets("cond and char").Cells(7, measurement + 1) = Worksheets("I-V").Cells(rowcurr, column)
'print coresponding current to minimum voltage, which is ISC
Worksheets("cond and char").Cells(8, measurement + 1) = Worksheets("I-V").Cells(rowvolt, column + 1)
'print maximum power (mpp)
Worksheets("cond and char").Cells(9, measurement + 1) = maxpower
'print V_mpp
Worksheets("cond and char").Cells(10, measurement + 1) = Worksheets("P-V").Cells(rowpower, column + 1).Value
End Sub
```

Literaturverzeichnis

- [1] „EnOcean,“ [Online]. Available: https://www.enocean.com/fileadmin/redaktion/pdf/white_paper/wp_stm110_en.pdf. [Zugriff am 06 09 2016].
- [2] T. Meyer, „Internes Dokument (ERPprotocol-summmmary.xls),“ 2016.
- [3] EnOcean, „EnOcean User Manual V1.31 for Scavenger Transmitter Module STM 330 / STM331 / STM332U / STM 333U,“ 2015.
- [4] EnOcean, „Internes Dokument,“ Oberhaching.
- [5] „Wikipedia: Clock-Gating,“ [Online]. Available: <https://de.wikipedia.org/wiki/Clock-Gating>. [Zugriff am 1 September 2016].
- [6] „Wikipedia:Power-gating,“ [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Power_gating. [Zugriff am 31 August 2016].
- [7] K. Kadirvel, Y. Ramadass, U. Lyles, J. Carpenter, V. Ivanov, V. McNeil, A. Chandrakasan und B. Lum-Shue-Chan, „A 330nA Energy-Harvesting Charger with Battery Management for Solar and Thermoelectric Energy Harvesting,“ *Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers*, 2012.
- [8] D. El-Damak und A. Chandrakasan, „A 10 nW–1 μ W Power Management IC With Integrated Battery Management and Self-Startup for Energy Harvesting Applications,“ *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, pp. 943-954, April 2016.
- [9] Texas Instruments, „Texas Instruments,“ [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq25504.pdf>. [Zugriff am 20 09 2016].
- [10] Panasonic Eco Solutions Amorton Co.,Ltd., „Mouser,“ [Online]. Available: <http://www.mouser.com/ds/2/315/EP120B-775610.pdf>. [Zugriff am 07 09 2016].
- [11] „Mouser Electronics,“ [Online]. Available: <http://www.mouser.at/>. [Zugriff am 20 09 2016].
- [12] „EnOcean,“ 2016. [Online]. Available: <https://www.enocean.com/de/technology/radio-technology/>. [Zugriff am 16 08 2016].
- [13] S. Phillipps und W. Warmuth, „Photovoltaics Report,“ Fraunhofer, Freiburg, 2016.
- [14] T. Huber, „Entwicklung eines automatisierten Messsystems zur Qualifizierung von Funksensormodulen (Bachelorarbeit),“ Oberhaching, 2011.
- [15] „Wikipedia: Polymer-Elektrolytkondensator,“ [Online]. Available:

<https://de.wikipedia.org/wiki/Polymer-Elektrolytkondensator>. [Zugriff am 05 09 2016].

[16] „Enocean,“ [Online]. Available: https://www.enocean.com/de/enoccean_module/stm-330-1/user-manual-pdf/. [Zugriff am 05 08 2016].