

DIPLOMARBEIT

Analyse eines verteilten Maximum-Power-Point-Trackings für seriell verschaltete Solarmodule

ausgeführt zum Zwecke der Erlangung
des akademischen Grades eines Diplom-Ingenieurs

unter der Leitung von

Ao.Univ.Prof. DI Dr. Johann Ertl

am

Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe (370)

der

**Technischen Universität Wien
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik**

durch

STEFAN SCHÖFEGGER, BSc 0626715

Wien, am 28. August 2011

Vorwort

An dieser Stelle möchte ich mich bei allen Personen bedanken, die mich bei der Erstellung dieser Arbeit unterstützt haben.

Diese Arbeit wurde am Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe der Technischen Universität Wien erstellt und 2011 abgeschlossen.

Besonders bedanken möchte ich mich bei meinem Betreuer Prof. DI Dr. Johann Ertl für die Idee zu diesem Thema, für die sehr gute und ausführliche Betreuung, für die vielen Gespräche über die Arbeit und für die Freiheit diese Arbeit ganz nach eigenen Interessen zu gestalten.

Meiner Freundin Elisabeth danke ich für ihre Unterstützung und Geduld während der Arbeit.

Meiner Familie, die mich dabei unterstützt hat, das Studium zu beginnen und die immer Interesse für meine Arbeit zeigt.

Meine Freunde und Studienkollegen, mit denen in Teamarbeit ein Studium überhaupt erst machbar wird und die einem auch mal den stressigen Alltag vergessen lassen.

Kurzfassung

Beim Einsatz von Photovoltaikmodulen ist es notwendig, diese stets elektrisch an den Verbraucher anzupassen, um die entnommene Leistung zu maximieren zu. Diese sogenannten Maximum-Power-Point-(MPP-) Tracker regeln üblicherweise einen gesamten String von mehreren in Serie geschalteten PV-Modulen. Weisen in diesem String Module leicht unterschiedliche elektrische Eigenschaften auf, oder sind einzelne Module teilweise abgeschattet, so ist ein herkömmlicher MPP-Tracker nicht mehr in der Lage, zu einem optimalen Punkt zu regeln.

Ein Ausweg ist, jedes einzelne Modul über einen eigenen MPP-Tracker zu betreiben. Da die Tracker, bestehend aus einem DC/DC Konverter und einem Regelalgorithmus, nur für relativ geringe Leistungen bis ca. 200W ausgelegt werden müssen, kann ein hoher Wirkungsgrad erzielt werden.

In dieser Arbeit geht es um die Analyse von MPP-Trackern für einzelne Module und den Vergleich mit herkömmlichen Anlagen. Dazu wird zuerst ein Modell für Photovoltaik-Module erstellt und ein Algorithmus für den MPP-Tracker implementiert. Es werden anschließend verschiedene Szenarien simuliert, wobei verschiedene Anlagengrößen und Abschattungssituationen untersucht werden. Die Auswirkung der MPP-Tracker auf Modul- bzw. Stringebene wird analysiert. Das System aus in Serie geschalteten Convertern wird auf deren Stabilität hin untersucht. Es zeigt sich, dass das System lokal asymptotisch stabil ist.

Es wird weiters der Wirkungsgrad verschiedener Typen von DC/DC Konverter gerechnet und dimensioniert. Es konnte ein Konverter entwickelt werden, der in der Simulation einen maximalen Wirkungsgrad von 98% hat.

Als Abschluss wird noch ein alternativer Ansatz untersucht, wobei die einzelnen PV-Module mit hohem Übersetzungsverhältnis ausgestattet sind und anschließend parallel geschaltet werden.

Abstract

To maximize the output power of photovoltaic (PV) modules it is necessary to match the electrical load to the module. Typically, a string of PV modules therefore is controlled by a so called Maximum Power Point (MPP) tracker. This control by a conventional MPP tracker fails, however, if some modules are electrical mismatched or shadowed.

In this case, the ideal solution is to track the maximum power point by controlling each individual PV module separately with its own MPP tracker instead of one tracker for all modules of a string. These individual trackers consist of two main parts, a DC/DC converter and a control algorithm. Due to the low power of PV modules of about 200W, the converter of the tracker can be designed for achieving higher efficiency as compared to conventional trackers.

This work describes the analyse of a setup that realizes a MPP tracker for each individual module. For simulation purposes, a model of a photovoltaic module is developed and a corresponding control algorithm for the MPP trackers implemented. Different case scenarios by altering the size plant and the shadowing of the PV modules have been simulated.

To show the efficiency of the approach, a comparison with conventional plants with only one tracker per string is provided.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
1.1. Motivation	1
1.2. Zielsetzung	3
1.3. Geschichtliche Entwicklung der Photovoltaik	3
1.4. Grundlagen der Photovoltaik	4
1.5. Aufbau von Solarmodulen	7
2. Verschattungsprobleme in Photovoltaikanlagen	9
2.1. Abschattung von einzelnen Zellen	9
2.2. Abschattung von Modulen	10
3. Maximum Power Point Tracking	15
3.1. Lokale Maxima in der Leistungs-Kennlinie	16
3.2. Methoden für das MPP-Tracking	17
3.3. MPP Algorithmen	19
4. Stabilität des Gesamtsystems	23
4.1. Stabilität des linearisierten Systems	25
4.2. Ersatzschaltung berechnen	26
5. DC/DC Konverter	29
5.1. Berechnung der Eingangsspannung aus der PV-Leistung	29
5.2. Anforderung an den Konverter	31
5.3. Berechnung der Verlustleistung für verschiedene Schaltungstypen	31
5.4. Auswahl eines Konverters	39
5.5. Dimensionierung des Abwärtswandlers	39
5.6. Gesamtschaltbild des Konverters	46
6. Modellbildung in Matlab/Simulink	47
6.1. PV-Modul	47
6.2. DC/DC Konverter	50
6.3. MPP-Tracker	52
6.4. Modul-MPP-Tracker	55
7. Simulation des Gesamtsystems	56
7.1. Zwei Module in Serienschaltung mit teilweiser Beschattung	57
7.2. Zwei Module in Serienschaltung mit starker Beschattung	58

7.3. Vier Module mit unterschiedlicher Beschattung mit BuckBoost-Konverter	60
7.4. Vier Module mit unterschiedlicher Beschattung mit Buck-Konverter . . .	64
7.5. Vergleich der Konverter	66
8. Alternativer Ansatz mit Parallelschaltung von Buck-Konvertern	69
8.1. Simulation der parallel geschalteten PV-Module	69
8.2. Betrachtung der Leitungsverluste	72
9. Zusammenfassung und Ausblick	74
9.1. Zusammenfassung	74
9.2. Ausblick	75
A. Matlab/Simulink Modelle	81

Abkürzungen

AP	Arbeitspunkt
EBS	Erzeugerbezugssystem
IncCond	Incremental Conductance
LMS	Least Mean Square
MPP	Maximum-Power-Point
PV	Photovoltaik

Kapitel 1.

Einleitung

1.1. Motivation

Solaranlagen erfreuen sich einer immer größeren Beliebtheit. Gerade im Hinblick auf die Klimaerwärmung ist es notwendig geworden, an alternativen Energieformen zu forschen und auch in diese zu investieren. Der weltweit steigende Energieverbrauch wird derzeit noch zu einem Großteil von Kohle- und Atomkraftwerken gedeckt, doch es stellt sich die Frage, wie lange die Gefahren solcher Anlagen und die enorme Umweltbelastungen noch durch die Bevölkerung akzeptiert werden. Durch die teilweise noch ungeklärten Probleme mit der Endlagerung von atomarem Abfall setzt ein Umdenken bei den Regierungen und auch der Bevölkerung, hin zu der sogenannten sauberen Energie - den regenerativen Energiequellen, ein.

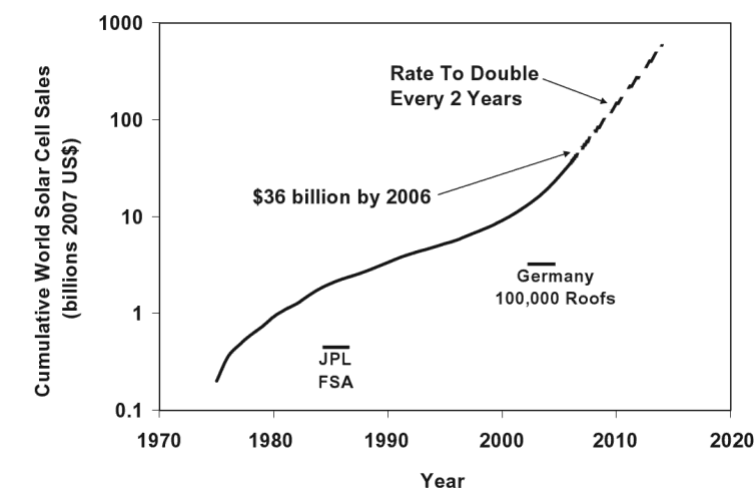


Abbildung 1.1.: Weltweite Produktion von Solarzellen von 1975 bis 2006 mit den bedeutenden Solarförderungen von Deutschland 2003 (100.000 Dächer Programm), aus [1]

Abbildung 1.1 zeigt die aufsummierten weltweiten Ausgaben für Solarzellen. Die Förderung für Solaranlagen in Deutschland 2003 mit dem 100.000 Dächer Programm hat eine deutliche Steigerung bewirkt, welche auch nach dem Auslaufen dieses Programms noch weiterwirkt.

Der photoelektrische Effekt ist bereits seit 1885 [2] bekannt, eine marktreife Entwicklung zur Erzeugung von größeren Leitungen, ließ allerdings noch bis nach der Ölkrise 1973 auf sich warten. Bis heute hat es einige Verbesserungen in der Technologie gegeben. Es werden neue Materialien verwendet, der Wirkungsgrad erhöht und die Lebensdauer verlängert. Naturgemäß gibt es für Solarzellen einen theoretisch maximal möglichen Wirkungsgrad von $\sim 35\%$, welcher mit einschichtigen Solarmodulen nicht überschritten werden kann [3].

Durch die relativ kleine Spannung von Solarzellen ist es notwendig, diese in Serie zu schalten, um diese so an die höheren Spannungen der Verbraucher bzw. für einen Wechselrichter anzupassen. Bedingt durch die Serienschaltung gibt es jetzt allerdings Probleme, wenn die einzelnen Zellen, welche als Stromquellen arbeiten, unterschiedliche Ströme treiben möchten. Unterschiedliche Ströme können zum Beispiel durch die Streuung bei der Produktion, durch Schattenwurf auf eine Zelle oder durch Verschmutzungen auf der Oberfläche verursacht sein. Jene Quelle mit dem niedrigsten Strom bestimmt den Strom aller Zellen, diese können so in keinem optimalen Betriebspunkt mehr arbeiten und es wird weniger Leistung von den Solarzellen bereitgestellt als eigentlich möglich wäre.

Ein weiteres Problem bei der Energieerzeugung ist der Arbeitspunkt der Solarzelle welcher vom Verbraucher beeinflusst wird. Die Kennlinie einer Solarzelle hat an einem bestimmten Punkt ihre maximale Leistung. Wie in Abbildung 1.2 gezeigt fällt dieser allerdings im Allgemeinen nicht mit der Kennlinie der Last zusammen¹. Auch in diesem Fall kann nicht die maximale Leistung aus der Solarzelle entnommen werden.

Durch den Einsatz eines Spannungskonverters ist es nun möglich die Last so anzupassen, sodass diese optimal an dem Photovoltaik- (PV-) Modul betrieben werden kann. Herkömmliche Anlagen besitzen einen Konverter (genannt Maximum-Power-Point (MPP)-Tracker), welcher jeweils einen String (mehrere in Serie geschaltete Solarmodule) in den optimalen Betriebspunkt regeln. Das Problem des unterschiedlichen Betriebspunktes der Last und der Solarmodule kann damit umgangen werden, allerdings nicht das Problem der unterschiedlichen Ströme im String.

In dieser Arbeit soll nun zuerst das Problem der Leistungsverluste durch Verschattung und Mismatch der Module untersucht und anschließend das Problem durch einen Konverter pro Modul-Ansatz gelöst werden. Anschließend sollen verschiedene Szenarien erstellt und die Leistungsausbeute von einem Konverter im String und einem Konverter pro Modul verglichen werden.

¹Der Schnittpunkt der Kennlinie von Erzeuger und der Last definiert den Arbeitspunkt.

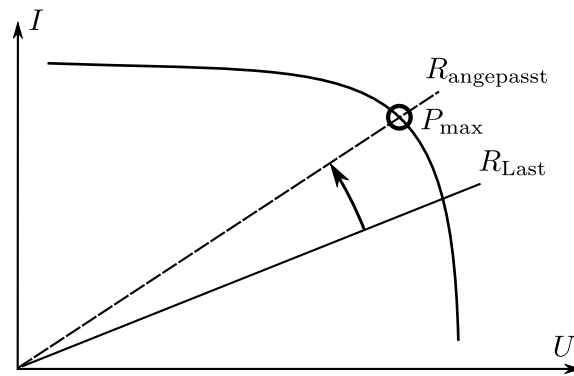


Abbildung 1.2.: Arbeitspunkt der Solarzelle mit Widerstand als Verbraucher

1.2. Zielsetzung

In dieser Arbeit soll ein Photovoltaik-System simuliert werden, wobei jedes Modul einen eigenen MPP-Tracker verwendet. Der MPP-Tracker hat die Aufgabe, sein Modul jeweils im optimalen Betriebspunkt zu betreiben. Das System besteht aus einer Anzahl N von in Serie geschalteten MPP-Trackern und speist seine Energie auf einen DC-Bus ein, dessen Spannung nahezu konstant ist. Die Anlage soll mit einem herkömmlichen System, wo mehrere PV-Module direkt in Serie geschaltet sind, und nur einen Gesamt-MPP-Tracker besitzen, verglichen werden. Weiters sollte ein DC/DC Konverter entwickelt werden, welche die Anforderungen als MPP-Tracker für ein PV-Modul erfüllt.

Im Detail sollten folgende Aufgaben durchgeführt werden:

- Modellierung eines PV-Moduls in Matlab/Simulink
- Modellierung eines MPP-Trackers für einen String von PV-Modulen und für einzelne PV-Module
- Simulation eines Systems mit einem MPP-Tracker für einen ganzen String und für einzelne Module
- Wirkungsgradberechnung verschiedener Konverter
- Dimensionierung eines Konverters für ein PV-Modul
- Vergleich der Trackingergebnisse von String-MPP und Modul-MPP

1.3. Geschichtliche Entwicklung der Photovoltaik

Bereits um 1860 wurde erstmals bekannt, dass Materialien ihre elektrischen Eigenschaften durch den Einfluss von Licht ändern können. Alexandre Edmond Becquerel (1820-91)

entdeckte bei seinen Untersuchungen mit Metallsalzen und Metallelektroden dass Selen seine elektrischen Eigenschaften durch Lichteinfall ändert [4].

Ungefähr zur selben Zeit baute Willoughby Smith ein Prüfgerät für Tiefseekabel. Das Gerät funktionierte nur in der Nacht gut, während des Tages funktionierte die Messung nicht mehr. Bei der Fehlersuche stellte er fest, dass sich der Widerstand, des in dem Gerät enthaltenen Selen ändert, wenn Licht darauf fällt. Der Brite William Grylls Adams stellte aufbauend auf die Ergebnisse von Smith fest, dass das Selen unter Lichteinfall selbst Strom erzeugen kann. Auch wenn der Wirkungsgrad noch sehr bescheiden war, wurde eifrig an diesem Thema weiter geforscht. Charles Fritts baute 1885 aus mehreren Selenplatten ein erstes photoelektrisches Modul. Im Jahre 1953 entdeckten die Mitarbeiter der Bell-Laboratories Gerald Pearson, Darryl Chapin und Calvin Fuller, dass auch Silizium ähnliche Eigenschaften wie Selen besitzt, nur mit einem wesentlich höheren Wirkungsgrad. Im darauf folgenden Jahr wurde von ihnen die erste anwendbare Solarzelle aus Silizium entwickelt [2].

In den nächsten 10 Jahren wurden dann weitere Solarzellen auf Basis von Cadmiumsulfid und Galliumarsenid vorgestellt. 1961 veröffentlichten M. Wolf, W. Shockley und H.J. Queisser einen Artikel über den maximal theoretischen möglichen Wirkungsgrad von Solarzellen, indem eine sehr gute Eignung von kristallinem Silizium für Solarzellen beschrieben wird. Das *Shockley-Queisser-Limit* errechnet einen maximalen Wirkungsgrad von $\eta = 44\%$. Die Anwendung der Solarzelle war damals, aufgrund des hohen Preises, noch hauptsächlich auf die Raumfahrt beschränkt. Erst mit der Energiekrise Anfang der siebziger Jahre führte die Forschung zu billigeren Technologien. Aus Erkenntnissen der IC-Produktion konnten billigere und reproduzierbarere Solarzellen erzeugt werden. Derzeitige Forschungen gehen in den Bereich der Vielschicht-Solarzellen, wobei Materialien mit verschiedenen Bandabständen vereint werden, um ein größeres Lichtspektrum nutzen zu können [4].

1.4. Grundlagen der Photovoltaik

Die Wirkungsweise der Solarzelle ähnelt der einer Photodiode, sie besitzt lediglich eine wesentlich größere Fläche [5]. Von besonderer Bedeutung für die Funktionsweise einer Solarzelle ist die Elektronenenergie im Bereich der Raumladungszone im pn-Übergang.

1.4.1. Der unbeleuchtete Fall

In dem Bändermodell in Abbildung 1.3 sind die Energieniveaus in der Solarzelle im unbeleuchteten Zustand dargestellt¹. Im p -Gebiet herrscht definitionsgemäß ein Überschuss an Löchern, das Fermi-niveau liegt in der Nähe der Valenzbandkante. Im n -Gebiet sind

¹es entspricht daher dem Bändermodell einer gewöhnlichen Diode.

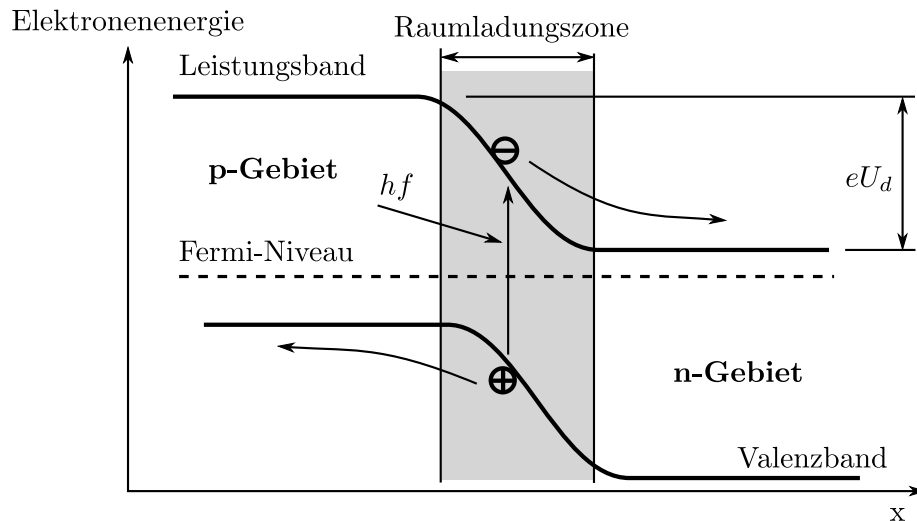


Abbildung 1.3.: Bänderschema einer Photodiode, vergl. [5]

durch die Dotierung mehr Elektronen vorhanden, das Fermi-niveau liegt nahe des Leitungsbandes. In der Übergangszone, auch genannt Raumladungszone, findet aufgrund der Konzentrationsunterschiede der Teilchen ein Diffusionsprozess statt, Elektronen wandern in das p -Gebiet, Löcher in das n -Gebiet. Die Elektronen und Löcher rekombinieren nach kurzer Zeit. Da die Atome fest in die Gitterstruktur des Trägermaterials eingebaut sind, können diese nicht wie die Elektronen und Löcher diffundieren. Die nicht mehr ausgeglichenen Ladungen der Dotieratome erzeugen ein elektrisches Feld, das einen Driftstrom in der Raumladungszone erzeugt. Dieser steht dem Diffusionsstrom entgegen. Legt man am Halbleiter eine Spannung U an, so ergibt sich eine effektive Spannung am pn-Übergang von

$$U_j = U_D - U \quad (1.1)$$

wobei U_D die Diffusionsspannung ist. Legt man U als positive Spannung an, so wird U_j verringert und der Diffusionsstrom überwiegt gegenüber dem Driftstrom. Durch die vielen frei gewordenen Majoritätsladungsträger kann ein großer Strom fließen. Die Strom-Spannungs Kennlinie ergibt sich nach [5] und der Kennlinie nach *Shockley*¹ zu

$$I = I_s \left(\exp \left(\frac{eU}{kT} \right) - 1 \right), \quad (1.2)$$

wobei I_s den Sperrstrom oder auch Dunkelstrom bezeichnet.

1.4.2. Der beleuchtete Fall

Dringen Photonen in den Halbleiter ein, können Elektronen-Loch Paare erzeugt werden. Das Photon muss dazu mindestens eine Energie $E = hf$ haben, die größer ist

¹Die Kennlinie nach Shockley beschreibt das Großsignalverhalten einer Diode $I = I_s \left(\exp \left(\frac{U_F}{nU_T} \right) - 1 \right)$.

als die Bandlücke. Werden Photoelektronen im feldfreien p -Gebiet erzeugt, so können diese durch Diffusion in die Raumladungszone gelangen, wobei das Elektron und das Loch voneinander getrennt werden. Es kommt zu einer energetischen Absenkung des n -Gebietes und zu einer Anhebung des p -Gebietes, das elektrische Feld in der Raumladungszone wird geschwächt, siehe Abbildung 1.3. Die Anhebung im n -Gebiet kann an den Anschlüssen des Halbleiters als Leerlaufspannung U_{LL} gemessen werden. Durch einen Photonenfluss \dot{N}_{ph} wird ein Photostrom von

$$I_{ph} = \dot{N}_{ph} e \eta(\lambda) \quad (1.3)$$

hervorgerufen. Mit $\eta(\lambda)$ wird die Quantenausbeute angegeben, da nicht von jedem Photon ein Elektron-Loch Paar erzeugt wird bzw. diese rekombinieren, bevor sie in der Raumladungszone getrennt werden. Es gilt

$$\eta(\lambda) < 1. \quad (1.4)$$

Der Photostrom wird vom Diodenstrom aus Gleichung (1.2) subtrahiert. Es ergibt sich der Gesamtstrom durch die Solarzelle zu

$$I = I_s \left(\exp \left(\frac{eU}{kT} \right) - 1 \right) - I_{ph}, \quad (1.5)$$

wobei zu beachten ist, dass I_s von der Temperatur abhängt.

Die Gleichung (1.5), ausgewertet für zwei verschiedene Beleuchtungsstärken, ist in Abbildung 1.4 dargestellt. Der für die Energieerzeugung für PV-Systeme interessante IV-Quadrant wird üblicherweise hochgeklappt dargestellt, es werden die Spannung- und Stromrichtungen gemäß dem Erzeugerbezugssystem (EBS) dargestellt.

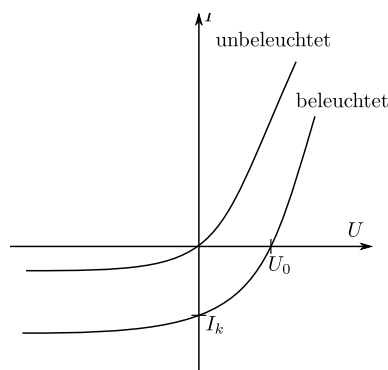


Abbildung 1.4.: Kennlinienfeld der Fotodiode

1.4.3. Füllfaktor

Nach [6] stellt der Füllfaktor ein Gütekriterium für PV-Zellen dar. Er ist definiert als

$$F = \frac{U_{mpp} I_{mpp}}{U_0 I_k}, \quad (1.6)$$

wobei die Initialen mpp den Betriebspunkt der maximalen Leistung (MPP-Punkt), U_0 die Leerlaufspannung und I_k den Kurzschlussstrom darstellen. Abbildung 1.5 zeigt die grafische Veranschaulichung des Füllfaktors. Er gibt das Verhältnis der Fläche des Rechtecks, aufgespannt durch den MPP-Punkt, und der Fläche des Rechtecks, aufgespannt durch die Leerlaufspannung und den Kurzschlussstrom, an. Eine ideale PV-Zelle hat einen

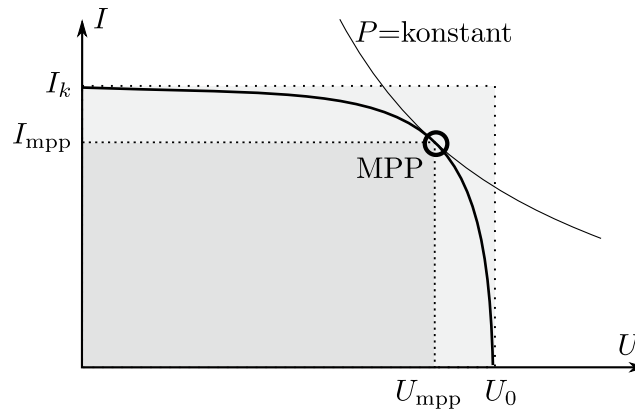


Abbildung 1.5.: Füllfaktor dargestellt in der UI -Kennlinie

Füllfaktor von $F = 1$, sie wäre also eine ideale Stromquelle.

1.5. Aufbau von Solarmodulen

Ein Solarmodul besteht aus mehreren Solarzellen. Die einzelnen Zellen sind in Serie (meist zwischen 36 bis 72 Zellen) geschaltet, um eine höhere Spannung zu erzielen, siehe Abbildung 1.6. Zum Schutz der einzelnen Zellen sind, wie später noch genauer erklärt werden wird, Bypassdioden notwendig. Typischerweise sind jeweils 12 Zellen mit einer eigenen Bypassdiode überbrückt. Sind einzelne Zellen in dem Modul verschattet, so werden die Bypassdioden leitend und schützen die abgeschatteten Zellen vor thermischer Zerstörung. Üblicherweise wird zusätzlich außen am Modul noch eine Bypassdiode angebracht, um einzelne verschattete Module überbrücken zu können. Zur Steigerung des Ausgangsstroms können im Modul mehrere Strings aus Zellen noch parallel geschaltet werden.

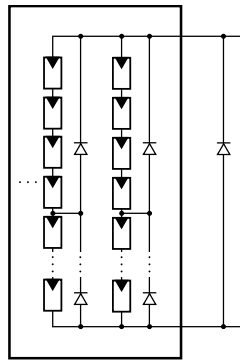


Abbildung 1.6.: Schematische Darstellung eines Photovoltaik-Modules aus einzelnen PV-Zellen

Kapitel 2.

Verschattungsprobleme in Photovoltaikanlagen

Die Verschattung einzelner Teile einer PV-Anlage können den Rest empfindlich stören und es können dadurch beträchtliche Verluste auftreten. In [7] wird auf die negative Auswirkung durch Mismatch bei PV-Modulen hingewiesen und dessen große Bedeutung bei der Serienschaltung von PV-Modulen hervorgehoben. In diesem Kapitel soll nun die Auswirkung der Abschattung einzelner Module einer Anlage untersucht werden. Dadurch, dass die Module bei einem String-Wechselrichter in Serie geschaltet sind, können diese nicht in ihrem eigenen optimalen Betriebspunkt betrieben werden. Die maximal mögliche Ausgangsleistung P_{max} wird als Summe der maximalen Leistungen der einzelnen Module¹ berechnet

$$P_{max} = \sum_{i=1}^n P_{max,i} \quad (2.1)$$

$$P_{max,i} = f(\lambda_S, T) \quad (2.2)$$

wobei n die Anzahl der Module in Serienschaltung, λ_S die verhältnismäßige Lichtintensität und T die Modultemperatur angibt, es gilt $0 \leq \lambda_S \leq 1$. Die Verschattung kann daher mit $1 - \lambda$ angegeben werden.

2.1. Abschattung von einzelnen Zellen

Der Einfluss von Abschattungsverlusten bei Serien- und Parallelschaltung von Photovoltaikzellen ist in [8] bereits gründlich untersucht worden. Es wird darin gezeigt, dass die Auswirkungen einer inhomogenen Abschattung von einzelnen Zellen denen der homogenen Abschattung entsprechen. Als Bestrahlungsstärke der homogenen Abschattung wird der Mittelwert der inhomogenen Abschattung verwendet, es wird also die inhomogene Abschattung gleichmäßig über die gesamte Zelle verteilt. Die Simulation mit dem Mittelwert ist natürlich wesentlich einfacher durchzuführen, weshalb der Autor diese Variante verwendet.

¹Jedes Modul wird rechnerisch in seinem optimalen Betriebspunkt betrieben ohne, dass es Auswirkungen auf andere Module hat.

Aus diesen Ergebnissen wird für die weitere Untersuchung eine diffuse Abschattung von Modulen verwendet, dies entspricht einer Mittelwertbildung der Bestrahlungsstärke. Da in dieser Arbeit nicht die exakte Berechnung von Abschattungsverlusten im Vordergrund steht, ist diese Annahme, auch auf Modulebene, zulässig. Diffuse Abschattung tritt in realen Systemen etwa durch Schattenwurf von Laubbäumen im Sommer oder durch Verschmutzungen und Ablagerungen auf den Photovoltaikzellen auf.

2.2. Abschattung von Modulen

Ausgangspunkt für die Betrachtung der Auswirkungen von Verschattung auf Modulebene sind unterschiedliche PV-Anlagen, die in Serie geschaltet sind und von einem MPP-Tracker geführt werden. Es sollen die Verluste durch den Einfluss verschatteter Module im String simuliert werden. Weitere Verluste die in einer realen Anlage auftreten, wie zum Beispiel der Wirkungsgrad des Wechselrichters, Verluste durch lokale Maxima usw. werden nicht berücksichtigt. Alle Module sind mit einer Bypass Diode ausgerüstet.

In den folgenden Kapiteln werden verschiedene Anlagen mit unterschiedlichen Abschattungen simuliert. Es wird dabei erarbeitet, inwieweit die Teilabschattung eines Strings die Gesamtleistung mindern kann. Berechnet wird dabei jeweils das Verhältnis $\frac{P}{P_{max}}$. Dieses gibt die produzierte Leistung im Verhältnis zur maximal möglichen Leistung, vergleiche Gleichung (2.2), mit der aktuellen Verschattung an. Wie bereits erläutert, wird die Abschattung stets als diffuse Verschattung von ganzen Modulen simuliert. Die Simulation wird mit *Matlab/Simulink* durchgeführt, eine genaue Beschreibung findet sich in Kapitel 6.

2.2.1. Simulation einer PV-Anlage mit steigender Anzahl an verschatteten Modulen

Ausgangspunkt für die Betrachtung der Auswirkungen von einzelnen verschatteten Modulen ist eine PV-Anlage mit 13 Modulen, welche in einem String mit einem gemeinsamen MPP-Tracker betrieben werden. Simuliert wird die diffuse Verschattung einer zunehmenden Anzahl an Modulen.

Das Ergebnis ist in Abbildung 2.2 dargestellt. Für $n = 0$ und $n = 13$ werden alle Module unter der selben Beleuchtungssituation betrieben und daher zwingen sich die Module gegenseitig keinen suboptimalen Betriebspunkt auf.

Auf der linken Seite der Grafik (für $\lambda_S = 0.8$ bei $n = 1$, für $\lambda_S = 0.6$ bei $1 \leq n \leq 3$ und für $\lambda_S = 0.4$ bei $1 \leq n \leq 7$) überwiegen betriebsmässig die unverschatteten Module und bringen die verschatteten Module in den negativen Spannungsbereich, weshalb deren Bypassdioden zu leiten beginnen und die Module kurzschließt. Die unverschatteten Module können ungestört in ihrem optimalen Betriebspunkt betrieben werden. Die verschatteten Module liefern allerdings keinen Beitrag zur Gesamtleistung, die Bypassdioden wirken

aufgrund ihrer Durchlassspannung sogar als Verbraucher. Mit zunehmender Anzahl an, durch die Bypassdiode überbrückten Modulen, steigt die nicht genutzte Leistung und die Performance sinkt.

Steigt die Anzahl an verschatteten Modulen (und sinkt dadurch die Anzahl an unverschatteten Modulen) reicht die Leitung der unverschatteten Module nicht mehr aus um die verschatteten so stark zu übersteuern, dass die Bypassdiode leitet. Es stellt sich ein Betriebspunkt ein, bei dem alle Module einen Teil zur Gesamtleitung beitragen, allerdings befindet sich dabei kein Modul mehr in seinem optimalen Betriebspunkt.

Steigt die Anzahl der verschatteten Module weiter, bis alle Module verschattet sind, so haben alle denselben Betriebspunkt und es kann aus dem String wieder die maximale Leistung entnommen werden ($\frac{P}{P_{max}} = 1$).

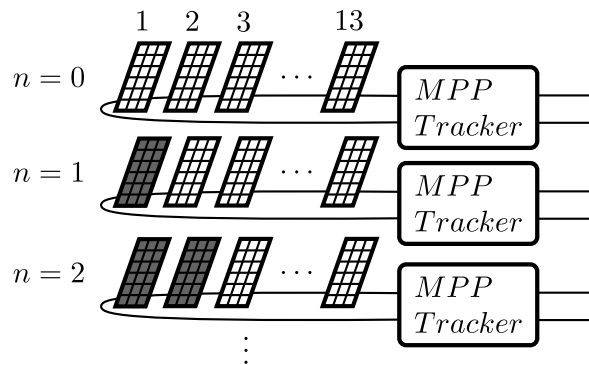


Abbildung 2.1.: Simulierte Anlage mit zunehmender Anzahl an diffus verschatteten Modulen

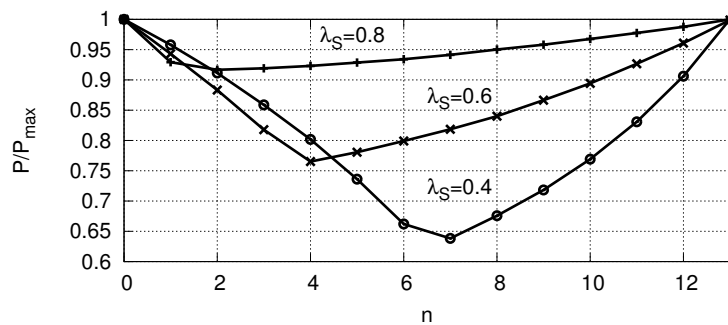


Abbildung 2.2.: Verhältnis Ausgangsleistung P/P_{max} mit n verschatteten und $13 - n$ unverschatteten Modulen im String

2.2.2. Simulation einer PV-Anlage mit einem verschatteten Modul im String

Für die Betrachtung wird die Anlage nach Abbildung 2.1 für $n = 1$ herangezogen. Die Anlage besteht also aus einem verschatteten Modul und einer konstanten Anzahl an unverschatteten Modulen, wobei λ_S verändert wird, siehe Abbildung 2.3. Die Simulation

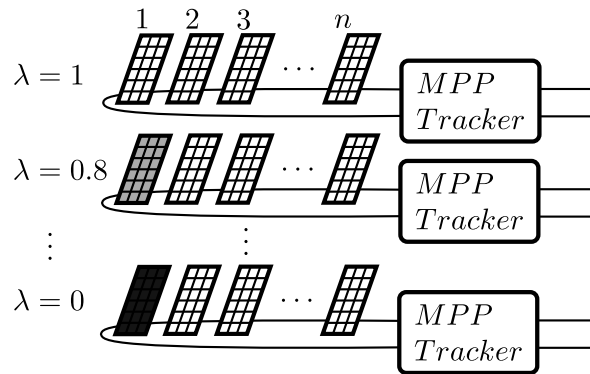


Abbildung 2.3.: Simulierte Anlage mit einem diffus verschatteten Modul

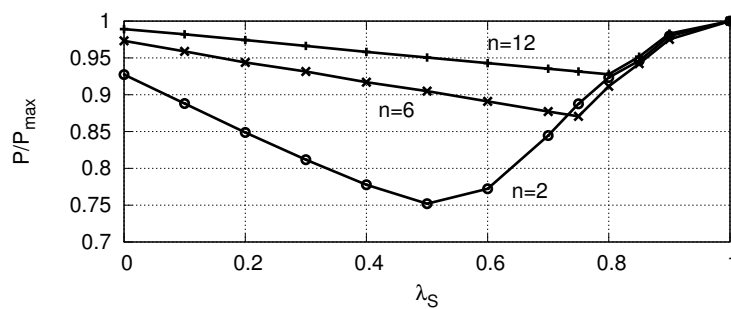


Abbildung 2.4.: Verhältnis P/P_{max} mit variabler Sonneneinstrahlung auf einem Modul und n unverschatteten Modulen im String

wird für $n = 12$, $n = 6$ und $n = 2$ durchgeführt. Durch die Simulation soll gezeigt werden wie groß die Auswirkungen bei unterschiedlichen Abschattungen an einem Modul für die Gesamtanlage sein können. Da $(1 - \lambda)$ die diffuse Abschattung angibt, sei an dieser Stelle nochmals angemerkt, dass bei ungleichmäßiger Abschattung (etwa nur vereinzelte Zellen in dem gesamten Modul) das Modul nahezu keine Leistung mehr erzeugt. In der Simulation ist dies bei $\lambda \sim 0$ der Fall. In der Realität kann der Schattenwurf durch zum Beispiel einer Antennenstange bereits eine komplette Abschattung eines Moduls hervorrufen.

Die Ergebnisse der Simulation sind in Abbildung 2.4 dargestellt. Auf der linken Seite

ist wiederum der Einfluss der Bypassdioden zu sehen. Der lineare Abfall im Gesamtwirkungsgrad wird dadurch hervorgerufen, dass PV-Module überbrückt sind, welche eine immer größer werdende Leistung erzeugen könnten. Für $n = 2$ leitet die Diode bis $\lambda = 0.4$, für $n = 6$ bis $\lambda = 0.75$ und für $n = 12$ bis $\lambda = 0.8$. Eine größere Anzahl an unverschatteten Modulen hat somit ein größeres Potential um das verschattete Modul in seinen negativen Spannungsbereich zu treiben und somit die Bypassdiode zum Leiten zu bringen. In längeren Strings ($n = 12$) wird schon bei einer geringen Abschattung von $\lambda = 0.8$ das Modul überbrückt. Dies führt zwar nur zu einem kleinen Abfall im Verhältnis zur Gesamtleistung von $\frac{P}{P_{max}} \sim 0.93$, allerdings muss man bedenken, dass somit ein Modul keinerlei Leistung mehr liefert.

2.2.3. Simulation verschiedener Anlagengrößen und einem verschatteten Modul

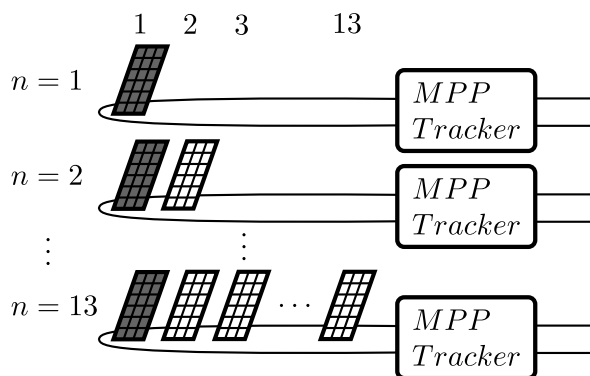


Abbildung 2.5.: Simulierte Anlage mit einem diffus verschatteten Modul mit unterschiedlichen λ_S und $n - 1$ unverschatteten Modulen

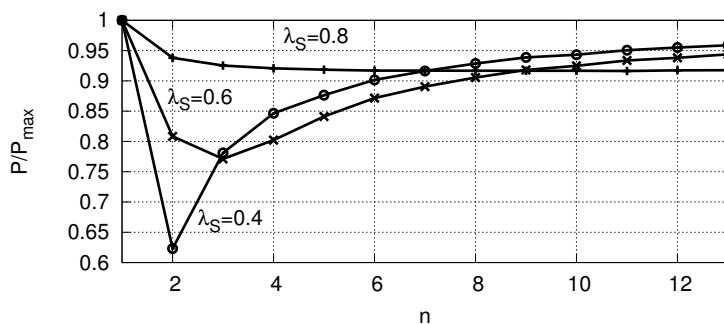


Abbildung 2.6.: Verhältnis Ausgangsleistung P/P_{max} mit einem verschatteten und $n - 1$ unverschatteten Modulen in Serienschaltung mit String-Wechselrichter

Als letzte Simulation der Verschattungsverluste werden unterschiedliche Anlagengrößen

mit jeweils einem einzigen verschatteten Modul untersucht, siehe Abbildung 2.5. Es werden dabei drei verschiedene Sonneneinstrahlungen verwendet. In Abbildung 2.6 sind die Ergebnisse dargestellt. Für $\lambda_S = 0.8$ beginnt die Bypassdiode erst für $n \geq 11$ zu leiten, für $\lambda_S = 0.6$ bei $n \geq 3$ und für $\lambda_S = 0.4$ ebenfalls bei $n \geq 3$. Es ist zu beachten, dass vor allem bei mittelgroßen PV-Anlagen mit einer Stringlänge von $4 \leq n \leq 7$ große Verluste $\frac{P}{P_{max}} \sim 0.8$ auftreten können.

Kapitel 3.

Maximum Power Point Tracking

Unter dem Begriff Maximum Power Point Tracking versteht man das Folgen eines Punktes maximaler Leistung (MPP) in der UI-Kennlinie, mit dem Ziel die höchstmögliche Leistung mit einem PV-Generator¹ zu erreichen. Dieser Punkt hängt von mehreren Faktoren ab:

- Einstrahlung
Sie wird maßgeblich von der aktuellen Sonnenposition² sowie der Wetterlage und von der Verschattungssituation festgelegt. Wie in Kapitel 2 gezeigt wurde, kann die Verschattung einen sehr großen Einfluss auf die Ausgangsleistung der PV-Anlage haben.
- Zelltemperatur
Sie ergibt sich aus der aktuellen Einstrahlung, der Umgebungstemperatur sowie der Hinterlüftung der Solarmodule.

Der MPP-Tracker ist im Grunde ein DC/DC Wandler [9] der die aktuellen Lastverhältnisse an den elektrischen optimalen Betriebspunkt des PV-Generators anpasst. Die am Eingang des DC/DC Wandlers angelegte Leistung $P_i = U_i I_i$ muss für den idealen Konverter gleich mit seiner Ausgangsleistung $P_o = U_o I_o$ sein. Für einen realen Konverter lässt sich der Wirkungsgrad

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_i} \quad (3.1)$$

definieren mit $0 \leq \eta_c < 1$. Für verschiedene Anwendungsfälle kann der DC/DC Wandler als Abwärts (Buck)-, Aufwärts (Boost)- oder Auf- und Abwärtswandler (Buck-Boost) ausgelegt werden. Die verschiedenen Wandlertypen werden hinsichtlich ihrer Wirkungsgrade in PV-Anlagen in Kapitel 5 untersucht.

Unabhängig vom Wandlertyp muss der MPP-Tracker Algorithmen beinhalten, die ihm ermöglichen den MPP-Punkt des PV-Generators zu ermitteln. Wie bereits beschrieben, hängt die PV-Kennlinie von mehreren Faktoren ab. Sind sowohl die Temperatur, die

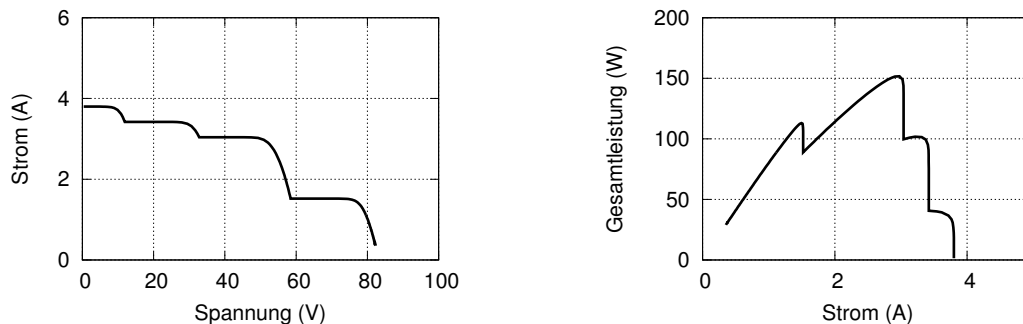
¹Da der Tracker sowohl für Zellen, Module, Strings oder eine gesamte PV-Anlage denkbar ist wird im Folgenden der Begriff PV-Generator als Überbegriff verwendet.

²somit von der geographischen Lage, Datum und Uhrzeit

Einstrahlung und die Modellparameter des PV-Generators bekannt, so kann der MPP-Punkt im Tracker berechnet werden. Im Allgemeinen wird aus Kostengründen allerdings auf eine Temperaturmessung sowie Einstrahlungsmessung verzichtet. Auch wenn die Modellparameter in der Fertigung ermittelt werden könnten, sind diese nicht konstant. Der PV-Generator unterliegt einer Alterung bzw. manche Parameter, wie zum Beispiel die Abschattung, sind nicht vorhersehbar. Aus diesem Grund verwendet ein Großteil der herkömmlichen MPP-Tracker einen iterativen Algorithmus.

3.1. Lokale Maxima in der Leistungs-Kennlinie

In einem PV-String sind mehrere PV-Module in Serie geschaltet, um höhere Spannungen zu erzeugen. Eigentlich würde durch die Serienschaltung nun der Strom durch jenes Modul mit dem geringsten Kurzschlussstrom bestimmt[2]. Durch Produktionstoleranzen, Abschattung oder Schmutz auf einem einzelnen Modul, könnte es passieren, dass der Gesamtstrom beinahe zu null wird, was auch die Gesamtleistung stark minimieren würde. Wird die Spannung an dem PV-Modul unter die Durchbruchspannung gebracht, kann den Strom der abgeschatteten Zelle wieder steigen, allerdings wirkt die Zelle wie ein Verbraucher und nimmt Leistung auf, siehe Abbildung 3.2. Es kann zu einer zu starken Temperaturerhöhung kommen und die Zelle dauerhaft beschädigen [8]. Um dieses Problem zu umgehen, ist es notwendig in Serie geschaltete PV-Module mit einer antiparallelen Diode, der sogenannten Bypassdiode, zu überbrücken. Üblicherweise werden in kommerziellen PV-Modulen typisch jeweils 12 PV-Zellen in Serie geschaltet und mit einer gemeinsamen Bypassdiode geschützt.



(a) UI-Kennlinie bei unterschiedlicher Verschattung der Module

(b) Leistungskennlinie mit lokalen Maxima bei unterschiedlicher Verschattung der Module

Abbildung 3.1.: Kennlinien eines Strings aus 4 PV-Modulen mit unterschiedlicher Beleuchtung

Durch die Serienschaltung von PV-Modulen entsteht in der Leistungskennlinie, bei Abschattung einzelner Module, lokale Maxima, siehe Abbildung 3.1. Diese Maxima sind

für den MPP-Tracker ein Problem, da dieser oft nicht zwischen lokalen und globalen Maxima unterscheiden kann. Wird versehentlich ein lokales Maximum verfolgt, ergeben sich Leistungseinbußen, die natürlich vermieden werden sollen.

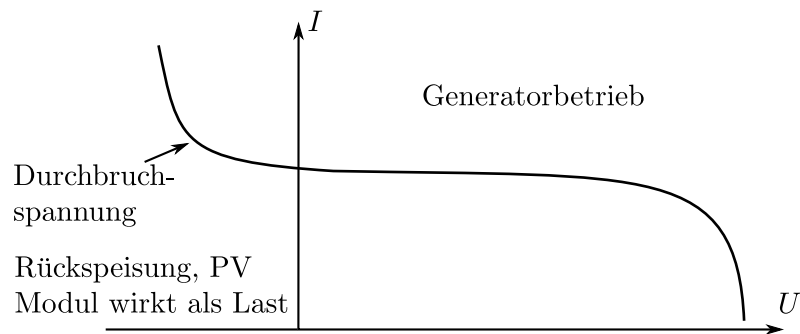


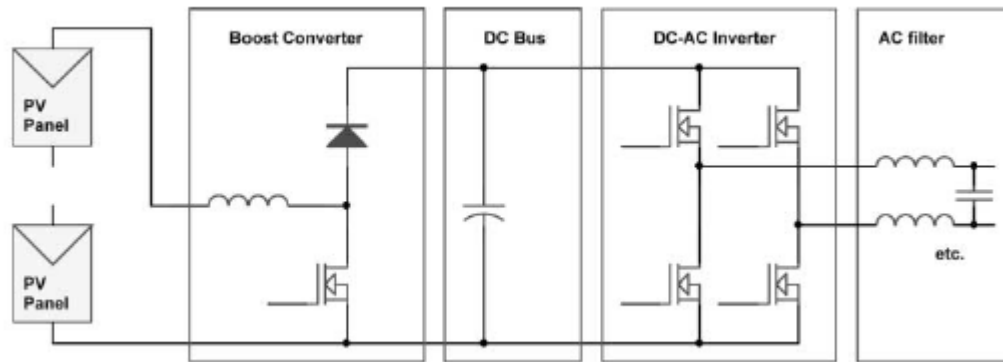
Abbildung 3.2.: Durchbruchspannung des PV-Modules

3.2. Methoden für das MPP-Tracking

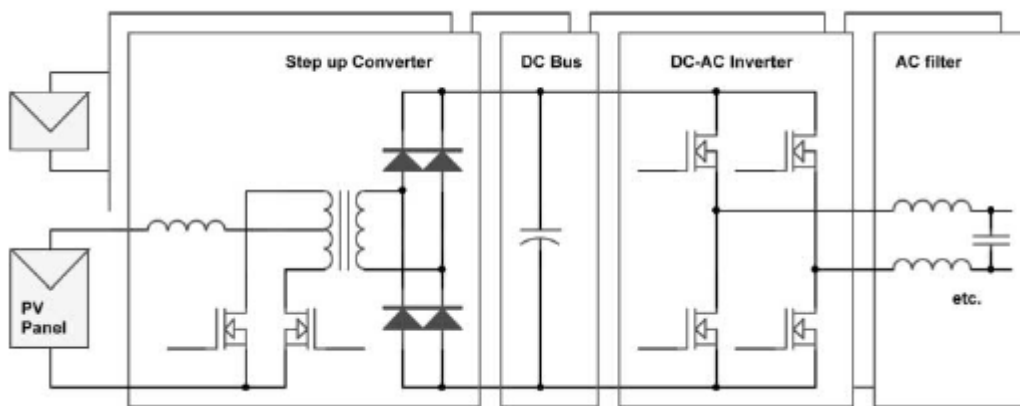
In Abbildung 3.3 sind drei mögliche Varianten des MPP-Trackings aufgezeigt. In Abbildung 3.3(a) sind die PV-Module in Serie zu einem String verschaltet. Der gesamte String wird über einen Konverter am DC-Bus angeschlossen. Der Konverter kann in diesem Fall nur das Optimum des gesamten Strings verfolgen. Durch die Abschattung von einzelnen PV-Modulen können, wie bereits erwähnt, lokale Maxima auftreten die eventuell problematisch zu tracken sind. Diese Anordnung ist heutzutage die am meisten verbreitete Variante. Die maximal mögliche Stringspannung ist der begrenzende Faktor für diese Anordnung. Sollten mehr PV-Module angeschlossen werden, so sind mehrere Strings parallel zu schalten.

In Abbildung 3.3(b) besitzt jedes Modul einen Aufwärtswandler. Alle Module werden parallel an den DC-Bus angeschlossen. Auch wenn in dieser Anordnung Module unterschiedlich beleuchtet werden, ergeben sich aufgrund der Parallelschaltung keine lokalen Maxima. Die DC-Spannung ist gewöhnlich wesentlich höher als die PV-Modulspannung, daher muss der Aufwärtswandler die Spannung sehr stark hochsetzen, was meist einen niedrigen Wirkungsgrad bewirkt.

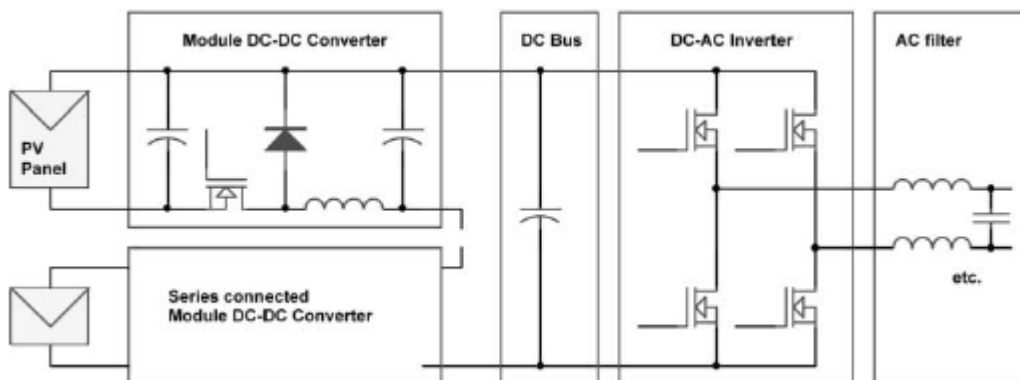
In Abbildung 3.3(c) besitzt jedes PV-Modul einen eigenen Konverter, wobei die Konverter in Serie zu einem String verschaltet werden. Die Modulkonverter besitzen die Aufgabe des MPP-Trackers. Zusätzlich wird ein Regler für die DC-Bus Spannung benötigt. Die Abschattung einzelner PV-Module ist hier weniger problematisch für den MPP-Tracker, da jeweils nur ein Modul überwacht werden muss. Zu beachten ist allerdings, dass alle Modulkonverter durch die Serienschaltung vom selben Strom am Ausgang durchflossen werden und sich daher gegenseitig beeinflussen.



(a) Ein Konverter für einen String



(b) Jedes Modul besitzt einen eigenen Konverter, die Ausgänge der Konverter sind parallel geschaltet



(c) Jedes Modul besitzt einen eigenen Konverter, die Ausgänge der Konverter sind in Serie geschaltet

Abbildung 3.3.: Vergleich der Inverter Topologien mit DC-Bus, aus [10]

3.3. MPP Algorithmen

In der Literatur sind eine Vielzahl verschiedener MPP-Algorithmen aufgeführt, in der letzten Zeit steigt die Anzahl an Publikationen rapide [11]. Für jede Methode gibt es jeweils etliche Verbesserungsvorschläge, sodass es schwer ist einen Überblick zu behalten. Im Folgenden sollten die am häufigsten verwendeten Methoden aufgeführt werden.

3.3.1. Hill Climbing / Perturb and Observe

Hill Climbing und die Perturb and Observe (P&O) Methode sind weitverbreitete Methoden [11], wobei sich beide sehr ähnlich sind. Es wird in jedem Abtastschritt des Trackers die aktuelle Leistung mit der Leistung des vorangegangenen Abtastschrittes verglichen. Eine Leistungsänderung wird vom Tracker ständig durch Verändern des Tastverhältnisses des Konverters (Hill Climbing) oder durch Verändern der PV-Spannung (P&O) erreicht. Wie in Abbildung 3.4 ersichtlich, wird bei einer Leistungszunahme die aktuelle Richtung beibehalten und versucht diese mit dem nächsten Abtastschritt weiter zu erhöhen. Ist die aktuelle Leistung allerdings kleiner als die im letzten Abtastschritt, so wird die Suchrichtung umgeschaltet. Hat der Tracker ein Maximum gefunden so be-

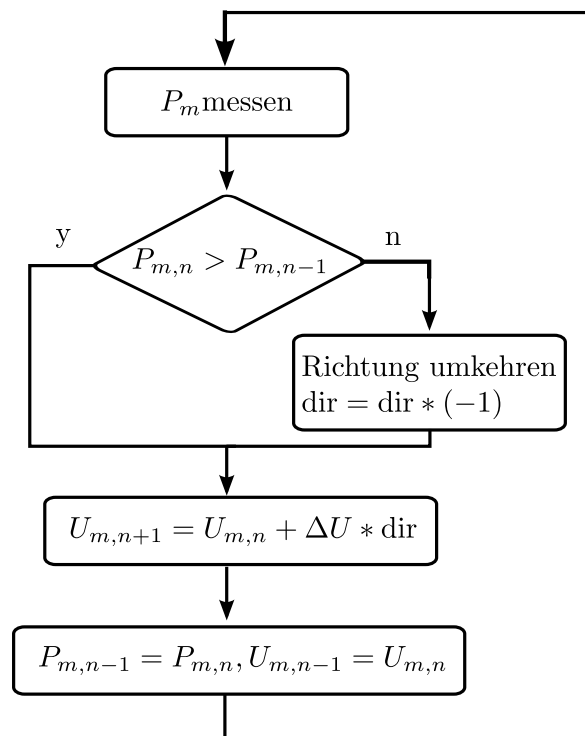


Abbildung 3.4.: P&O Ablaufdiagramm

ginnt er um den MPP zu oszillieren, er erreicht daher diesen Punkt nie genau. Das ist

auch ein Nachteil dieses sehr einfachen Verfahrens. Um den Leistungsverlust gering zu halten, gibt es Verbesserungen dieser Methode, indem die Schrittweite im MPP reduziert wird [12]. Weiters kann der Algorithmus durch dynamische Veränderungen in der Sonneneinstrahlung getäuscht werden. Es ist nicht möglich bei einer Leistungszunahme (Abnahme) zu unterscheiden ob diese durch die Änderung des Tastverhältnisses oder durch eine Veränderung der Sonneneinstrahlung hervorgerufen werden. Um auch auf schnelle Änderungen der Einstrahlung reagieren zu können sind schnelle Abtastzeiten notwendig.

3.3.2. Incremental Conductance

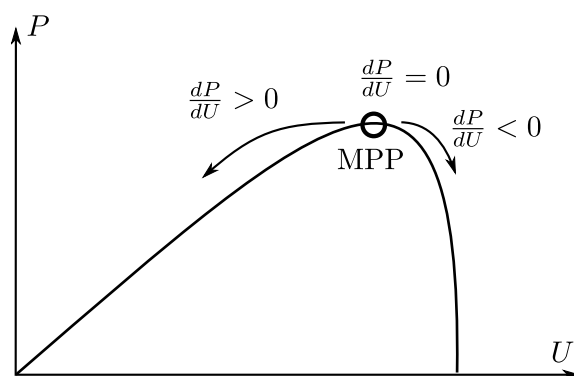


Abbildung 3.5.: Leistungsverlauf am IncCond Tracker bei stationärer Einstrahlung

Der Incremental Conductance (IncCond) Algorithmus [13] basiert auf der Tatsache, dass die Ableitung der U-P Leistungskurve im MPP Null ist. $\frac{dP}{dU} = 0$. Weiters ist die Ableitung links vom MPP positiv und rechts davon negativ, siehe Abbildung 3.5. Im MPP gilt somit

$$\frac{dP}{dU} = \frac{d(IU)}{dU} = I + U \frac{dI}{dU} = 0. \quad (3.2)$$

Durch Messen von dP und dU bzw. dI und dU ist es möglich zu erkennen, wann der MPP gefunden wurde. Formt man Gleichung (3.2) um, so erhält man

$$-\frac{I}{U} = \frac{dI}{dU}. \quad (3.3)$$

Nur wenn Gleichung (3.3) erfüllt ist, befindet man sich im MPP, andernfalls ist über

$$\frac{dI}{dU} > -\frac{I}{U}, \frac{dP}{dU} > 0 \quad (3.4)$$

$$\frac{dI}{dU} < -\frac{I}{U}, \frac{dP}{dU} < 0 \quad (3.5)$$

die Suchrichtung für den MPP gegeben. In Abbildung 3.6 ist das Ablaufdiagramm des

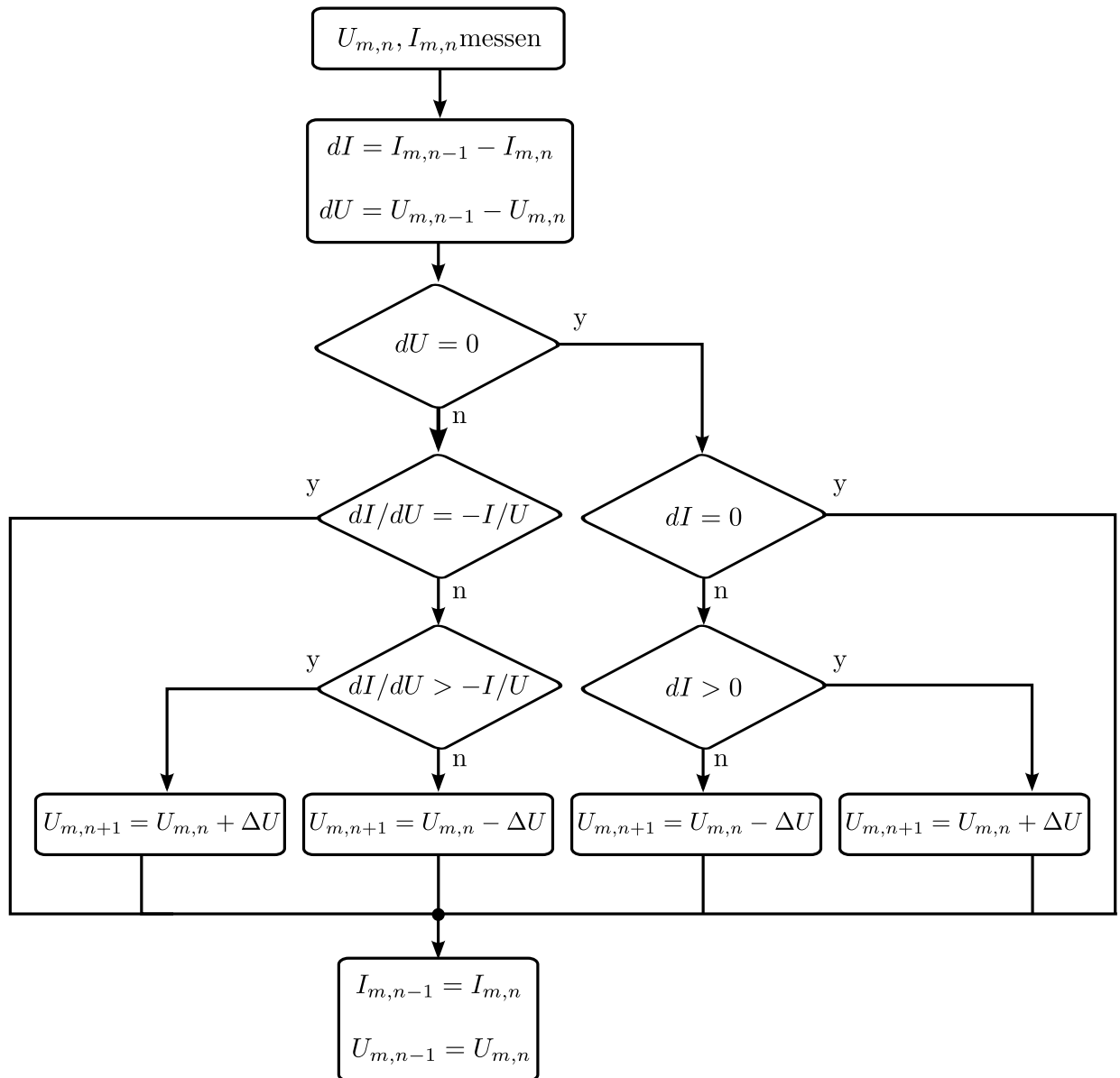


Abbildung 3.6.: Incremental Conductance Ablaufdiagramm

Incremental Conductance Algorithmus gegeben.

Bei der Implementierung in Matlab würden sich in Gleichung (3.2) numerische Probleme ergeben, da die Bedingung nur selten exakt erfüllt wird. Es ist ein kleines Intervall anzugeben, in dem die Bedingung erfüllt ist. Es ergibt sich damit

$$\text{abs}\left(\frac{dI}{dU} + \frac{I}{U}\right) < \varepsilon, \quad (3.6)$$

weilers muss das Differenzial durch eine Näherung

$$\frac{dI}{dU} \approx \frac{\Delta I}{\Delta U} \quad (3.7)$$

ausgedrückt werden.

Kapitel 4.

Stabilität des Gesamtsystems

In diesem Kapitel soll die Stabilität des Gesamtsystems untersucht werden. Es wird dazu eine Anlage aus 2 PV-Modulen mit jeweils einem eigenen MPP-Tracker verwendet. Das System speist eine DC-Schiene mit konstanter Spannung U . Der MPP-Tracker sorgt dafür, dass das PV-Modul immer seine maximale Leistung abgibt, deshalb kann das System aus PV-Modul und MPP-Tracker auch als eine Leistungsquelle angesehen werden. Unabhängig von den elektrischen Bedingungen am Ausgang der Quelle versucht diese immer eine konstante Leistung zur Verfügung zu stellen. Der Betriebspunkt wird dabei über die DC-Bus Spannung vorgegeben. In Abbildung 4.1 ist die Ersatzschaltung für 2 PV-Module dargestellt, die Kondensatoren entsprechen dabei den Ausgangskondensatoren der Konverter.

Es soll nun der Einfluss von Leistungsänderungen an den PV-Modulen betrachtet und ausgewertet werden. In der Ersatzschaltung entspricht das einer Leistungsänderung einer Quelle.

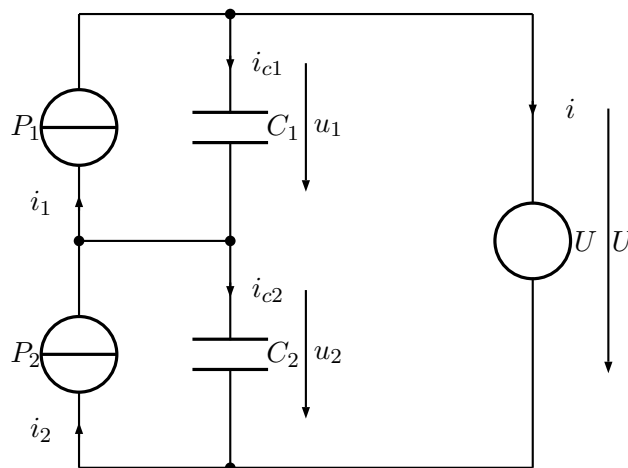


Abbildung 4.1.: Ersatzschaltbild des modulintegrierten Inverters für die Stabilitätsuntersuchung

Aufstellen der Energieerhaltung ergibt

$$Ui - P_1 - P_2 + \frac{dE_{c1}}{dt} + \frac{dE_{c2}}{dt} = 0 \quad (4.1)$$

$$E_{c1} = C \frac{u_1^2}{2}, \quad \frac{dE_{c1}}{dt} = \frac{C}{2} 2u_1 \frac{du_1}{dt} = Cu_1 \frac{du_1}{dt} \quad (4.2)$$

$$Ui - P_1 - P_2 + Cu_1 \frac{du_1}{dt} + Cu_2 \frac{du_2}{dt} = 0 \quad (4.3)$$

$$u_2 = U - u_1 \quad \frac{du_2}{dt} = \frac{d}{dt}(U - u_1) = -\frac{du_1}{dt} \quad (4.4)$$

$$Ui - P_1 - P_2 + Cu_1 \frac{du_1}{dt} - (U - u_1)C \frac{du_1}{dt} = 0 \quad (4.5)$$

$$i = i_1 - i_{c1} = \frac{P_1}{u_1} - C \frac{du_1}{dt} \quad (4.6)$$

$$2C \frac{du_1}{dt} (u_1 - U) + \frac{UP_1}{u_1} - P_1 - P_2 = 0 \quad (4.7)$$

eine nichtlineare Differentialgleichung erster Ordnung. Die Lösung, berechnet mit *Maple*, zu Gleichung (4.7) lautet

$$u_1(t) = t - \frac{C(u_1(t))^2}{P_1 + P_2} + 2 \frac{ucP_2 u_1(t)}{(P_1 + P_2)^2} + 2 \frac{CU^2 P_1 P_2 \ln(-UP_1 + P_1 u_1(t) + P_2 u_1(t))}{(P_1 + P_2)^3}, \quad (4.8)$$

wobei zu beachten ist, dass Gleichung (4.8) selbst eine implizite Gleichung für $u_1(t)$ ist. Für die analytische Untersuchung der Stabilität des Systems kann sie also nicht verwendet werden.

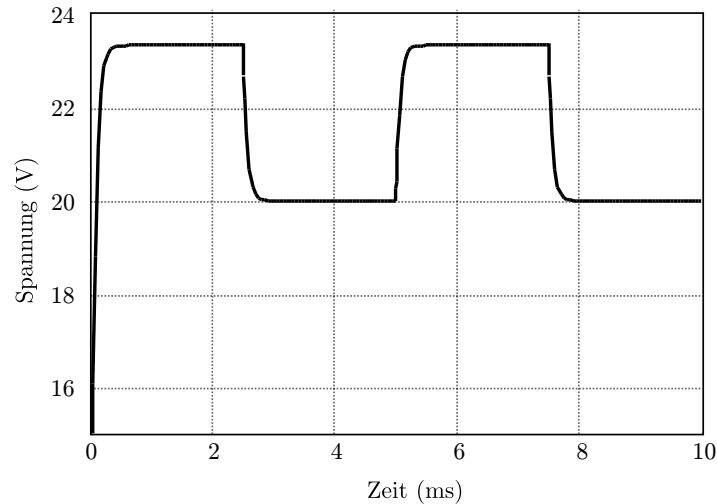


Abbildung 4.2.: Spannungsverlauf am Kondensator C_1

U	$40V$
P_1	$60W$
P_2	$60W$
C	$10\mu F$

Tabelle 4.1.: Parameter für die Stabilitätsuntersuchung

In Abbildung 4.2 ist der Spannungsverlauf u_1 , für eine sprunghafte Änderung der Leistung P_1 , dargestellt. Der Kurvenverlauf legt die Annahme einer $1 - e^{-\frac{t}{\tau}}$ -Funktion nahe, auch wenn Gleichung (4.8) ein anderes Ergebnis liefert. In Kapitel 4.2 soll gezeigt werden dass durch die Linearisierung von Gleichung (4.8) eine derartige Funktion erzeugt werden kann.

4.1. Stabilität des linearisierten Systems

Für eine erste Auskunft der Stabilität des System wird dieses, wie in [14] beschrieben, linearisiert. Zuerst werden die Ruhelagen des autonomen, zeitinvarianten Systems $\frac{du_1(t)}{dt} = f(x)$ gesucht, es muss gelten $0 = f(x)$. Angewandt auf Gleichung (4.7) ergibt dies

$$u_1(t) = \frac{UP_1}{P_1 + P_2}. \quad (4.9)$$

Das System wird nach den Zustandsgrößen abgeleitet und die Nullstellen eingesetzt

$$\begin{aligned} \frac{du_1(t)}{dt} = & 1/2 (-P_1 - P_2) (P_1 + P_2) u^{-1} C^{-1} P_1^{-1} \left(-\frac{uP_1}{P_1 + P_2} + u \right)^{-1} - \\ & - 1/2 \left(uP_1 - \frac{P_1^2 u}{P_1 + P_2} - \frac{P_2 u P_1}{P_1 + P_2} \right) (P_1 + P_2)^2 C^{-1} u^{-2} P_1^{-2} \left(-\frac{uP_1}{P_1 + P_2} + u \right)^{-1} + \\ & + 1/2 \left(uP_1 - \frac{P_1^2 u}{P_1 + P_2} - \frac{P_2 u P_1}{P_1 + P_2} \right) (P_1 + P_2) u^{-1} C^{-1} P_1^{-1} \left(-\frac{uP_1}{P_1 + P_2} + u \right)^{-2}. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Werden die Werte wie in Tabelle 4.1 angegeben eingesetzt, so ergibt sich als Eigenwert des Systems

$$\lambda_1 = -15000. \quad (4.11)$$

Da λ_1 negativ ist, ist das System um die Ruhelage lokal stabil. Über die globale Stabilität kann mit dem linearisierten System keine Aussage gemacht werden. Eine Möglichkeit zur Bestimmung der globalen Stabilität des nichtlinearen Systems von Gleichung (4.7) wäre zum Beispiel über die Methode von Lyapunov [15] möglich.

4.2. Ersatzschaltung berechnen

Die Differenzialgleichung (4.7) kann durch Linearisieren in eine RC-Ersatzschaltung, siehe Abbildung 4.3, umgewandelt werden. Ausgangspunkt ist

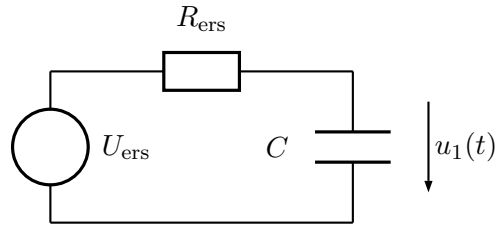


Abbildung 4.3.: RC-Ersatzschaltung

$$\frac{d}{dt}u_1(t) = 1/2 \frac{UP_1 - P_1u_1(t) - P_2u_1(t)}{cu_1(t)(-u_1(t) + U)} \quad (4.12)$$

welches mithilfe der Taylorreihenentwicklung um den stationären Punkt von Gleichung (4.9) durchgeführt wird, wobei nach den linearen Termen abgebrochen wird. Die Taylorreihenentwicklung lautet

$$\frac{d}{dt}u_1(t) = -1/2 \frac{(P_1 + P_2)^3}{CU^2P_1P_2} \left(u_1 - \frac{UP_1}{P_1 + P_2} \right) + O \left(\left(u_1 - \frac{UP_1}{P_1 + P_2} \right)^2 \right), \quad (4.13)$$

wobei $O(\dots)$ den Restterm darstellt. Für die Berechnung einer Zeitkonstanten des linearisierten Systems vergleicht man die linearen Terme mit der Differenzialgleichung der RC-Ersatzschaltung.

$$\frac{d}{dt}u_1 = \frac{U_{ers}}{\tau_{ers}} - \frac{u_1}{\tau_{ers}} \quad (4.14)$$

Nach kurzer Rechnung erhält man

$$\tau_{ers} = 2 \frac{CU^2P_1P_2}{(P_1 + P_2)^3} \quad (4.15)$$

$$U_{ers} = \frac{UP_1}{P_1 + P_2} \quad (4.16)$$

und somit

$$R_{ers} = 2 \frac{U^2P_1P_2}{(P_1 + P_2)^3}. \quad (4.17)$$

Setzt man in Gleichung (4.15) bis Gleichung (4.17) die Parameter aus Tabelle 4.1 ein erhält man

$$R_{ers} = 2 \frac{40^2 * 60 * 60}{(60 + 60)^3} \Omega = 6.7 \Omega \quad (4.18)$$

$$\tau_{ers} = 6.7 \Omega * 10 \mu F = 67 \mu s. \quad (4.19)$$

Die berechnete Zeitkonstante aus Gleichung (4.19) stimmt mit dem in Abbildung 4.2 dargestellten Signal gut überein.

Betrachtet man Gleichung (4.15) so sieht man, dass es genau Gleichung (4.9), also der Ruhelage, entspricht. Dies lässt sich wiederum mit dem Vergleich zu einer RC-Ersatzschaltung begründen, wobei die Kondensatorspannung $u_c = U$ eine Ruhelage des Systems ist.

Bisher wurde ein System, bestehend aus 2 PV-Modulen mit jeweils einem eigenen Konverter, untersucht. Die Ergebnisse sollten nun für insgesamt n Module erweitert werden, wobei angenommen wird, dass $u_2, u_3, \dots, u_n = u_2$ und $P_2, P_3, \dots, P_n = P_2$ gilt. Dazu wird die Herleitung nach Gleichung (4.7) für $n = 3$ und $n = 4$ wiederholt. Für $n = 3$ ergibt sich

$$\frac{3}{2} C \frac{du_1}{dt} (u_1 - U) + \frac{UP_1}{u_1} - P_1 - 2P_2 = 0 \quad (4.20)$$

und für $n = 4$

$$\frac{4}{3} C \frac{du_1}{dt} (u_1 - U) + \frac{UP_1}{u_1} - P_1 - 3P_2 = 0. \quad (4.21)$$

Durch Vergleichen der Ergebnisse ergibt sich das Bildungsgesetz für ein allgemeines n zu

$$\frac{n}{n-1} C \frac{du_1}{dt} (u_1 - U) + \frac{UP_1}{u_1} - P_1 - (n-1)P_2 = 0 \quad (4.22)$$

und die Ersatzparameter zu

$$U_{ers,n} = \frac{UP_1}{P_1 + (n-1)P_2} \quad (4.23)$$

$$R_{ers,n} = n \frac{U^2 P_1 P_2}{(P_1 + (n-1)P_2)^3} \quad (4.24)$$

$$\tau_{ers,n} = n \frac{CU^2 P_1 P_2}{(P_1 + (n-1)P_2)^3} \quad (4.25)$$

$$C_{ers,n} = C. \quad (4.26)$$

In Abbildung 4.4 ist die Abhängigkeit der Zeitkonstante τ_{ers} von der Modulanzahl n dargestellt. Für die Berechnung wurden wieder die Zahlenwerte aus Tabelle 4.1 verwendet. Mit einer zunehmenden Anzahl an Modulen, wobei immer nur eines schlagartig abgeschattet wird, sinkt die Zeitkonstante und das System regelt sich schneller auf den neuen Gleichgewichtswert ein.

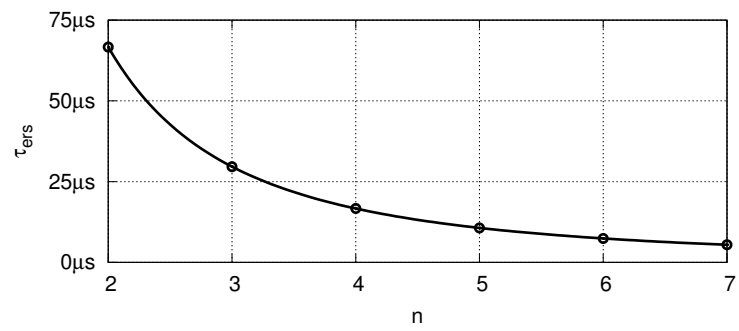


Abbildung 4.4.: Ersatzzeitkonstante τ_{ers} in Abhängigkeit der Modulanzahl n

Kapitel 5.

DC/DC Konverter

Es werden in diesem Kapitel verschiedene Ausführungen des DC/DC Konverters untersucht. Zuerst werden die elektrischen Zusammenhänge der einzelnen Konverter dargestellt, die Kennwerte berechnet (Stromeffektivwerte in den einzelnen Bauteilen und Verlustleistungen) und anschließend ein Vergleich des erzielbaren Wirkungsgrades durchgeführt. Die Herleitung sowie die Modellierung der Verlustleistungen der verschiedenen Bauteile ist aus [10] entnommen, wobei nur die Berechnungen für einen Aufwärtswandler angegeben sind.

5.1. Berechnung der Eingangsspannung aus der PV-Leistung

Für die Berechnung des Wirkungsgrades ist es wichtig zu wissen, dass sich die Eingangsspannung am DC/DC Konverter nur wenig ändert, die Ausgangsspannung aber stärker variiert. Dies kommt daher, dass die MPP-Spannung auch mit veränderter Einstrahlung relativ konstant ist, die Ausgangsspannung aber von der Systemkonfiguration abhängig ist. Für die Berechnung des Wirkungsgrades wurde angenommen, dass die am Eingang zugeführte Leistung jeweils am MPP-Punkt ist. Dies ist gerechtfertigt, da ein Regler das PV-Modul immer in diesen Punkt führt. Es soll im Folgenden der Wirkungsgrad in Abhängigkeit der PV-Leistung für verschiedene DC/DC Konverter untersucht werden.

Für die Berechnung des Eingangsstroms bzw. der Eingangsspannung aus der PV-Leistung wird eine Funktion $f(x) = U(P)$ bzw. $f(x) = I(P)$ benötigt. Da diese nicht exakt aus der PV-Kennlinie, Gleichung (1.5), berechnet werden kann, wird zuerst eine Näherung aus simulierten Messreihen berechnet. Es wurde der MPP-Punkt für verschiedene Einstrahlungen aufgenommen und anschließend über ein Least Mean Square (LMS)-Verfahren eine quadratische Funktion

$$P_i(i) = a(i + c)^2 + b \quad (5.1)$$

angenähert, welche die Eingangsleistung aus dem Eingangsstrom und der PV-Kennlinie im MPP-Punkt darstellt. Mit den vorhandenen Messpunkten aus Tabelle 5.1 ergeben

Einstrahlung	P_{max}	U_{mpp}	I_{mpp}
1	62.066W	17.472V	3.552A
0.8	49.315W	17.252V	2.859A
0.6	36.580W	17.093V	2.140A
0	0W	0V	0A

Tabelle 5.1.: Messpunkte für den MPP

sich die Parameter der quadratischen Ersatzfunktion zu

$$a = 0.281848 \quad (5.2)$$

$$b = -240.421 \quad (5.3)$$

$$c = 29.2060. \quad (5.4)$$

In Abbildung 5.1 ist die Approximation nach Gleichung (5.1) dargestellt.

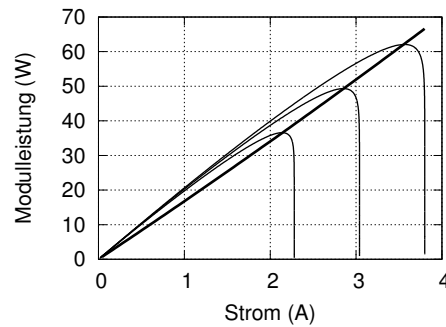


Abbildung 5.1.: Approximation nach Gleichung (5.1) für den MPP

Durch Gleichung (5.1) ist es nun möglich für verschiedene Eingangsleistungen den Eingangsstrom I_i und die Eingangsspannung U_i zu berechnen, es ergibt sich

$$I_i = -\frac{ac - a - \sqrt{aP_i - ab + a}}{a} \quad (5.5)$$

$$U_i = \frac{P_i}{I_i}. \quad (5.6)$$

Durch die quadratische Form von Gleichung (5.1) sind zwei Lösungen vorhanden, wobei die zweite Lösung negative Ströme ergibt und deshalb verworfen wird. Im Folgenden soll nun der Wirkungsgrad von verschiedenen Konvertern berechnet und verglichen werden, wobei der Wirkungsgrad in Abhängigkeit von verschiedenen Eingangsleistungen (und somit nach Gleichung (5.6)) untersucht werden soll. Wie in Tabelle 5.1 zu sehen ist, ändert sich U_{mpp} wenig mit der Sonneneinstrahlung (zumindest für nutzbare Sonneneinstrahlungen) und somit ist auch nur eine kleine Änderung der Eingangsspannung am DC/DC

Konverter zu erwarten. Die Ausgangsspannung wird von außen vorgeben und hängt von der DC-Bus Spannung und der Anzahl der in Serie geschalteter Konverter ab. Sie ist aus diesem Grund nicht bekannt und kann ja nach Anlagenaufbau stärker variieren als die Eingangsspannung. Bei der Berechnung des Wirkungsgrades ist es deshalb sinnvoll, verschiedene Ausgangsspannungen zu untersuchen.

5.2. Anforderung an den Konverter

Am Eingang wird der Konverter an einem PV-Modul, mit einer Leerlaufspannung von ca. 22V angeschlossen. Die Ausgangsspannung hängt vom verwendeten Konverter ab, bei dem Aufwärtswandler muss sie größer sein als die Ausgangsspannung, bei Abwärts-wandler kleiner. Die PV-Anlage sollte so ausgelegt sein, dass diese Bedingung erfüllt ist und der Verstärkungsfaktor nahe bei 1 liegt.

Der Konverter wird am PV-Modul montiert, daher ist dieser für eine hohe Umgebungstemperatur auszulegen. Besonders bei den Kondensatoren ist darauf zu Achten dass diese beständig gegen hohe Temperaturen sind, um eine vorzeitige Alterung zu verhindern.

5.3. Berechnung der Verlustleistung für verschiedene Schaltungstypen

Für den Vergleich der verschiedenen Konverter soll zuerst für jeden Typ die zu erwartende Verlustleistung abgeschätzt werden. Die Gesamtverluste ergeben sich aus den ohmschen Widerständen von Dioden, Mosfets, Kapazitäten sowie der Induktivität. Weiters werden bei den Mosfets die Verluste zum Umladen der Gatekapazitäten berücksichtigt. Zu Beginn werden jeweils die Stromeffektivwerte berechnet und daraus anschließend die ohmschen Verluste.

Für die Berechnung der Verlustleistung in der Diode wird die Flussspannung U_F sowie der differentielle Widerstand $r_D = \frac{\Delta u_D}{\Delta i_D}$ benötigt. Die Diodenkennlinie ist Abbildung 5.2 dargestellt, es können daraus die Simulationsparameter U_F und r_D für den festgelegten Arbeitspunkt (AP) bei $I_D = 1.8A$ entnommen werden. Es ergibt sich

$$U_F = 0.325V, \quad (5.7)$$

$$r_D = \frac{0.28V}{6A} = 46.7m\Omega. \quad (5.8)$$

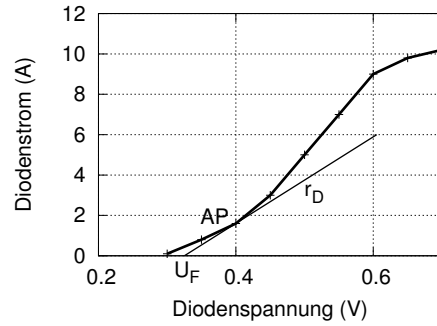


Abbildung 5.2.: Kennlinie der Diode SR509 mit den Modellparametern sowie den Arbeitspunkt (AP), vergleiche dazu Datenblatt [16]

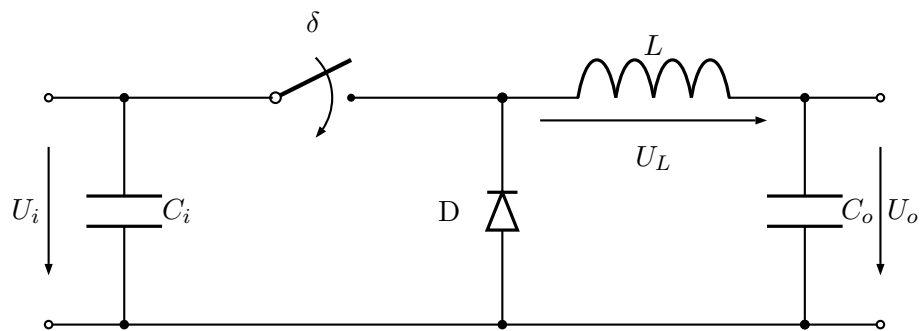


Abbildung 5.3.: Schaltung des Abwärtswandlers

5.3.1. Berechnung des Wirkungsgrades für den Abwärtswandler

In Abbildung 5.3 ist die Schaltung des Abwärtswandlers gezeigt. Die Effektivwerte der Ströme berechnen sich zu

$$\Delta i_L = t_{\text{off}} \frac{U_o}{L} \quad (5.9)$$

$$I_{L,\text{min}} = I_o - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (5.10)$$

$$I_{L,\text{rms}} = \sqrt{I_o^2 + \frac{(\Delta i_L)^2}{2^2 * 3}} = \sqrt{I_o^2 + \frac{(\Delta i_L)^2}{12}} \quad (5.11)$$

$$I_{Q,\text{rms}} = \sqrt{I_{L,\text{rms}}^2 D} \quad (5.12)$$

$$I_{D,\text{rms}} = \sqrt{I_{L,\text{rms}}^2 (1 - D)} \quad (5.13)$$

$$I_{C_o,\text{rms}} = \frac{\Delta i_L}{\sqrt{12}} \quad (5.14)$$

$$I_{C_i,\text{rms}} = \sqrt{I_{Q,\text{rms}}^2 - I_i^2}. \quad (5.15)$$

Daraus lässt sich nun die Verlustleistung berechnen:

$$P_L = I_{L,\text{rms}}^2 * R_L \quad (5.16)$$

$$P_{Q_c} = I_{q,\text{rms}}^2 * R_s \quad (5.17)$$

$$P_{Q_s} = 0.5 U_i I_o t_{\text{sw}} f \quad (5.18)$$

$$P_D = (U_f I_i + I_i^2 r_D) (1 - D) \quad (5.19)$$

$$P_{D_s} = I_{D,\text{rms}}^2 R_s \quad \text{für synchronen Konverter} \quad (5.20)$$

$$P_{C_i} = I_{C_i,\text{rms}}^2 R_{\text{cin}} \quad (5.21)$$

$$P_{C_o} = I_{C_o,\text{rms}}^2 R_{\text{cout}} \quad (5.22)$$

$$(5.23)$$

Damit ergibt sich für den Abwärtswandler nach Abbildung 5.3 die gesamte Verlustleistung zu

$$P_{\text{ges}} = P_L + P_{Q_c} + P_{Q_s} + P_D + P_{C_i} + P_{C_o} + P_{\text{misc}} \quad (5.24)$$

bzw. für den synchronen Abwärtswandler¹

$$P_{\text{ges}} = P_L + P_{Q_c} + 2P_{Q_s} + P_{D_s} + P_{C_i} + P_{C_o} + P_{\text{misc}}. \quad (5.25)$$

Mit P_{misc} werden konstante, bisher nicht berücksichtigte Verluste beschrieben, wie zum Beispiel die Verluste der Steuerelektronik.

¹Die Diode wird dazu durch einen Schalter ersetzt, welcher gegengleich zum ersten Schalter geschaltet wird.

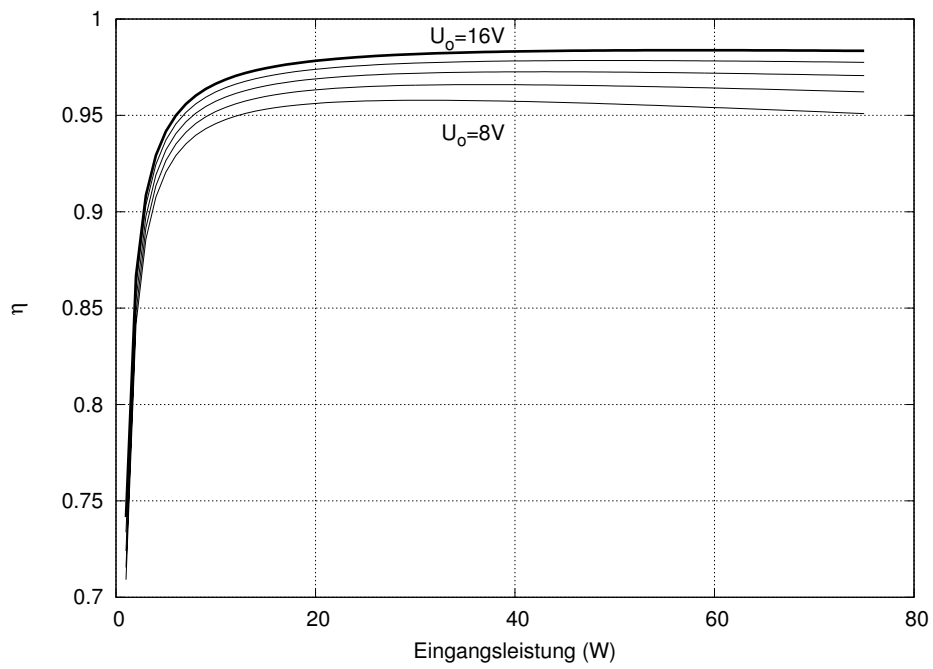


Abbildung 5.4.: Wirkungsgrad des Abwärtswandlers für verschiedene Ausgangsspannungen $U_o = 8V$ bis $U_o = 16V$. Die verwendeten Bauteile für die Simulation sind in Kapitel 5.6 auf Seite 46 zusammengefasst

Abbildung 5.4 zeigt, dass der Wirkungsgrad stark von der Ausgangsspannung abhängt, wobei dies auf den hohen Verlustwiderstand des Ausgangskondensators zurückzuführen ist.

5.3.2. Berechnung des Wirkungsgrades für den BuckBoost-Konverter

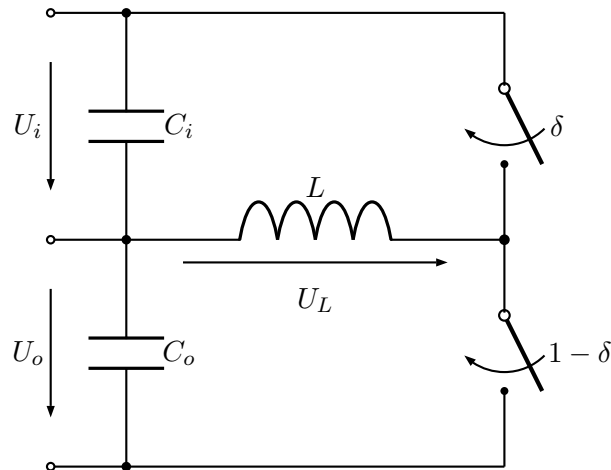


Abbildung 5.5.: Schaltung des BuckBoost-Konverters

Für die Berechnung des Wirkungsgrades wird die Schaltung aus Abbildung 5.5 verwendet. Wie schon in Kapitel 5.3.1 wird auch hier die Verlustleistung über die Effektivwerte der Ströme berechnet. Diese lassen sich anschreiben als

$$\Delta i_L = t_{\text{on}} \frac{U_i}{L} \quad (5.26)$$

$$I_{L,\text{rms}} = \sqrt{\left(\frac{I_o}{1-D}\right)^2 + \frac{(\Delta i_L)^2}{12}} \quad (5.27)$$

$$I_{Q,\text{rms}} = \sqrt{I_{L,\text{rms}}^2 D} \quad (5.28)$$

$$I_{D,\text{rms}} = \sqrt{I_{L,\text{rms}}^2 (1-D)} \quad (5.29)$$

$$I_{Co,\text{rms}} = \sqrt{I_{D,\text{rms}}^2 - I_o^2} \quad (5.30)$$

$$I_{Ci,\text{rms}} = \sqrt{I_{Q,\text{rms}}^2 - I_i^2} \quad (5.31)$$

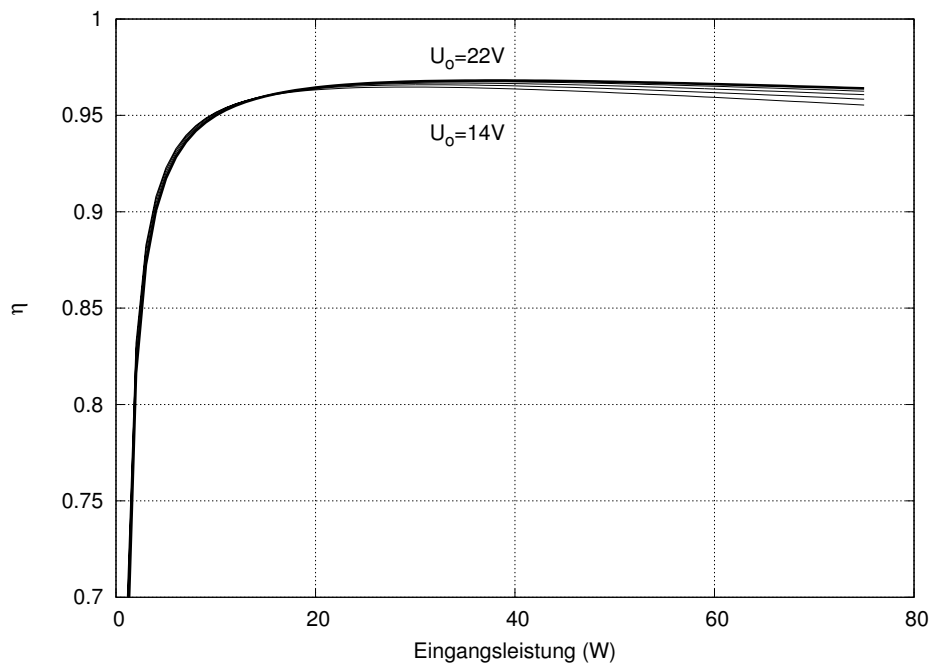


Abbildung 5.6.: Wirkungsgrad BuckBoost Wandler für verschiedene Ausgangsspannungen $U_o = 14V$ bis $U_o = 22V$. Die verwendeten Bauteile für die Simulation sind in Kapitel 5.6 auf 46 zusammengefasst

woraus sich die Verlustleistungen der einzelnen Bauelemente zu

$$P_L = I_{L,\text{rms}}^2 R_L \quad (5.32)$$

$$P_{Qc} = I_{q,\text{rms}}^2 R_s \quad (5.33)$$

$$P_{Qs} = \frac{1}{2} I_i U_o t_{\text{sw}} f \quad (5.34)$$

$$P_D = (U_f I_i + I_i^2 r_D) (1 - D) \quad (5.35)$$

$$P_{Ds} = P_{Qs} + I_{d,\text{rms}}^2 * R_s \quad \text{für synchronen Konverter} \quad (5.36)$$

$$P_{Ci} = I_{Ci}^2 R_{ci} \quad (5.37)$$

$$P_{Co} = I_{Co}^2 R_{co} \quad (5.38)$$

ergeben.

Die gesamte Verlustleistung des Konverters berechnet sich zu

$$P_{ges} = P_L + P_{Qc} + P_{Qs} + P_D + P_{Ci} + P_{Co} + P_{\text{misc}}, \quad (5.39)$$

und die des synchronen Konverters zu

$$P_{ges} = P_L + P_{Qc} + 2P_{Qs} + P_{Ds} + P_{Ci} + P_{Co} + P_{\text{misc}}. \quad (5.40)$$

In Abbildung 5.6 ist der Wirkungsgrad für verschiedene Ausgangsspannungen gezeichnet, wobei der Konverter im Buck- und im Boost-Betrieb betrieben wird. Die Eingangsspannung bewegt sich im Bereich von $16.5V \leq U_{\text{in}} \leq 17.6V$.

5.3.3. Berechnung des Wirkungsgrades für den Aufwärtswandler

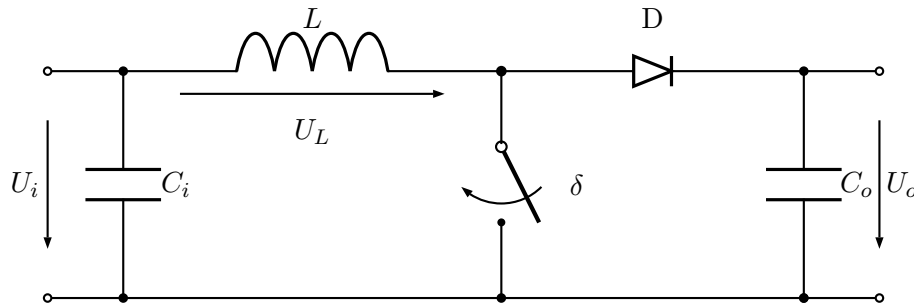


Abbildung 5.7.: Schaltung Aufwärtswandler

In Abbildung 5.8 ist zu sehen, dass der Wirkungsgrad des Aufwärtswandlers nur sehr wenig von der Ausgangsspannung abhängt, dafür stärker von der Eingangsspannung. Die Berechnung des Wirkungsgrades des Boost-Konverters nach Abbildung 5.7 ist in [10] angegeben und wird hier nicht wiederholt. Das Ergebnis ist in Abbildung 5.8 dargestellt.

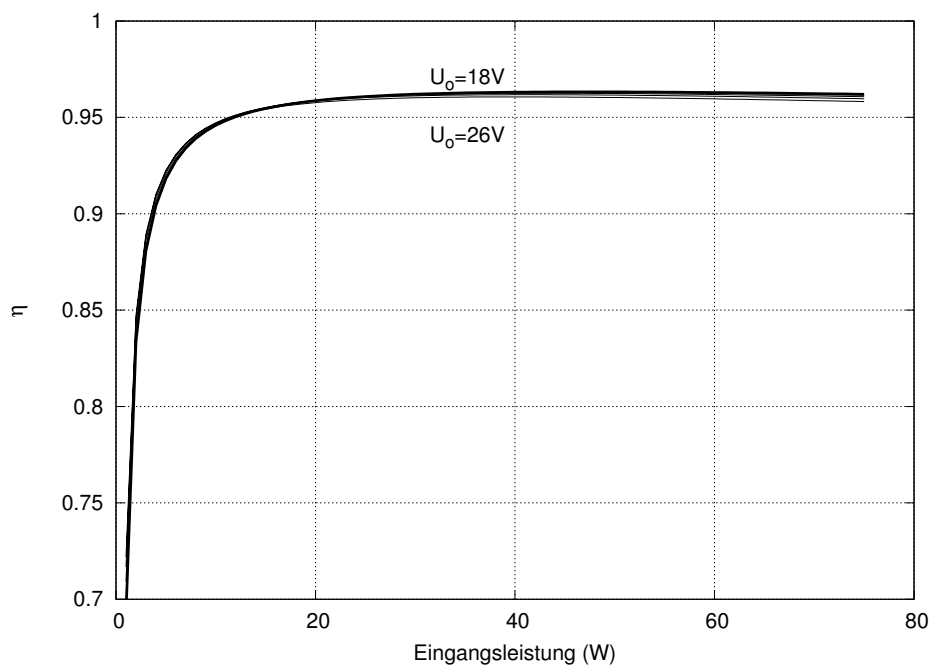


Abbildung 5.8.: Wirkungsgrad Aufwärtswandler für verschiedene Ausgangsspannungen $U_o = 18V$ bis $U_o = 26V$. Die verwendeten Bauteile für die Simulation sind in Kapitel 5.6 auf Seite 46 zusammengefasst

U_{in}	17V
I_{in}	3.7A
f_{sw}	100kHz

Tabelle 5.2.: Anforderung an den Konverter

5.4. Auswahl eines Konverters

Anschließend soll ein Konverter genau dimensioniert werden, wobei zuvor aus den obigen Überlegungen ein Typ ausgewählt werden soll.

Der Buck-Konverter erzielt in der Berechnung den höchsten Wirkungsgrad mit $\eta = 0.984$ gefolgt vom BuckBoost-Konverter mit $\eta = 0.967$ und dem Boost-Konverter mit $\eta = 0.965$. Problematisch ist beim Buck-Konverter allerdings noch, dass der erzielbare Wirkungsgrad stark von der Ausgangsspannung abhängt und auf bis zu $\eta = 0.956$ abfällt. Die Abhängigkeit von der Ausgangsspannung kommt durch den größeren ESR des Ausgangskondensators. Da der Buck-Konverter der einzige Konverter ist mit einem nicht pulsierenden Ausgangsstrom, wurde hier ein kleiner Kondensator vorgesehen. Um die Abhängigkeit von der Ausgangsspannung, wie auch bei den anderen Konvertertypen, unterdrücken zu können, werden mehrere Kondensatoren parallel geschaltet, was den ESR vermindert. Im folgenden Kapitel wird nun die Dimensionierung des Buck-Konverters durchgeführt.

5.5. Dimensionierung des Abwärtswandlers

Die Vorgaben für den Konverter, für den Betrieb im MPP, sind in Tabelle 5.2 zusammengefasst.

Der maximale Stromrippel in der Spule wird mit $i_{Lpp} = 3A$ angenommen, um auch noch bei verminderter Sonneneinstrahlung den Konverter nichtlückend betreiben zu können. Daraus folgt aus $U = L \frac{di}{dt}$

$$L = \frac{UT_{off}}{I} = \frac{17V5\mu s}{3A} = 28\mu H, \quad (5.41)$$

es wurde somit $L = 33\mu H$ gewählt.

Mit den Gleichungen aus Kapitel 5.3.1 ergibt sich ein Rippelstrom für C_1 zu $I_{C1,rms} = 3.5A$ und für C_2 zu $I_{C2,rms} = 0.38A$, jeweils für $P = 63W$. Für die Dimensionierung der Kondensatoren wird ein Tastverhältnis von 50% sowie ein maximaler Spannungshub von 0.1V angenommen. Somit berechnen sich die minimale Kapazität am Eingang mit $i = C \frac{du}{dt}$ zu

$$C_{1,min} = \frac{5\mu s 3.7A}{0.1V} = 185\mu F \quad (5.42)$$

C	$120\mu F$
U_{\max}	$50V$
$I_{r,rms}$	$0.95A$
X_c	$1/(\omega C) = 13m\Omega$
ESR	$60m\Omega$ bei $20^\circ C$ $180m\Omega$ bei $-10^\circ C$
T_{max}	$105^\circ C$ für $3000h$

Tabelle 5.3.: Technische Daten des Eingangskondensators Rubycon ZL50

Für die Auslegung des Eingangskondensators muss besonders auf den hohen Ripplestrom geachtet werden, um die Lebensdauer des Kondensators nicht drastisch herabzusetzen. Da gängige Kondensatoren in der geforderten Größenordnung einen maximalen Ripplestrom-Effektivwert von $I_{r,rms} = 1A$ aufweisen, sind mehrere Kondensatoren parallel zu schalten. In Tabelle 5.3 sind die Daten des ausgewählten Kondensators *Rubycon ZL50* aufgelistet, wobei davon 4 Stück parallel geschaltet werden.

Für den Ausgangsfilter wird aufgrund des geringen Ripplestromes nur ein einzelner Kondensator des Types *Rubycon ZL50* verwendet.

Die Kenngrößen des Schwingkreises für den Ausgangsfilter ergeben sich somit zu

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 15891s^{-1} \quad (5.43)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = 0.524\Omega \quad (5.44)$$

Als Mosfet wird der Type *IRF104* von *International Rectifier* mit einem $R_{DS,on} = 4m\Omega$ eingesetzt. Da die Simulation keine großen Unterschiede zwischen synchronem und asynchronem Konverter zeigte¹, wird auf Grund der einfacheren Schaltung eine Diode *SR509* von Fa. *multicomp* anstatt des N-Kanal Mosfets verwendet. Diese hat bei einem Strom von $I_d = 3A$ eine Vorwärtsspannung von $U_f = 0.45V$.

5.5.1. Sprungantwort des LC-Ausgangsfilters

Da der Ausgangsfilter mit seinen zwei Energiespeichern schwingungsfähig ist, muss die Sprungantwort analysiert und eventuell zusätzlich gedämpft werden. Da der Filter aus Bauteilen mit sehr geringem Innenwiderstand aufgebaut ist, kann erwartet werden, dass das System nur schwach gedämpft ist. Für die Konstruktion der Übertragungsfunktion werden die Parameter nach Tabelle 5.4 verwendet, der Innenwiderstand der Spule wurde leicht vergrößert um damit auch die Verluste in den Leitungen zu berücksichtigen. Es ergibt sich ein lineares System, wofür die Sprungantwort einfach berechnet werden kann.

¹betrachtet wurden dabei die Leit- und Schaltverluste

L	$33\mu H$
R_L	$4m\Omega$
C	$120\mu F$
R_C	$60m\Omega$
R	5Ω

Tabelle 5.4.: Parameter des LC-Ausgangsfilters

Das zu berechnende System ist in Abbildung 5.9 dargestellt, R stellt den Lastwiderstand da. Da das System linear ist, kann es in Zustandsraumdarstellung in der Form

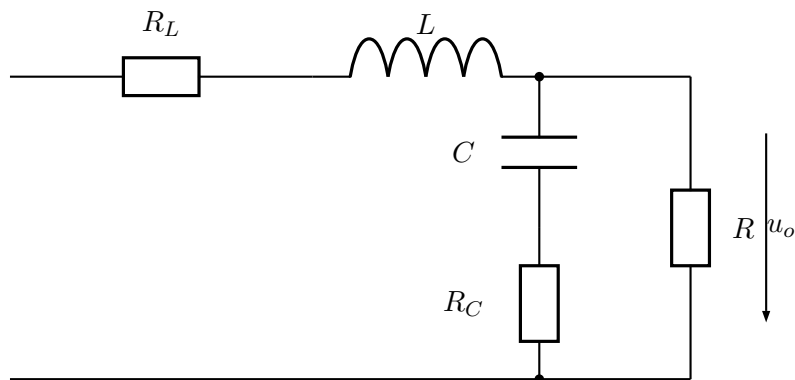


Abbildung 5.9.: Schaltung des ungedämpften Ausgangsfilters

$$\dot{x} = Ax + bu \quad (5.45)$$

$$y = c^T x + du \quad (5.46)$$

mit den Matrizen

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} \quad (5.47)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(R_L + \frac{RR_C}{R+R_C} \right) & -\frac{1}{L} \frac{R}{R+R_C} \\ \frac{1}{C} \frac{R}{R+R_C} & -\frac{1}{C} \frac{1}{R+R_C} \end{bmatrix} \quad (5.48)$$

$$b = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.49)$$

$$c^T = \begin{bmatrix} \frac{RR_C}{R+R_C} & \frac{R}{R+R_C} \end{bmatrix} \quad (5.50)$$

$$d = 0 \quad (5.51)$$

dargestellt werden. Es ergibt sich daraus die in Abbildung 5.10 dargestellte Sprungantwort.

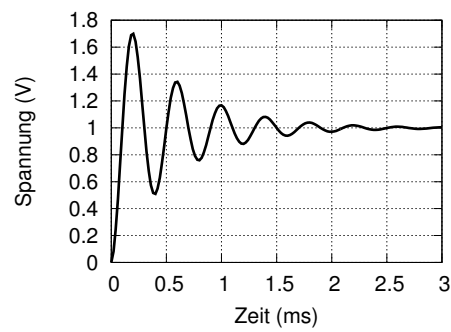


Abbildung 5.10.: Sprungantwort des ungedämpften Filters

5.5.2. Dimensionierung der Dämpfung

Das in Abbildung 5.10 dargestellte Überschwingen kann durch Hinzufügen eines expliziten Dämpfungsnetzwerks verbessert werden, wobei es dazu mehrere Möglichkeiten gibt [17]. Im Folgenden soll die Dämpfung wie in Abbildung 5.11 dargestellt, dimensioniert werden. Für eine gute Dämpfung muss der Filter eine kleine Ausgangsimpedanz Z_0

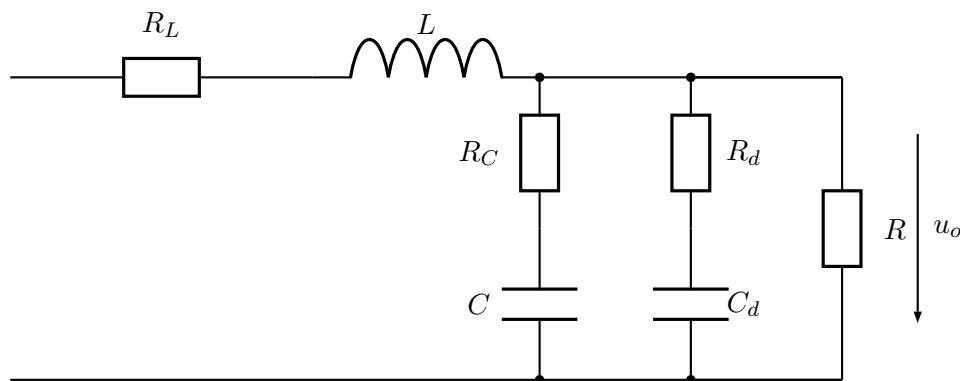


Abbildung 5.11.: Dämpfung des LC-Filters

aufweisen. Diese Impedanz hängt natürlich von der Frequenz ab, sie kann aus

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{sL + R_L} + \frac{1}{\frac{1}{sC} + R_C} + \frac{1}{\frac{1}{sC_d} + R_d} + \frac{1}{R}, \quad (5.52)$$

berechnet werden, wobei R die Last, R_d und C_d der Dämpfungswiderstand und der Dämpfungskondensator sind. Die Dämpfungseigenschaften werden von R_d und C_d bestimmt, wobei einer der Beiden vorgegeben und der Andere für den gegebenen LC Filter berechnet werden kann. Für die Dimensionierung wird $C_d = 3C = 360\mu F$ gewählt.

In Abbildung 5.12 ist das Bodediagramm von Z_0 für verschiedene R_d dargestellt. Für die Wahl von R_d wurden folgende Schritte durchgeführt, vergleiche dazu [17]:

- Zeichnen des Bodediagramms von Z_0 , siehe Abbildung 5.12.
- Bestimmen des Maximums von Z_0 für alle möglichen R_d .
- Auswahl jener Kurve von R_d mit dem kleinsten Maximum. Diese Auswahl gib nun bereits einen guten Richtwert für R_d , welcher aber noch etwas verbessert werden kann.
- Mit Hilfe des Zustandsmodells des Filters mit Dämpfung

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \\ u_{cd} \end{bmatrix} \quad (5.53)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \left(R_L + \frac{RR_C R_d}{T} \right) & -\frac{1}{L} \frac{RR_d}{T} & -\frac{1}{L} \frac{RR_C}{T} \\ \frac{1}{C} \frac{RR_d}{T} & -\frac{1}{C} \frac{R+R_d}{T} & \frac{1}{C} \frac{R}{T} \\ \frac{1}{C_d} \frac{RR_C}{T} & \frac{1}{C_d} \frac{R}{T} & -\frac{1}{C_d} \frac{R+R_C}{T} \end{bmatrix} \quad (5.54)$$

$$b = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.55)$$

$$c^T = \begin{bmatrix} \frac{RR_C R_d}{T} & 1 - \frac{R_C R_d + RR_C}{T} & \frac{RR_C}{T} \end{bmatrix} \quad (5.56)$$

$$d = 0. \quad (5.57)$$

kann die Sprungantwort berechnet werden.

- Durch Variation von R_d kann der Filter nun so optimiert werden, dass das Überschwingen und die Ausregelzeit weiter minimiert werden.

Für den gegebenen Filter ergibt sich R_d zu 0.6Ω .

Daraus ergibt sich die Übertragungsfunktion Abbildung 5.13 und die Sprungantwort Abbildung 5.14. Die Verbesserungen sind deutlich ersichtlich, das Überschwingen ist von ungedämpft 70% auf 35% gesunken, das Ausgangssignal bleibt schon nach ca. $1ms$ auf dem Sollwert im Vergleich zum ungedämpften System mit ungefähr $4ms$.

Wie in Abbildung 5.15 zu sehen ist, ist durch die RC-Dämpfung ein zusätzlicher Pol und eine Nullstelle hinzugekommen. Die Pole aus dem ungedämpften System wurden weiter nach links verschoben, wodurch das System besser gedämpft wird.

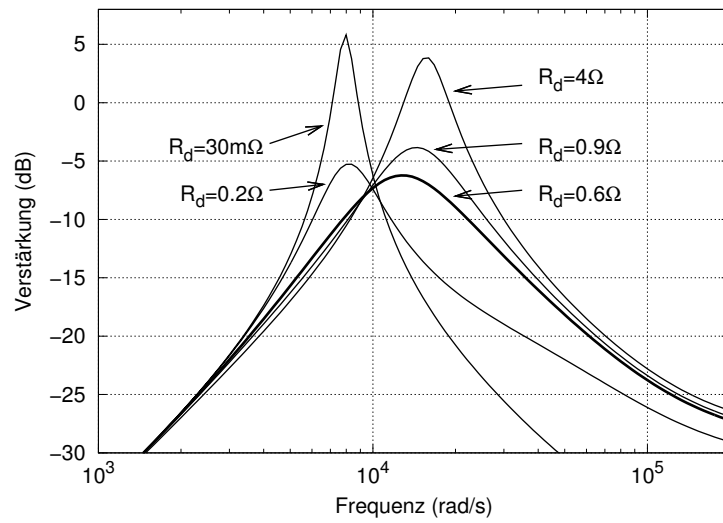


Abbildung 5.12.: Bodediagramm von Z_0 für verschiedene R_d

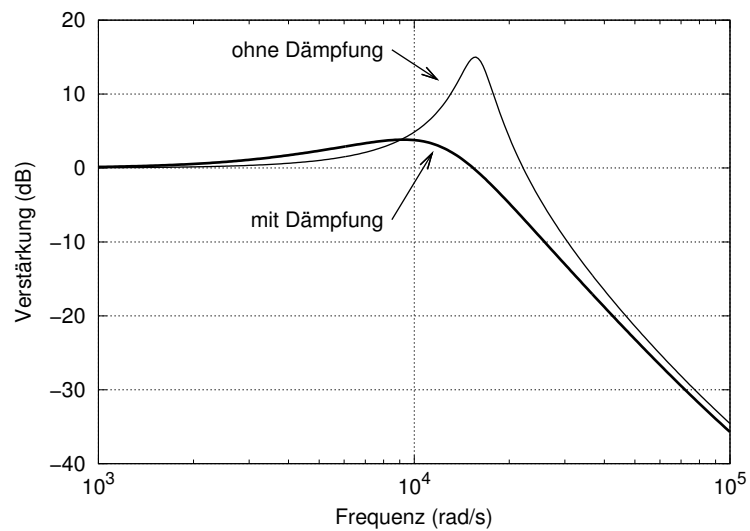


Abbildung 5.13.: Vergleich der Übertragungsfunktion $G(s) = \frac{u_o}{u_i}$ mit und ohne zusätzlicher Dämpfung

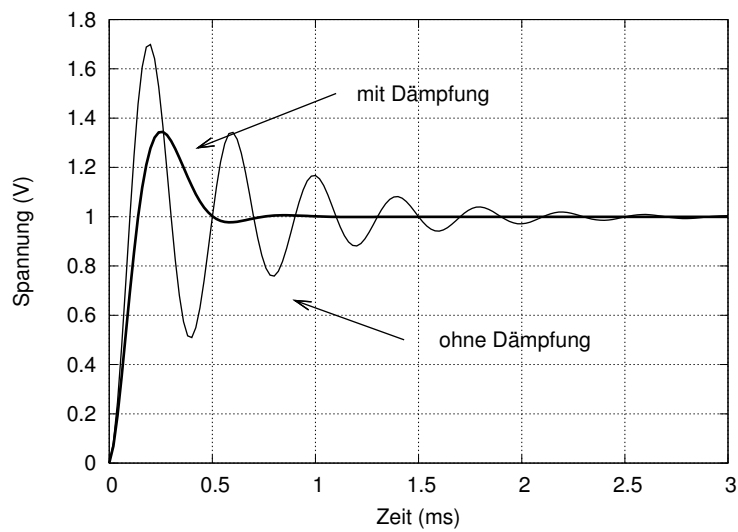


Abbildung 5.14.: Vergleich der Sprungantwort mit und ohne zusätzlicher Dämpfung

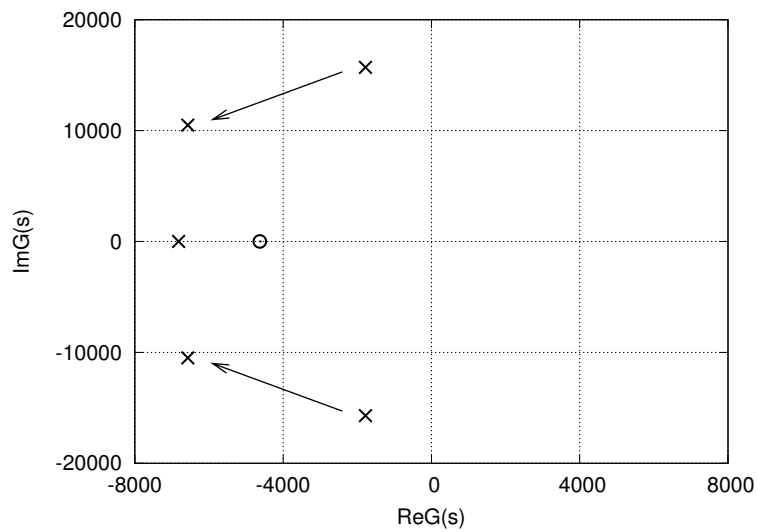


Abbildung 5.15.: Pol-/ Nullstellendiagramm des LC-Filters. Durch die Dämpfung werden die Pole weiter ins Negative verschoben und es kommt ein neues Pol-/Nullstellenpaar hinzu. Eine weitere, nicht dargestellte Nullstelle liegt bei $-1.39e5$.

5.6. Gesamtschaltbild des Konverters

Das komplette Schaltbild des Konverters ist in Abbildung 5.16 dargestellt. In Tabelle 5.5 sind die verwendeten Bauteile zusammengefasst.

T_1	IRF104
D_1	SR509
C_i	3x120 μ F parallel, Rubycon ZL50
C_o	120 μ F Rubycon ZL50
L_1	33 μ H SER 2915H-333KL
C_d	360 μ F
R_d	0.6 Ω

Tabelle 5.5.: Auswahl der Bauteile für den Konverter

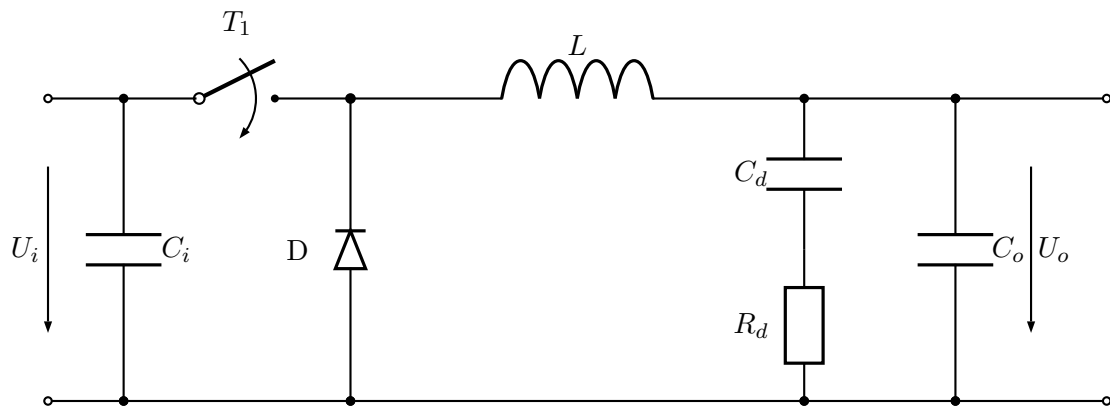


Abbildung 5.16.: Schaltbild des gesamten Konverters

Kapitel 6.

Modellbildung in Matlab/Simulink

Mit Hilfe von Simulationen sollte die Auswirkung von MPP-Trackern auf Modul- und Stringebene untersucht und gegenübergestellt werden. Da es in der Simulation hauptsächlich um eine Schaltkreissimulation geht, wäre ein Schaltkreissimulator, z.B. *PSPICE*, die erste Wahl. Es hat sich allerdings schnell gezeigt, dass der Algorithmus des MPP-Trackers damit nicht vernünftig abzubilden ist. Aus diesem Grunde wurden die Simulationen mit *Matlab/Simulink* durchgeführt. Die auch in der Studentenversion vorhandene Erweiterung *Simscape* gibt die Möglichkeit auch elektrische Schaltungen in *Simulink* zu simulieren. Die Bauteileauswahl in *Simscape* ist sehr beschränkt¹, allerdings gibt es die Möglichkeit eigene Bauteile über deren Ein-/Ausgangsverhalten zu erstellen.

In den folgenden Abschnitten werden zuerst die erstellten Bauteile beschrieben und anschließend in Kapitel 7 die Simulationen durchgeführt.

6.1. PV-Modul

Ausgangspunkt für das Modell eines PV-Moduls ist ein Solarmodul mit 60W. Da für die Simulation kein PV-Modul zur Verfügung stand, um die Modellparameter zu ermitteln, wurden die Parameter aus [18] übernommen. Es handelt sich um das Modul *MSX60* der Firma *Solarex*. Da die Temperaturabhängigkeit des Moduls für die Simulation nicht erforderlich ist, wurde diese nicht berücksichtigt. Der Quellcode des Bauteils ist in Listing 6.1 dargestellt, auf Grund der Übersichtlichkeit wurde die Fehlerbehandlung nicht mit angegeben. Die eingestellten Parameter können über eine Eingabemaske jederzeit bequem verändert werden.

Das Bauteil simuliert ein PV-Modul, es besitzt die elektrischen Anschlüsse und einen Eingang für die Sonnenstrahlung. Dieser wird normiert ($0 \leq \lambda_S \leq 1$) übergeben. Zu beachten ist, dass *Simscape* zwischen elektrischen Anschlüssen und *Simulink*-Verbindungen unterscheidet und diese bei Bedarf umgewandelt werden müssen.

¹Es gibt für Matlab auch noch die Erweiterung *SimElectrics* mit einer größeren Auswahl an Bauteilen, allerdings ist diese nicht in der Studentenversion enthalten.

In Abbildung 6.1 ist die UI-Kennlinie des simulierten Moduls für verschiedene Sonneneinstrahlungen dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass sich die Leerlaufspannung in Abhängigkeit der Einstrahlung kaum ändert, der Kurzschlussstrom allerdings proportional. Die dünne Linie in Abbildung 6.1 zeigt die Punkte der maximalen Leistung an, wobei sich dabei die Spannung U_{mpp} ebenfalls nur wenig ändert, der Strom I_{mpp} allerdings signifikant. Ziel des MPP-Trackers ist es, das Modul bei veränderlicher Einstrahlung, immer auf dieser Linie zu bewegen, um die maximale Ausbeute zu erreichen.

Abbildung 6.2 zeigt die Leistungskennlinie in Abhängigkeit des Stroms für verschiedene Einstrahlungen. Die dünne Linie zeigt wieder die Punkte maximaler Leistung. Diese fallen, in dieser Grafik, natürlich jeweils mit den Maxima der Kennlinie zusammen.

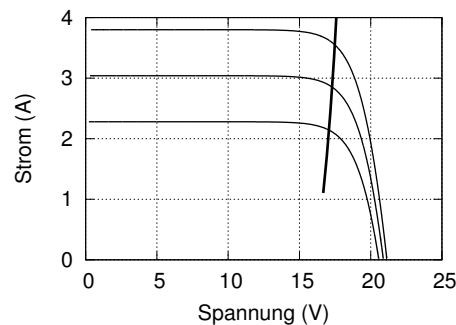


Abbildung 6.1.: Strom-Spannungskennlinie des simulierten PV-Moduls bei 100%, 80% und 60% Sonneneinstrahlung, die dicke Linie zeigt die Punkte maximaler Leistung

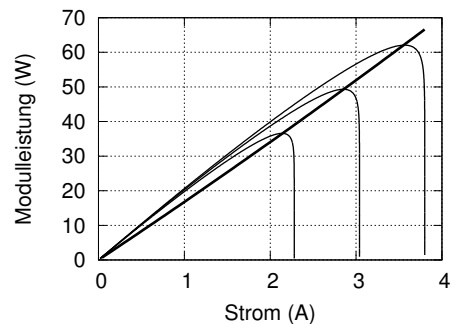


Abbildung 6.2.: Strom-Leistungskennlinie des simulierten PV-Moduls bei 100%, 80% und 60% Sonneneinstrahlung, die dicke Linie zeigt die Punkte maximaler Leistung

Für die Berechnung der maximal möglichen Leistung aus bekannten Sonneneinstrahlungen λ_S kann die Tabelle 6.1 verwendet werden, wobei für V und I jeweils der optimale Betriebspunkt angegeben ist. Da in dem verwendeten Modell die Temperaturabhängigkeit nicht berücksichtigt ist, gelten die angegebenen Werte nur für $T = 25^\circ C$.

Listing 6.1: Simcape Implementierung PV-Modul 60W

```

component solarmodule
% solarmodul :1.0
% Model eines Solarmoduls BP 60W
inputs
5   G = { 1.0, '1' }; % :left
end

nodes
10  p = foundation.electrical.electrical; % +:right
    n = foundation.electrical.electrical; % -:left
end

parameters(Access=private)
15  e = {1.602e-19, 'c'}; % Elementarladung
    k = {1.38e-23, 'J/K'}; % Boltzmannkonstante
    T25 = {298, 'K'}; % Temperatur 25C
end

parameters
20  Tc = { 298, 'K' }; % Temperatur Zelle
    Ipv25 = {3.8, 'A' }; % Photostrom @ 25 Celsius
    I025 = {2e-8, 'A' }; % Diodenstrom @ 25 Celsius
    Ns = {36, '1' }; % Anzahl der seriellen Zellen
    Np = {1, '1' }; % Anzahl der parallelen Zellen
25  Vg = {1.12, 'eV' }; % Gpa-Voltage Si = 1.12 , 1.75 = amorphes Silizium
    Rs = {5e-3, 'Ohm' }; % Serienwiderstand
    A = {1.2, '1' }; % Qualitätsfaktor
    T2 = {348, 'K' }; % Temperatur 2 bei Messpunkt (348K = 75C)
    Ic25 = {3.8, 'A' }; % Zellenstrom @ 25 Celsius
30  IcT2 = {3.92, 'A' }; % Zellenstrom @ T2 Celsius
end

variables
35  i = { 0, 'A' };
    v = { 0, 'V' };
end

function setup
40  through( i, p.i, n.i );
    across( v, p.v, n.v );
end

equations
45  let
    Ic = -i / Np;
    I0 = I025 * ((Tc / T25) ^ (3 / A)) * exp(-(e * Vg / A / k * (1 / Tc -
        1 / T25)));
    Ipv = G*Ipv25 * (1 + ((IcT2 - Ic25) / Ic25 * (Tc-T25)) / (T2 - T25));
    in
50  v == -(e * Ic * Rs - log(-(Ic - Ipv - I0) / I0) * A * k * Tc) / e * Ns;
end
end

```


Sonne	P_{max}	U_{mpp}	I_{mpp}
0.1	5.50W	15.61V	0.35A
0.2	11.51W	16.17V	0.71A
0.3	17.67W	16.57V	1.07A
0.4	23.93W	16.80V	1.42A
0.5	30.23W	17.05V	1.77A
0.6	36.58W	17.09V	2.14A
0.7	42.94W	17.15V	2.50A
0.8	49.32W	17.25V	2.86A
0.9	55.69W	17.40V	3.20A
1	62.07W	17.47V	3.55A

Tabelle 6.1.: Messpunkte für den MPP

6.2. DC/DC Konverter

Der DC/DC Konverter entspricht einem BuckBoost-Konverter. Modelliert ist er über sein Übersetzungsverhältnis, welches durch einen Eingang vorgegeben werden kann. Möchte man einen reinen Buck-Konverter, so muss man sicherstellen, dass das Übersetzungsverhältnis d auf $d \leq 1$ begrenzt wird. Weiters ist zu beachten, dass bei diesem Modell eine galvanische Trennung stattfindet. Für die Simulation muss aus diesem Grund sowohl auf der Eingangs- als auch auf der Ausgangsseite das Potential festlegen werden. Listing 6.2 zeigt den Quellcode des Bauteils.

Der Konverter wirkt als idealer Übersetzer, wobei die durch das Schalten im Konverter erzeugten Spannungsrippel sowie der Ausgangsfilter nicht im Modell berücksichtigt werden. Wie in Kapitel 6.2.1 gezeigt wird, ist es allerdings für den reinen Abwärtswandler möglich, ein Filter am Ausgang des Konverters zu platzieren und damit ein reales Ausgangsfilter zu simulieren.

6.2.1. Average-Modell des Konverters

Die Simulation eines Schaltnetzteils mit seinen stark unterschiedlichen Zeitkonstanten ist problematisch und zeitintensiv. Die Schaltfrequenz liegt im Bereich von $100kHz$ und die dynamischen Vorgänge durch die Ein- und Ausgangsfilter im Bereich von Millisekunden. Um die Probleme bei der Simulation zu umgehen, kann ein Average-Modell hergeleitet werden, in dem die Schaltvorgänge nicht mehr betrachtet werden. Sollten nur die Effekte der Filter untersucht werden, ist diese Vorgehensweise zu empfehlen.

Für das Average-Modell werden die Spulenspannung v_L und der Kondensatorstrom i_C bei eingeschaltetem, dieses Intervall wird im Folgendem d_1 genannt, und bei ausgeschaltetem Schalter, Intervall d_2 , berechnet[19]. Würde der Konverter im lückenden Betrieb betrachtet werden, so müsste das zweite Intervall (Schalter offen) nochmals unterteilt

Listing 6.2: Simcape Implementierung DC/DC-Konverter

```

component dcdc_converter
% Ideal DCDC_converter :1.0
% Models an ideal power-conserving transformer satisfying  $V_1 = N \cdot V_2$ 
% and  $I_2 = N \cdot I_1$  where N is the Winding ratio, V_1 and V_2 are the
5 % primary and secondary voltages, I_1 is the current flowing into the
% primary + terminal, and I_2 is the current flowing out of the secondary
% + terminal.
%
% This block can be used to represent a
10 % solid-state DC to DC converter.
%
% Note that the two electrical networks connected to the primary and
% secondary windings must each have their own Electrical Reference block.

15 nodes
    p1 = foundation.electrical.electrical; % +:left
    n1 = foundation.electrical.electrical; % -:left
    p2 = foundation.electrical.electrical; % +:right
    n2 = foundation.electrical.electrical; % -:right
20 end

inputs
    n = { 1.0, '1' }; % d:left
end

25 variables
    i1 = { 0, 'A' };
    v1 = { 0, 'V' };
    i2 = { 0, 'A' };
    v2 = { 0, 'V' };
30 end

function setup
    through( i1, p1.i, n1.i );
35 across( v1, p1.v, n1.v );
    through( i2, p2.i, n2.i );
    across( v2, p2.v, n2.v );
end

40 equations
    v2 == n*v1;
    i2 == -i1/n;
end
end

```

werden in einen Bereich $i_L \geq 0$ und einen Bereich $i_L = 0$. Für das Average-Modell werden nun diese beiden Intervalle über jeweils einen Abtastschritt gemittelt.

Für die Simulation wird ein Average-Modell des Buck-Konverters hergeleitet.

$$\text{Intervall } d_1 : v_L = v_g - v \quad (6.1)$$

$$i_C = i_L - I \quad (6.2)$$

$$\text{Intervall } d_2 : v_L = -v \quad (6.3)$$

$$i_C = i_L - I \quad (6.4)$$

Der Mittelwert berechnet sich daraus für den nichtlückenden Betrieb zu

$$\langle v_L \rangle_{T_s} = d_1 v_L + d_2 v_L = v_g d_1 - v \quad (6.5)$$

$$\langle i_c \rangle_{T_s} = d_1 i_c + d_2 i_c = i_L - I. \quad (6.6)$$

Durch $\langle \dots \rangle_{T_s}$ wird dabei die Mittelung über einen Abtastschritt ausgedrückt. Abbildung 6.3 zeigt die zu Gleichung (6.6) gehörende Schaltung. Es wird dadurch deutlich, dass als Ersatzspannungsquelle lediglich die Ausgangsspannung des Konverters verwendet wird und nachfolgend wirkt der originale LC -Filter.

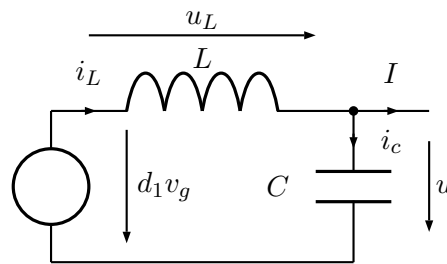


Abbildung 6.3.: Schaltung des Average-Modell des Abwärtswandlers

6.3. MPP-Tracker

Im Laufe dieser Arbeit wurden zwei verschiedene MPP-Tracker programmiert, deren Funktion bereits in Kapitel 3.3 beschrieben wurde. Die Tracker wurden jeweils als *Embedded Matlab Function* programmiert. Bei diesen Blöcken wird das Ausführungsintervall eingestellt, für die Simulationen wurden die Tracker alle 10ms ausgeführt. Zu beachten ist, dass in Matlab dadurch keine Solver für das Lösen der elektrischen Differentialgleichungen mit fester Abtastzeit verwendet werden kann, wenn die Abtastzeit nicht mit dem Ausführungsintervall der *Embedded Matlab Function* übereinstimmt. Alternativ kann man Solver mit variabler Abtastzeit verwenden welche auch mit der *Embedded Matlab Function* funktionieren.

Listing 6.3 zeigt den Code des P&O-MPP Trackers. Das Übersetzungsverhältnis wird dabei ständig geändert. Ist die gemessene Leistung größer als die zum vorhergehenden Abtastschritt, so wird die Richtung beibehalten, andernfalls wird die Richtung umgekehrt.

Listing 6.3: Simcape Implementierung P&O MPP-Tracker

```

function d = PuO(P)

persistent Pold;
if isempty(Pold) Pold=0;
5 end

persistent dold;
if isempty(dold) dold=0.2;
10 end

persistent direction;
if isempty(direction) direction=1;
end

15 if(Pold > P)
    direction = direction * (-1);    %Richtung umkehren
end

20 d = dold + direction*0.002;
dold = d;
Pold = P;

```

Der in Listing 6.4 dargestellte Code zeigt den IncCond-MPP-Tracker in leicht gekürzter Version, ohne Ausgaben zur Visualisierung von internen Zuständen. Die in der Literatur vorgestellten Artikel beinhalten jeweils nur den Algorithmus, allerdings wird dabei nicht auf die Probleme der numerischen Berechnung eingegangen. Für alle Abfragen bezüglich der Gleichheit der Terme wurden Schranken eingeführt. Die Wahl der korrekten Werte der Schranken gestaltet sich allerdings sehr schwierig und kann nur durch Ausprobieren durchgeführt werden.

Abbildung 6.4 zeigt den Aufbau eines MPP-Trackers in *Matlab/Simulink*. Zu beachten sind die unterschiedlichen benötigten Signale bei den unterschiedlichen MPP-Verfahren. Für das P&O-Verfahren wird eine Leistung benötigt, für das IncCond-Verfahren die Modulspannung und der Modulstrom. Der Tracker kann sowohl als Modul- oder als String-MPP verwendet werden, da sich diese im Algorithmus nicht unterscheiden. Für die Verwendung als String-MPP muss der Tracker die Spannungs-, Strom- und Leistungswerte des gesamten Strings, als Modul-MPP die eines einzelnen Moduls messen. Ebenso muss der Ausgang an einen Konverter für den String bzw. für ein Modul angeschlossen werden. Das Modell beinhaltet den *P&O*- sowie den IncCond-Algorithmus.

Listing 6.4: Simcape Implementierung P&O MPP-Tracker

```

function [d] = incCond(V,I)

eV = 2e-2;
eI = 2e-3;
5 eC = 1e-2;

persistent Vold;
if isempty(Vold) Vold=0;
end

10 persistent Iold;
if isempty(Iold) Iold=0;
end

15 persistent dold;
if isempty(dold) dold=0.2;
end

dI = I - Iold;
20 dV = V - Vold;
I_V = I/V;
dI_dV = dI/dV;

if abs(dV) < eV % dV == 0
25 if abs(dI) < eI % dI == 0
    d=dold;
else %dI != 0
    if dI > 0
        d=incVref(dold);
30 else
        d=decVref(dold);
    end
end %dI = 0
else %dV != 0
35 if abs(dI_dV + I_V) < eC % dI/dV = -I/V
    d = dold;
else
    if dI_dV > -I_V
        d=incVref(dold);
40 else
        d=decVref(dold);
    end
end
end
45

Iold = I;
Vold = V;
dold = d;
end

50

function d=incVref(dold)
    d = dold + 0.01;
end

55 function d=decVref(dold)
    d = dold - 0.01;
end

```

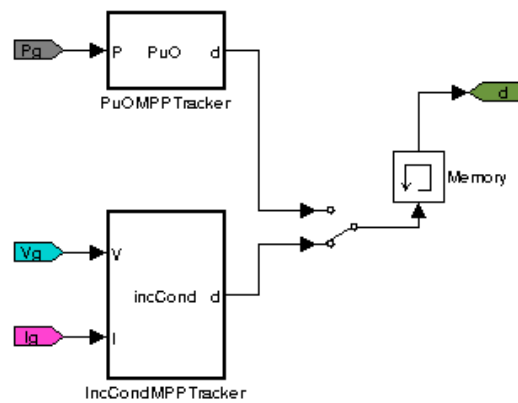


Abbildung 6.4.: Wahl des gewünschten MPP-Verfahrens in Matlab/Simulink. Das P&O-Verfahren hat als Eingang eine Leistung, das IncCond-Verfahren benötigt die Modulspannung und den Modulstrom

6.4. Modul-MPP-Tracker

Das Modul beinhaltet ein PV-Modul mit einem eigenen MPP-Tracker, siehe Abbildung 6.5. Es beinhaltet die elektrischen Anschlüsse sowie einen Eingang für die Einstrahlung und einen Ausgang der Messgrößen, um die Daten während der Simulation aufzeichnen zu können. Für eine Simulation des Gesamtsystems ist es natürlich möglich mehrere solcher Module zusammenzuschalten.

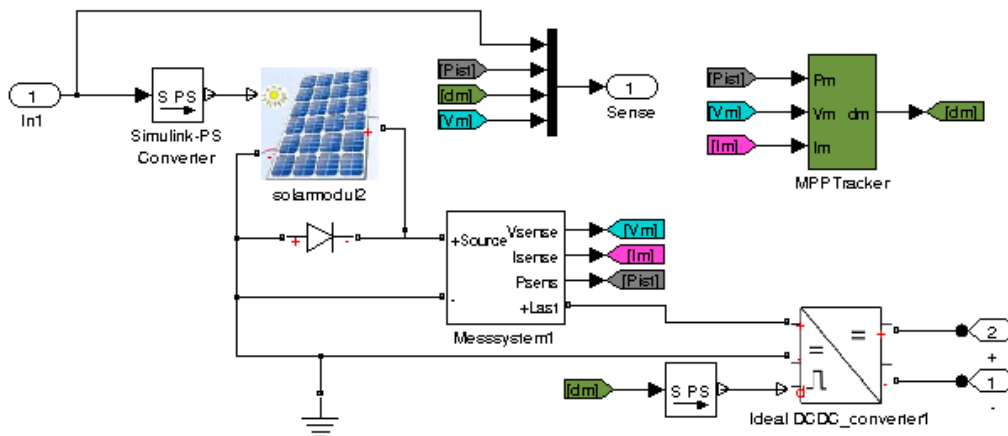


Abbildung 6.5.: Modell einer PV-Zelle mit eigenem MPP-Tracker in Matlab/Simulink

Kapitel 7.

Simulation des Gesamtsystems

Es werden nun verschiedene Konfigurationen mit MPP-Tracker für jedes Modul untersucht. Verschiedene Szenarien wie sprunghafte Veränderung der Beschattung bei einzelnen Modulen, Verhalten des Systems bei Lastwechsel und unterschiedlicher Beleuchtung usw. werden im Folgenden gezeigt. Als DC/DC Konverter wird jeweils ein BuckBoost-Konverter verwendet. Die Auswirkungen durch die Beschränkungen eines Buck-Konverters werden in Kapitel 7.4 erläutert. Ausgangspunkt für die Untersuchungen sind PV-Module die jeweils über einen eigenen DC/DC Konverter mit MPP-Tracker verfügen, siehe Abbildung 7.1. Der MPP-Tracker wird mit dem P&O-Algorithmus aus Kapitel 3.3.1 betrieben. Die Ausgänge der Konverter werden in Serie geschaltet. Als Last dient eine Spannungsquelle mit $U_0 = 100V$ und einem Innenwiderstand $R_i = 10\Omega$. Der Innenwiderstand simuliert dabei eine zulässige Änderung der DC-Spannung. Wird die DC-Spannung nicht konstant gehalten sondern kann in einem gewissen Toleranzband veränderlich sein, so können Verbraucher die aktuelle Lastsituation am Bus messen. Wird von den PV-Zellen viel Leistung erzeugt, so wird die Spannung am Bus erhöht. Verbraucher, welche nicht zeitkritisch betrieben werden, können sich zu Zeiten hoher Sonneneinstrahlung zuschalten oder bei geringer Einstrahlung abschalten.

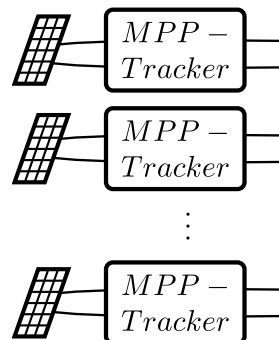
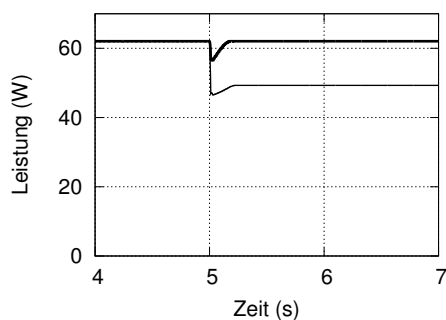


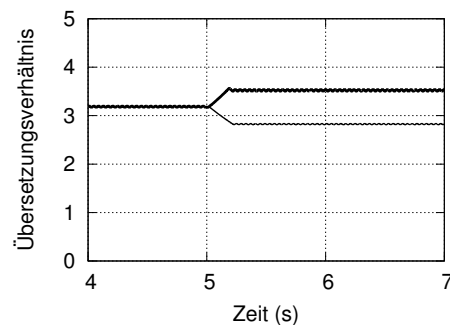
Abbildung 7.1.: Simulierte Anlage mit seriell verschalteten PV-Modulen und einem eigenen MPP-Tracker in jedem Modul

7.1. Zwei Module in Serienschaltung mit teilweiser Beschattung

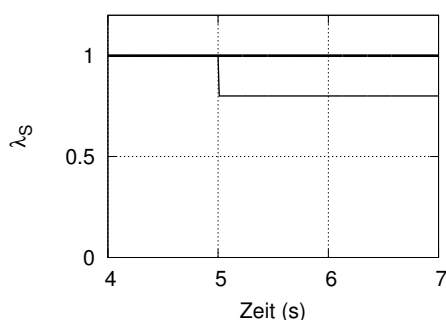
Es werden zwei Module mit eigenem MPP-Tracker in Serienschaltung betrieben. Beide Module werden bis $t = 5\text{ s}$ mit $\lambda_S = 1$ betrieben, anschließend fällt die Einstrahlung bei Modul 2 schlagartig auf $\lambda_S = 0.8$ zurück. Die Leistungsparameter und die Sonneneinstrahlung sind in Abbildung 7.2 dargestellt. In Abbildung 7.3 sind die Spannungs- und Stromverläufe am Ausgang des Moduls und am Ausgang des Konverters gezeichnet.



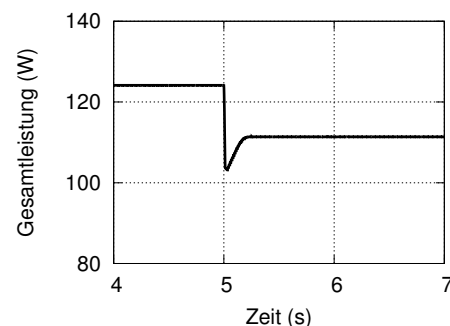
(a) Leistungsverlauf an den zwei Modulen



(b) Übersetzungsverhältnisse der Konverter



(c) λ_S der Module. Das zweite Modul wird beschattet

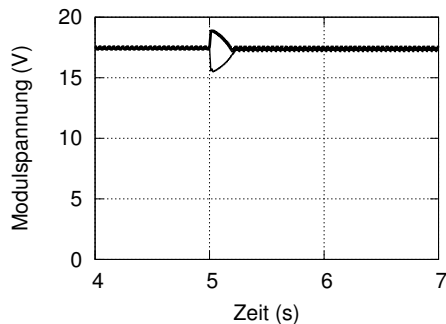


(d) Gesamtleistung der zwei Module

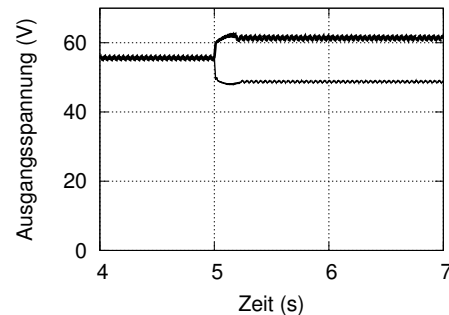
Abbildung 7.2.: Signalverlauf und Leistungen der zwei Module mit integriertem Konverter und einer sprunghaften Änderung der Einstrahlung an einem Modul

In Abbildung 7.3(a) sieht man deutlich wie nach der Änderung von λ_S der MPP-Regler die Module wieder in ihren optimalen Betriebspunkt zurückbringt. Wie schon im Kapitel 5 gezeigt wurde, ändert sich die MPP-Spannung nur sehr gering, daher sind die Spannungen, nachdem der Regler die Module zurück in den MPP gebracht hat, wieder nahe beieinander. Die Ausgangsspannung der Konverter, Abbildung 7.3(b), trifft je nach verfügbarer Leistung auseinander. Beim Modul mit der geringeren Leistung muss sich, da beide vom selben Strom durchflossen werden, am Konverterausgang eine ge-

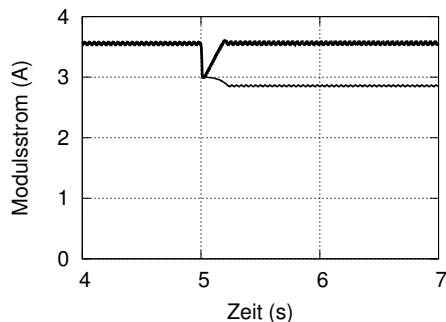
ringere Spannung einstellen. Die Summe der Spannungen muss der DC-Bus Spannung entsprechen.



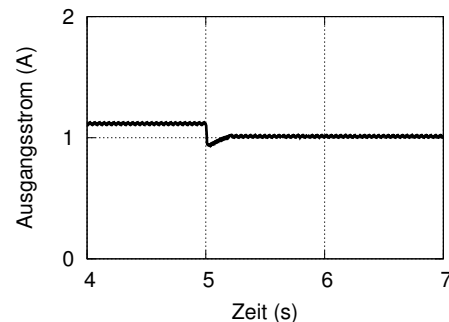
(a) Spannungsverlauf an den PV-Modulen



(b) Spannungsverlauf an den Konverterausgängen



(c) Stromverlauf an den PV-Modulen



(d) Stromverlauf an den Konverterausgängen

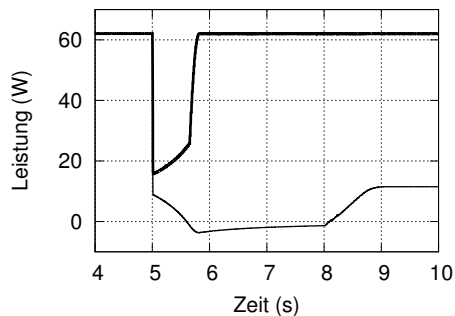
Abbildung 7.3.: Spannungs- und Stromverläufe der zwei Module am PV-Modul und am Ausgang des Converters bei einer sprunghaften Änderung der Einstrahlung an einem Modul

Die Stromverläufe in Abbildung 7.3(c) und Abbildung 7.3(d) verhalten sich umgekehrt zu den Spannungsverläufen. Der Ausgang der Konverter wird jeweils vom selben Strom durchflossen. Durch das Übersetzungsverhältnis der Konverter stellt sich ein entsprechender Strom ein, der dem MPP-Strom der Module entspricht. Es ist deutlich zu erkennen, dass sich der Strom bei einer Veränderung von λ_S stark ändert, im Gegensatz zu der MPP-Spannung.

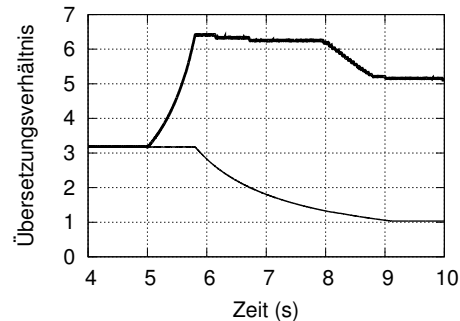
7.2. Zwei Module in Serienschaltung mit starker Beschattung

Es wird nun die Simulation aus Kapitel 7.1 wiederholt, wobei jetzt anstatt einem Sprung von $\lambda_S = 1$ auf $\lambda_S = 0.8$ eine stärkere Beschattung, mit einem Sprung von $\lambda_S = 1$ auf $\lambda_S = 0.2$, angenommen wird. Abbildung 7.4(b) zeigt den Abfall von λ_S zum

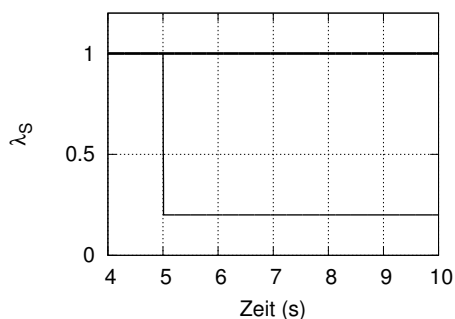
Zeitpunkt $t = 5s$. Alle weiteren Parameter der Simulation sind unverändert. Es ist zu untersuchen ob sich das System auch bei einem größeren Leistungsabfall an einem Modul noch ausregeln kann.



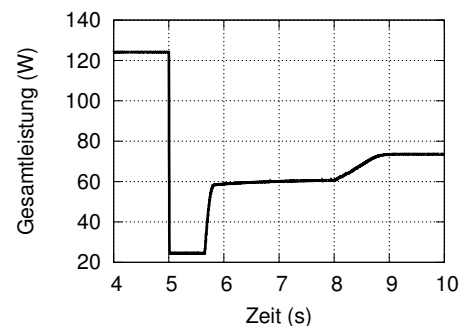
(a) Leistungsverlauf an den zwei Modulen



(b) Übersetzungsverhältnisse der Konverter



(c) λ_s der Module. Das zweite Modul wird beschattet



(d) Gesamtleistung der zwei Module

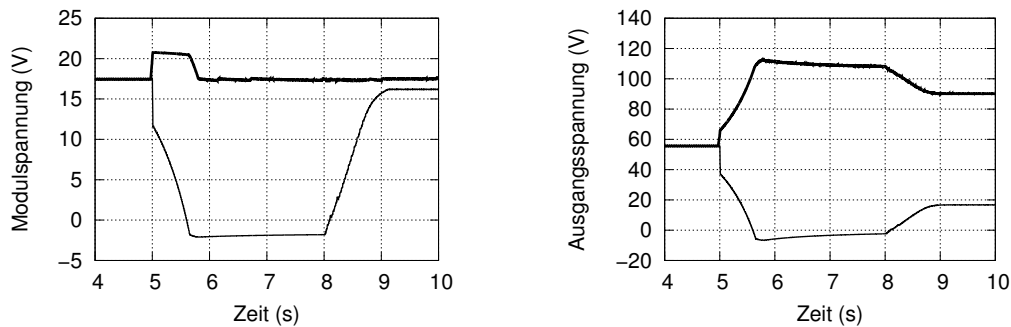
Abbildung 7.4.: Signalverlauf und Leistungen der zwei Module mit integriertem Konverter und einer starken sprunghaften Änderung der Einstrahlung an einem Modul

Abbildung 7.4 zeigt den simulierten Verlauf der Leistungen und Signale, Abbildung 7.5 die simulierten Spannungen.

In Abbildung 7.4(b) ist der sehr interessante zeitliche Verlauf der Übersetzungsverhältnisse dargestellt. Nach dem Einbruch der Einstrahlung ($t = 5s$) regelt der MPP-Tracker von Modul 1 innerhalb $0.8s$ zurück in den optimalen Punkt. Dabei wird allerdings das beschattete Modul 2, siehe Abbildung 7.4(a), so stark in einen suboptimalen Punkt gebracht, dass sein MPP-Regler nicht dagegenhalten kann. Egal in welche Richtung der MPP-Regler von Modul 2 versucht ein Optimum zu finden sinkt seine Leistung weiter. Dadurch wird ständig die Suchrichtung geändert und das Übersetzungsverhältnis bleibt solange beim selben Wert bis der Regler am Modul 1 den optimalen Punkt gefunden hat. Erst danach kann der Regler in Modul 2 beginnen zum MPP zu regeln.

Bis zum Zeitpunkt $t = 8s$ liegt am Modul 2 eine negative Spannung an und die Bypassdiode leitet¹. Erst danach beginnt die Spannung durch den Regler wieder merklich zu steigen, siehe Abbildung 7.5(a) und das Modul beginnt Leistung zu erzeugen.

Im ausgeregelten Zustand, ab $t = 9s$, liefern sowohl das Modul 1 mit $P_1 = 62.07W$ als auch das Modul 2 mit $P_2 = 11.51W$ ihre theoretischen maximalen Leistungen bei der gegebenen Einstrahlung mit $\lambda_{S,1} = 1$ und $\lambda_{S,2} = 0.2$. Vergleiche dazu die möglichen Maximalleistungen aus Tabelle 6.1 auf Seite 50.



(a) Spannungsverlauf an den PV-Modulen

(b) Spannungsverlauf an den Konverterausgängen

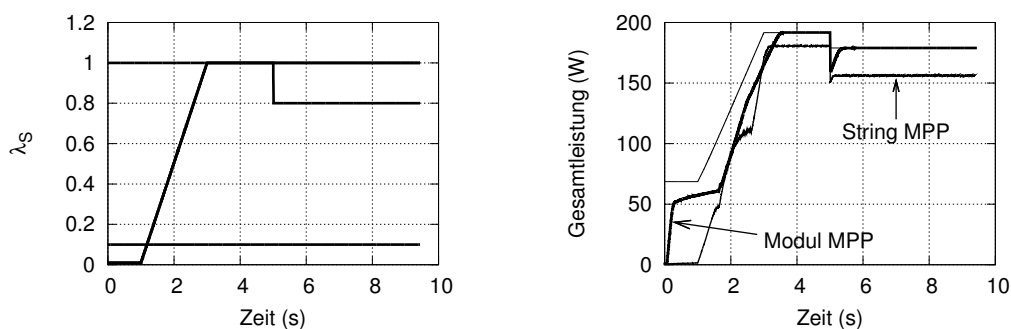
Abbildung 7.5.: Spannungsverläufe der zwei Module am PV-Modul und am Ausgang des Konverters bei einer starken sprunghaften Änderung der Einstrahlung an einem Modul

7.3. Vier Module mit unterschiedlicher Beschattung mit BuckBoost-Konverter

In diesem Abschnitt wird eine Verschattungssituation mit 4 PV-Modulen simuliert. Ein Modul wird mit konstantem $\lambda_S = 1$, ein Modul mit $\lambda_S = 0.1$ betrieben. Zwei weitere Module werden innerhalb der ersten beiden Sekunden von $\lambda_S = 0$ bis $\lambda_S = 1$ hochgefahren wobei eines davon bei $t = 5s$ plötzlich auf $\lambda_S = 0.8$ abfällt.

Zuerst wird der stationäre Zustand, der gegebene Konfiguration, mit den Einstrahlungen zum Zeitpunkt $t = 8s$ berechnet. Der Innenwiderstand der Quelle R_i wird dabei

¹Der DC/DC Konverter sollte so konstruiert sein, dass er bei einer negativen Spannung das Modul überbrückt, dann kann auf eine Bypassdiode verzichtet werden. In der Simulation wurde dies allerdings nicht berücksichtigt und es werden auch negative Spannungen mit dem Übersetzungsverhältnis übersetzt.



(a) λ_S für die vier Module. Zwei Module werden von $t = 1$ bis $t = 3$ hochgefahren

(b) Gesamtleistung des Strings für Modul- und String MPP-Tracker mit der theoretischen maximalen Leistung

Abbildung 7.6.: Vergleich des Modul- und des String MPP-Trackers bei veränderlicher Beschattung von vier Modulen

vernachlässigt. Die Einstrahlungen, für $t = 8s$, aus Abbildung 7.6(a) sind

$$\begin{aligned} \lambda_{1,S} &= 1, & \lambda_{2,S} &= 0.8 \\ \lambda_{3,S} &= 0.1, & \lambda_{4,S} &= 1. \end{aligned} \quad (7.1)$$

Mit den Simulationsdaten aus Tabelle 6.1 ergibt sich die Gesamtleistung zu

$$\begin{aligned} P_{\text{ges}} &= P_1 + P_2 + P_3 + P_4 \\ P_{\text{ges}} &= 62.07W + 49.32W + 5.5W + 62.07W = 178.96W \end{aligned} \quad (7.2)$$

wobei sich daraus der Strom, mit der Annahme der DC-Bus Spannung von $U_o = 100V$, zu

$$I_o = \frac{P_{\text{ges}}}{U_o} = 1.78A \quad (7.3)$$

ergibt. Daraus lassen sich jetzt mit $U_{\text{pv},i} = \frac{P_i}{I_o}$ die einzelnen Spannungen an den Ausgängen der Konverter berechnen.

$$\begin{aligned} U_{o,1} &= \frac{62.07W}{1.78A} = 34.68V \\ U_{o,2} &= 27.56V \\ U_{o,3} &= 3.07V \\ U_{o,4} &= 34.68V \end{aligned} \quad (7.4)$$

Das Übersetzungsverhältnis der Konverter ergibt sich aus $d_i = \frac{U_{o,i}}{U_{\text{mpp},i}}$, wobei $U_{\text{mpp},i}$ aus Tabelle 6.1 entnommen werden kann. Aus dem Übersetzungsverhältnis d_i und dem

Stringstrom I_o erhält man den Strom der PV-Module, welcher dem Strom $I_{\text{mpp},i}$ entspricht.

$$\begin{aligned}
 d_1 &= \frac{34.68V}{17.47V} = 1.985 \\
 d_2 &= \frac{27.56V}{17.25V} = 1.598 \\
 d_3 &= \frac{3.07V}{15.61V} = 0.197 \\
 d_4 &= \frac{34.68V}{17.47V} = 1.987
 \end{aligned}
 \tag{7.5}$$

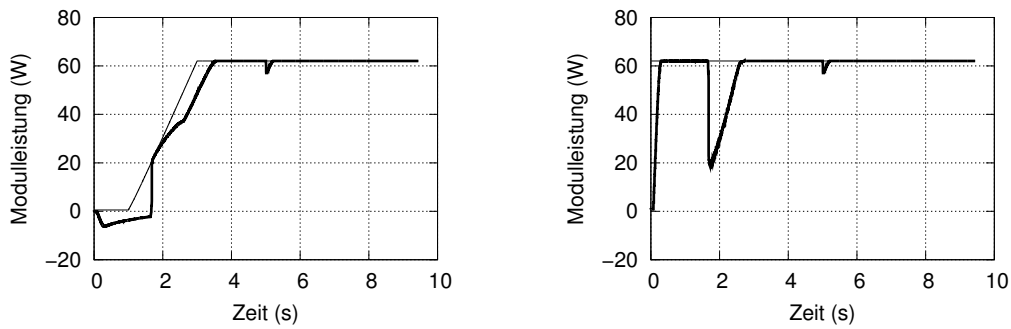
Damit ist gezeigt, dass theoretisch alle Module im optimalen Betriebspunkt betrieben werden können. Die Simulation wird nun zeigen, ob es den einzelnen MPP-Trackern auch möglich ist, mit ihren beschränkten Messwerten, es stehen jeweils nur die Strom- und Spannungswerte des eigenen Moduls zur Verfügung, den optimalen Punkt anzusteuern.

In Abbildung 7.6(b) ist der Vergleich eines MPP-Trackers für jedes Modul und für den gesamten String aus vier Modulen, verglichen. Vom Start bis ca. $t = 1s$ liefert der String-Konverter wesentlich weniger Leistung als der Modul-MPP-Tracker da das unverschattete Modul es nicht schafft die drei zu diesem Zeitpunkt stark verschatteten Module in den Bereich mit leitender Bypassdiode zu bringen. Der Anstieg der Leistung beim Modul-MPP wird durch das unverschattete Modul hervorgerufen, dass durch dessen MPP-Tracker beginnt auf seine maximale Leistung zu fahren.

Während des langsamen Anstiegs bis $t = 1.7s$ leitet bei den ersten beiden Modulen noch die Bypassdiode. Dadurch ist es dem MPP-Tracker nur schwer möglich die Leistung zu erhöhen, bis schließlich zum Zeitpunkt $t = 1.7s$ das Modul mit positiver Spannung betrieben wird, die Bypassdiode sperrt und das Modul schlagartig beginnt Leistung zu erzeugen. Am Ausgang der Konverter ergibt dies einen plötzlichen Spannungssprung von $38V$. Da die DC-Bus Spannung beinahe konstant ist¹ muss diese Spannung in den anderen Modulen abfallen. Da das Modul 3 mit $\lambda_S = 0.1$ nur wenig zur Leistungserzeugung beiträgt, ist auch dessen Spannungsbeitrag zur gesamten DC-Bus Spannung relativ gering. Das voll beleuchtete Modul 4 hat bisher beinahe die gesamte DC-Spannung erzeugt, mit dem Sperren der Bypassdioden sinkt die Spannung plötzlich um $76V$. Durch den Konverter in Modul 4 wirkt der Spannungseinbruch zurück auf das PV-Modul, seine Spannung sinkt um $12V$, wodurch natürlich die erzeugte Leistung stark abfällt (von $62W$ auf $20W$), siehe Abbildung 7.7(b). Der Leistungsabfall wird vom MPP-Tracker innerhalb einer Sekunde wieder ausgeregelt und das Modul wird wieder mit seiner maximalen Leistung betrieben.

In der weiteren Hochlaufphase bis $t = 3s$ entstehen durch den Algorithmus des MPP-Trackers dynamische Vorgänge, kurze Zeit ergibt sich ein Zustand in dem der String-

¹Durch den Innenwiderstand R_i steigt die Spannung leicht bei Leistungseinspeisung



(a) Leistungsverlauf von Modul 1 mit dem theoretischen Maximum

(b) Leistungsverlauf von Modul 4 mit dem theoretischen Maximum

Abbildung 7.7.: Leistungsverlauf von ausgewählten Modulen aus einem String mit 4 Modulen mit je einem eigenem MPP-Tracker sowie der theoretischen maximalen Leistung

MPP-Tracker leicht bessere Ergebnisse liefert als der Modul-MPP-Tracker. Zum Zeitpunkt $t = 2.5s$ ist in Abbildung 7.7(a) sehr deutlich das in [13] beschriebene problematische Verhalten des P&O-Trackers während der Veränderung der Einstrahlung zu sehen. Da der Tracker nur die aktuelle Leistung misst und mit einem alten Messwert vergleicht, kann er bei einer Veränderung der Einstrahlung, und somit auch einer Leistungszunahme, nicht zuverlässig erkennen, dass er sich vom optimalen Betriebspunkt wegbewegt, vergleiche Abbildung 7.8. Er kehrt die Suchrichtung erst wieder um wenn die gemessene Leistung tatsächlich zu sinken beginnt.

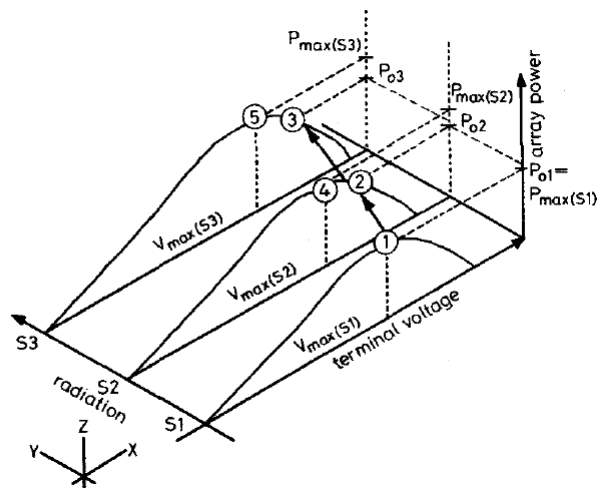


Abbildung 7.8.: Abdriften des P&O-Trackers bei sich ändernder Einstrahlung, aus [13]

i	P_{\max}	$U_{o,i}$	d_i
1	62.07W	13.87V	0.8
2	49.32W	11.02V	0.64
3	5.5 W	1.24V	0.08
4	62.07W	13.87V	0.8
Σ	178.96W	40V	

Tabelle 7.1.: Stationärer Endpunkt für die simulierte Anlage mit Buck-Konverter

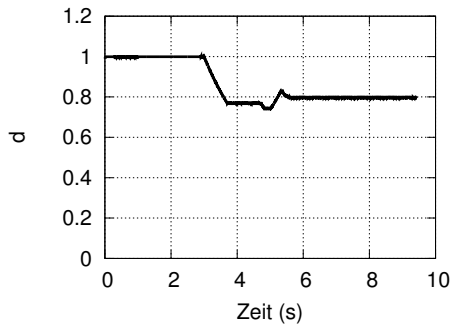
In der ersten Ruhelage liefert der String-MPP ca. 94% der Leistung des Modul-MPP-Tracker. Nach der Störung zum Zeitpunkt $t = 5s$, wobei ein Modul von $\lambda_S = 1$ auf $\lambda_S = 0.8$ springt, befindet sich der String-MPP-Tracker schon fast auf seinem Endzustand, der Modul-MPP-Tracker kann die erzeugte Leistung wieder anheben und kommt schlussendlich auf 14% mehr Leistung im Vergleich zum String-MPP-Tracker.

7.4. Vier Module mit unterschiedlicher Beschattung mit Buck-Konverter

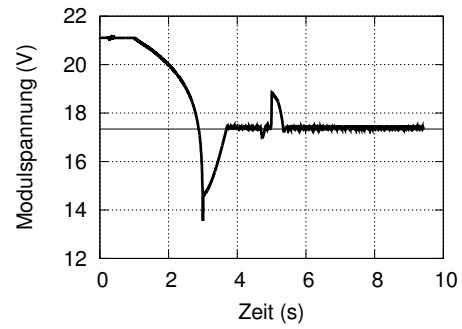
Ausgangspunkt für die Analyse ist die Konfiguration aus Kapitel 7.3, wobei die Module jetzt anstatt mit einem BuckBoost mit einem Buck-Konverter betrieben werden. Das Tastverhältnis wird dadurch auf $0 \leq d \leq 1$ eingeschränkt. Die DC-Bus Spannung muss dazu angepasst werden, um einen optimalen Betriebspunkt zu ermöglichen. Von der ursprünglichen Spannung $U_o = 100V$ wird diese reduziert auf $U_o = 40V$ und der Serienwiderstand auf $R_i = 1m\Omega$. Somit ist gewährleistet, dass mit einem Buck-Konverter zumindest unter optimalen Bedingungen, die DC-Spannung erreicht werden kann, ohne dass die PV-Module aus deren optimalen Betriebspunkt gefahren werden müssen. Die Sonneneinstrahlung ist unverändert zu Kapitel 7.3. In der folgenden Analyse sollte untersucht werden wie die Auswirkungen des Buck-Konverters bei nicht optimalen Bedingungen sind.

Zuerst wird wieder, wie bereits in Kapitel 7.3, der optimale Betriebspunkt berechnet, die Ergebnisse sind in Tabelle 7.1 zusammengefasst. Da alle $d_i \leq 1$ sind, ist dieser stationäre Endpunkt mit den Buck-Konverter möglich. In der Hochlaufphase steht weniger Leistung zur Verfügung und die Konverter kommen kurzzeitig an ihre Grenze mit $d = 1$, was bewirkt, dass die PV-Module mit einer höheren Spannung betrieben werden, als es im optimalen Punkt der Fall wäre.

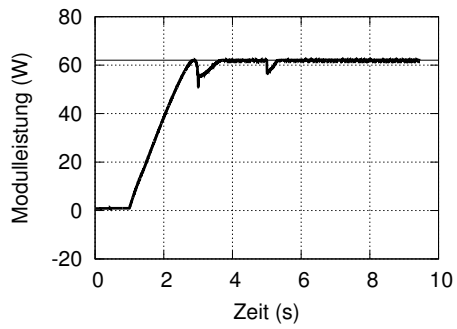
Abbildung 7.9 zeigt die Signal und Spannungsverläufe an Modul 4, welches über den gesamten Zeitraum mit $\lambda_S = 1$ betrieben wird. Durch das maximale Übersetzungsverhältnis des Buck-Konverters mit $d \leq 1$, und der zum Zeitpunkt $t = 0s$ noch geringes λ_S bei den restlichen drei Modulen, ist die Spannung am Modul 4 größer als die Sollspannung U_{mpp} . Erst als bei $t = 1s$ zwei andere Module ebenfalls langsam beschienen werden, kann die Spannung absinken, siehe Abbildung 7.9(b).



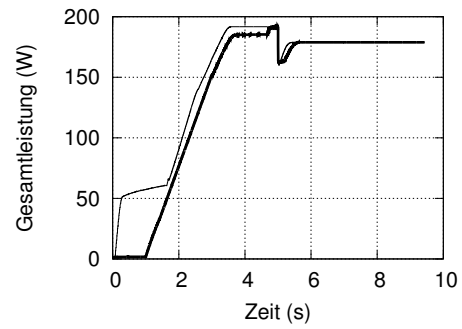
(a) Übersetzungsverhältnis von Modul 4



(b) Spannung an Modul 4 sowie optimale Spannung U_{mpp}



(c) Leistung von Modul 4 mit theoretischem Maximum



(d) Gesamtleistung aller Module mit Buck-Konverter und BuckBoost-Konverter

Abbildung 7.9.: Signalverlauf ausgewählter Module mit Buck-Konverter sowie die Gesamtleistung im Vergleich von Buck- und BuckBoost-Konverter

Das Übersetzungsverhältnis des Konverters an Modul 4 ist in der Hochlaufphase der restlichen Module an seiner Grenze bei $d = 1$. Nach $t = 3s$ haben sich die elektrischen Bedingungen geändert, sodass die Spannung plötzlich einbricht. Der Tracker erkennt einen Leistungseinbruch, Abbildung 7.9(c), und beginnt das Übersetzungsverhältnis herunterzufahren. Es dauert ungefähr eine Sekunde, bis er wieder im optimalen Punkt landet. Im Zeitpunkt $t = 5s$ gibt es einen Leistungseinbruch im Modul 2, was auch im Modul 4 Auswirkungen zeigt. Der Tracker regelt es aus und landet im berechneten stationären Endzustand, siehe Tabelle 7.1.

7.5. Vergleich der Konverter

Es werden nun die Simulationsergebnisse der verschiedenen Tracker-Typen verglichen (String-MPP, Modul-MPP mit BuckBoost-Konverter, Modul-MPP mit Buck-Konverter). Zu beachten ist, dass die DC-Bus Spannung, wie in den vorherigen Kapiteln beschrieben, unterschiedlich angesetzt werden muß, was allerdings auf die möglichen Maximalleistungen der PV-Module keinerlei Einfluss hat. Abbildung 7.10 zeigt die Gegenüberstellung

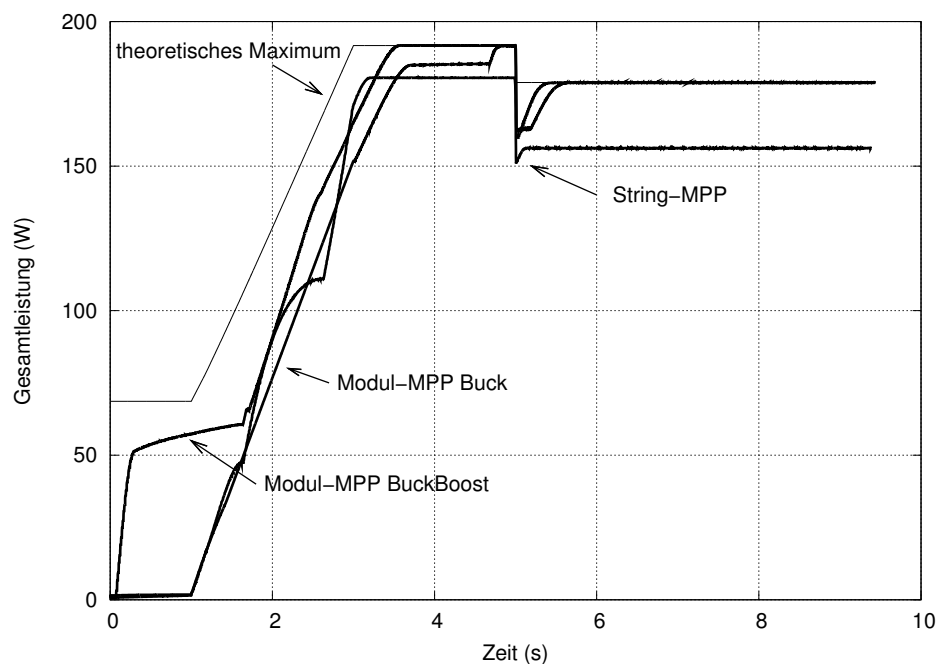


Abbildung 7.10.: Vergleich der Gesamtleistungen für die verschiedenen Systeme

der erzeugten Leistungen sowie das theoretisch mögliche Maximum. Zu Beginn, wenn noch drei Module stark verschattet sind, schafft es nur der Modul-MPP mit BuckBoost-Konverter das unverschattete Modul mit optimaler Leistung zu betreiben. Dies ist möglich, da er die zu geringe Spannung der verschatteten Module hochsetzen kann.

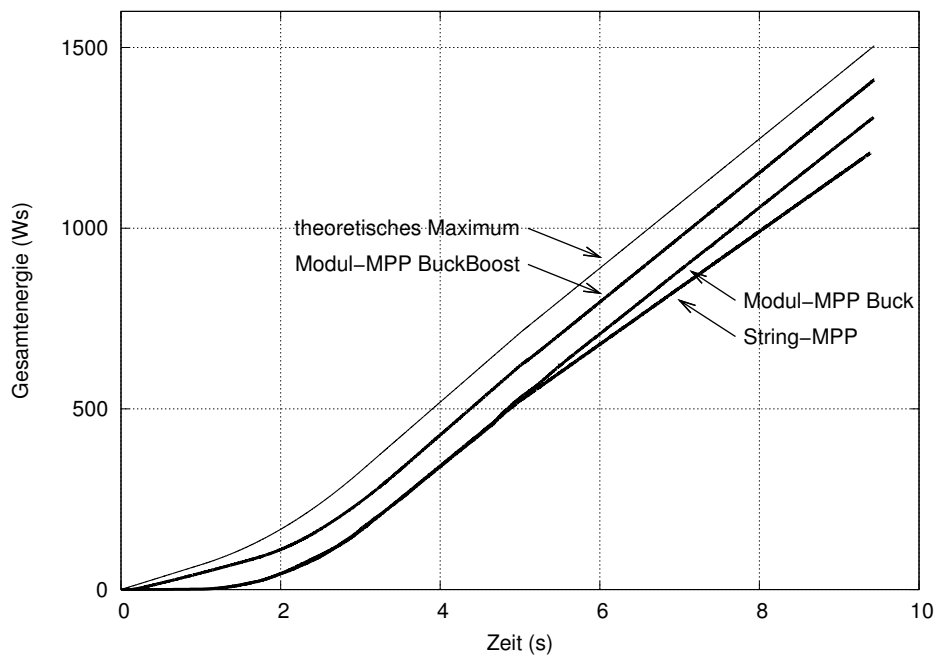


Abbildung 7.11.: Vergleich der Gesamtenergie für die verschiedenen Systeme

In der Hochlaufphase bis $t = 3\text{ s}$ zeigen die verschiedenen Verfahren ähnliche Ergebnisse, wobei der MPP-Tracker mit BuckBoost-Konverter tendenziell besser abschneidet. Der String-MPP-Tracker zeigt zum Zeitpunkt $t = 2.5\text{ s}$ das bereits erwähnte Problem der falschen Suchrichtung bei sich ändernden Verhältnissen. Dies ist allerdings kein Problem welches am String-MPP liegt, sondern durch den MPP-Algorithmus bedingt ist. Da für alle Verfahren derselbe Algorithmus zur Anwendung kommt, könnte es bei anders gestellten Szenarien ebenfalls die anderen Verfahren beeinträchtigen.

Von größerem Interesse sind die Leistungen im stationären Zustand. Dabei zeigen beide Verfahren mit Modul-MPP identische Ergebnisse, welche auch mit dem theoretischen Maximum übereinstimmen. Für den Buck-Konverter gilt dies natürlich nur bei einer vernünftigen Auslegung. Die aufsummierten Leistungen sind in Abbildung 7.11 dargestellt und zeigen die seit dem Zeitpunkt $t = 0\text{ s}$ erzeugten Leistungen. Auch hier erkennt man, bis zum Ende der Hochlaufphase $t = 4\text{ s}$, keinen Unterschied zwischen String-MPP und Modul-MPP mit Buck-Konverter. Erst danach kann der Modul-MPP einen besseren Arbeitspunkt einstellen. Der Modul-MPP mit BuckBoost-Konverter kann nur in der Hochlaufphase einen zusätzlichen Gewinn erzeugen, anschließend ist die Performance zum Buck-Konverter ident. Schlussendlich ergeben sich, im Vergleich zum theoretischen maximal Möglichen die in Tabelle 7.2 aufgelisteten Ergebnisse. Es sind hier nur die Verluste durch den Betrieb außerhalb des MPP-Punktes berücksichtigt. Für alle Simulationen wurden idente PV-Module und idente MPP-Tracker verwendet. Eine Veränderung der MPP-Zykluszeit kann die Ergebnisse leicht beeinflussen. Da bei allen getesteten Ver-

	Gesamtenergie	Verhältnis
theoretisch Möglich	1504Ws	100%
String-MPP	1208Ws	80.3%
Modul-MPP Buck	1307Ws	86.9%
Modul-MPP BuckBoost	1410Ws	93.8%

Tabelle 7.2.: Vergleich der Gesamtenergien mit unterschiedlichen MPP-Typen

fahren die selbe Zeit verwendet wird ändern sich die prozentualen Ergebnisse nicht.

Kapitel 8.

Alternativer Ansatz mit Parallelschaltung von Buck-Konvertern

In diesem Kapitel soll ein alternativer Ansatz zur Zusammenschaltung der einzelnen PV-Module diskutiert werden. Bisher wurde jedes Modul mit einem eigenen DC/DC Konverter und einem eigenen MPP-Tracker ausgestattet. Die Ausgänge der Konverter wurden in Serie geschaltet und bildeten den DC-Bus des Systems.

8.1. Simulation der parallel geschalteten PV-Module

Ein alternativer Ansatz besteht darin, dass jedes Modul mit einem DC/DC Konverter mit hohem Übersetzungsverhältnis ausgestattet wird. Die Ausgänge der Konverter werden parallel geschaltet und nachfolgend mit einem einzelnen MPP-Tracker geregelt, siehe Abbildung 8.1.

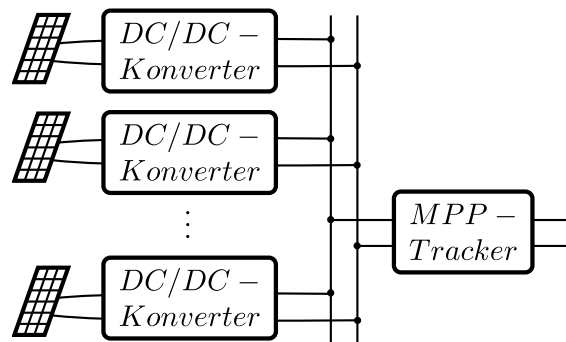


Abbildung 8.1.: Schaltbild der parallel geschalteten Konverter mit einem MPP-Tracker

Die Konverter besitzen ein fixes Übersetzungsverhältnis und transformieren die relativ kleine Spannung der PV-Module von ca. 20V auf eine hohe Arbeitsspannung, welche im Bereich von mehreren hundert Volt liegen kann. Die hohen Spannungen am Ausgang sind notwendig um kleine Ströme und somit kleine Leitungsverluste zu erhalten. Der Vorteil gegenüber der bisher verwendeten Schaltung mit einem MPP-Tracker für jedes

i	λ_S	P_{\max}	$\frac{P_i}{P_{\max}} 100\%$
1	1	61.6W	99.2%
2	0.8	48.97W	99.3%
3	0.1	4.54W	82.5%
4	1	61.6W	99.2%
Σ		176.71W	98.7%

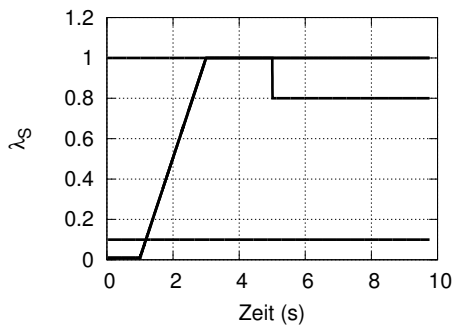
Tabelle 8.1.: Stationärer Endpunkt für die simulierte Anlage mit parallelen Buck-Konverter

Modul besteht in der Einfachheit des Aufbaus. Durch die Parallelschaltung der Module kann nun jedes Modul den Strom selbst vorgeben. Wie in Kapitel 6.1 gezeigt wurde, ändert sich die Spannung im MPP-Punkt, im Gegensatz zum Strom, bei unterschiedlichen Abschattungen nur wenig. Bei der verwendeten Parallelschaltung können auch bei unterschiedlicher Abschattung der Module alle sehr nahe am MPP-Punkt betrieben werden.

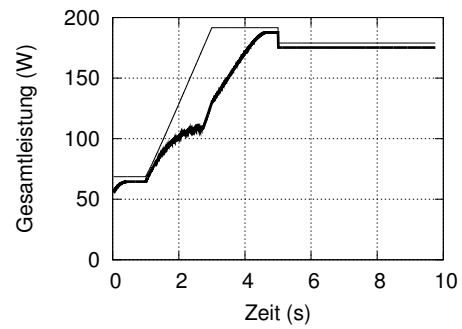
Es wird nun der Versuch mit vier unterschiedlich beschatteten PV-Modulen aus Kapitel 7.4 wiederholt. Die Konverter werden mit einem fixen Übersetzungsverhältnis von $d = 10$ betrieben, die DC-Bus Spannung beträgt $U_o = 180V$. Im stationären Endpunkt gelten die in Tabelle 8.1 angegebenen Werte. Durch Matchingverluste kommt die Parallelschaltung im Vergleich zu der Beschaltung in Kapitel 7.4 auf einen Wirkungsgrad von 98.7%. Zu beachten ist, dass bei dieser Konfiguration insgesamt zwei Konverter in Serie geschaltet sind, einer für das PV-Modul und einer im MPP-Tracker und dass deren Wirkungsgrade in der Simulation nicht berücksichtigt sind, da sie nur die Mismatchverluste darstellen. Bei der ersten Variante mit der Serienschaltung der PV-Module mit jeweils einem eigenen MPP-Tracker entfällt der zweite Konverter da die MPP-Funktion bei den Convertern in den Modulen integriert ist.

In der Hochlaufphase bis $t = 3s$ ist das Abtriften des $P\&O$ -Trackers bei sich ändernden Einstrahlungen zu sehen. Zum Zeitpunkt $t = 5$ erfolgt ein schlagartiger Abfall der Einstrahlung an einem Modul. Bemerkenswert ist, dass der MPP-Regler dies nicht ausregeln muss, vergleiche Abbildung 8.2(c), da sich die MPP-Spannung des Strings fast nicht ändert. In der Gesamtleistung, siehe Abbildung 8.2(b), ist der Einbruch deutlich zu sehen. Der stationäre Endwert entspricht schlussendlich fast der theoretisch maximal möglichen Leistung.

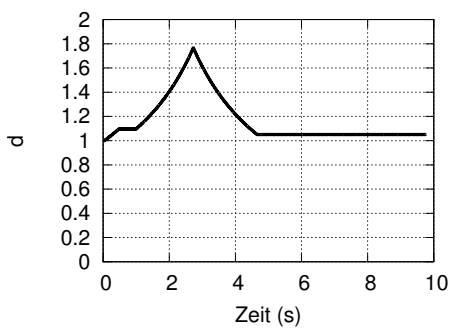
Für die Parallelschaltung ist ein Konverter mit einem großen Übersetzungsverhältnis notwendig. Ein bereits entwickelter Konverter, der die Anforderungen bezüglich Ein- und Ausgangsspannungsbereich sowie der notwendigen Maximalleistung erfüllt, ist in [20] beschrieben. Der dabei an einem Prototyp erreichte Wirkungsgrad ist in Abbildung 8.3 angegeben.



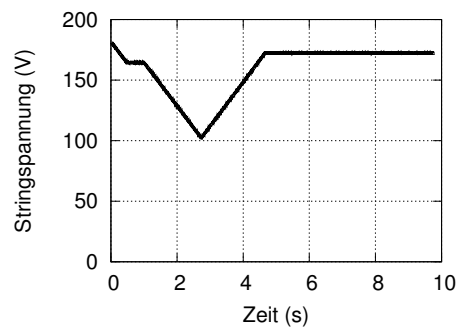
(a) λ_S der einzelnen Module. Zwei Module werden langsam hochgefahren und zwei weitere mit einer konstanten Wert beschienen.



(b) Gesamtleistung des Strings sowie theoretisches Maximum



(c) Übersetzungsverhältnis des gemeinsamen MPP-Konverters



(d) Strings spannung

Abbildung 8.2.: Signalverlauf am String bei parallel geschalteten Konverter mit einem gemeinsamen MPP-Tracker

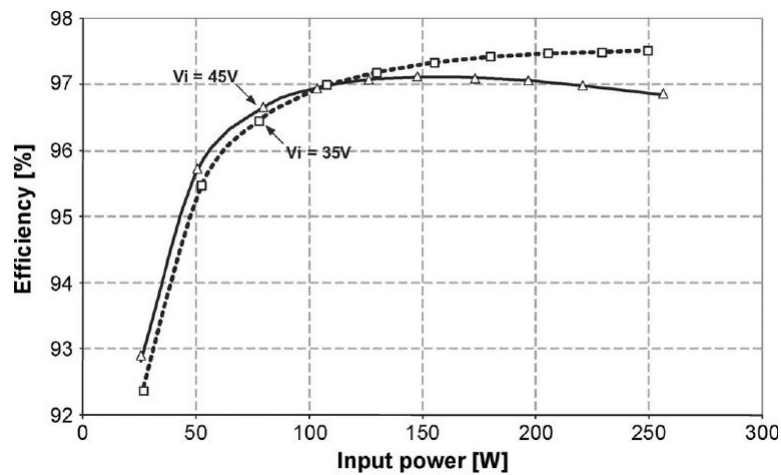


Abbildung 8.3.: Wirkungsgrad des Konverters aus [20]

8.2. Betrachtung der Leitungsverluste



Abbildung 8.4.: Stromverteilung bei Serienschaltung der PV-Module

Bei einem Wirkungsgrad von über 95% des DC/DC Konverters sind auch schon die Verluste in der Verkabelung der Solaranlage zu hinterfragen. In Abbildung 8.4 ist die Verkabelung von in Serie geschalteter PV-Module dargestellt. Diese Darstellung gilt sowohl bei der Verwendung eines MPP-Trackers für den gesamten String sowie bei der Verwendung von MPP-Tracker für jedes Modul wenn die Ausgänge der Konverter in Serie geschaltet werden. Die Module haben eine Ausdehnung l , als Leitungslänge ergibt sich somit $2l$. Die Verluste können mit

$$P_{v,s} = I^2 R = 2I^2 R' l \quad (8.1)$$

berechnet werden, wobei R' den bezogenen Leiterwiderstand angibt.

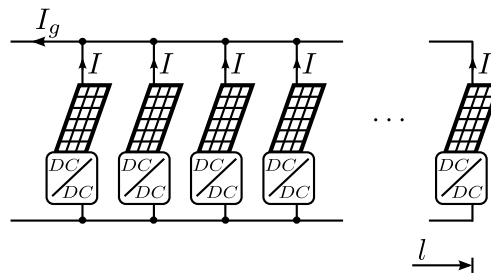


Abbildung 8.5.: Stromverteilung bei Parallelschaltung der PV-Module

Werden die Konverter allerdings parallel geschaltet, so fließt nicht der gesamte Strom über die volle Leitungslänge, vergl. Abbildung 8.5. Für eine große Anzahl an Modulen kann der Stromverlauf entlang der Leitung, wie in Abbildung 8.6 dargestellt, modelliert werden. Die Leitungsverluste ergeben sich dann zu

$$P_{v,p} = 2 \int_0^l i^2(x) R' dx = 2I^2 R' \int_0^l \left(1 - \frac{x}{l}\right)^2 dx \quad (8.2)$$

$$P_{v,p} = 2I^2 R' \int_0^l \left(1 - \frac{2x}{l} + \frac{x^2}{l^2}\right) dx \quad (8.3)$$

$$P_{v,p} = 2I^2 R' \frac{l}{3}, \quad (8.4)$$

sind also nur ein Drittel jener der Serienschaltung.

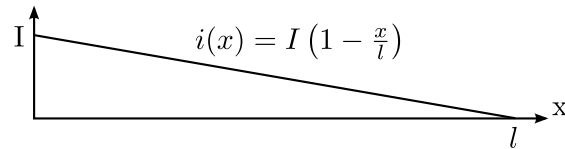


Abbildung 8.6.: Stromverteilung in der Leitung bei einer großen Anzahl an parallel geschalteten PV-Module

Für eine PV-Anlage mit den Daten $n = 20$ Module, $I_{\text{mpp}} = 6A$, $U_{\text{mpp}} = 17V$, $l = 20m$ und $R' = \frac{l}{\gamma A} = \frac{1m}{50 \cdot 1.5mm^2} = 13.3 \frac{m\Omega}{m}$ ergeben sich die Verluste bei Serien- und Parallelschaltung zu

$$P_{v,s} = 19.2W \quad (8.5)$$

$$P_{v,p} = 6.3W. \quad (8.6)$$

Mit einer Gesamtleistung der Anlage von $P_{\text{ges}} = U_{\text{mpp}} I_{\text{mpp}} n = 17V * 6A * 20 = 2040W$ ergeben sich die prozentualen Verdrahtungsverluste zu

$$p_{v,s,\%} = \frac{P_{v,s}}{P_{\text{ges}}} 100\% = 0.94\% \quad (8.7)$$

$$p_{v,p,\%} = \frac{P_{v,p}}{P_{\text{ges}}} 100\% = 0.31\%. \quad (8.8)$$

Die Verluste in den Leitungen betragen damit bei der Serienschaltung ca. $\frac{1}{4}$ der Verluste des Konverters und können daher nicht mehr bedenkenlos vernachlässigt werden. Durch die Parallelschaltung kann der Leistungsverlust in der Verdrahtung der PV-Modulen auf ein Drittel reduziert werden. Zu den Verdrahtungsverlusten kommen natürlich noch die Verluste in den Leitungen von den Solarmodulen bis zum Einspeisepunkt hinzu. Diese sind für die Parallelschaltung und Serienschaltung allerdings identisch.

Kapitel 9.

Zusammenfassung und Ausblick

In diesem Kapitel erfolgt eine kurze Zusammenfassung der erzielten Ergebnisse, anschließend ist eine Beschreibung möglicher weiterführender Arbeiten aufgezeigt.

9.1. Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde zuerst die Auswirkung der Abschattung einzelner Module bei herkömmlichen Anlagen (String) untersucht. Durch die Reihenschaltung der PV-Module kann der gesamte String, auch bei nur geringer Verschattung, in einen schlechten Betriebspunkt gezogen werden. Trotz des Schutzes durch Bypassdioden und einem MPP-Tracker für den gesamten String konnte, im schlechtesten Fall, nur mehr 65% der erzielbaren Leistung verifiziert werden. Dieser Fall tritt dann ein, wenn die Hälfte der Module mit 40% beschienen werden und der Rest voll bestrahlt wird. In einer realen Anlage könnte dies zum Beispiel genau dann auftreten, wenn Module eines Strings auf dem Dach mit unterschiedlicher Neigung montiert sind. Wird ein einziges Modul verschattet, wie zum Beispiel durch einen Mast oder einen Schornstein, so kann das einen Leistungsverlust von bis zu 25% bei kurzen Strings, und einen Verlust von 7% bei längeren Strings, erzeugen. Zu beachten ist, dass der Verlust durch die Abschattung selbst nicht beachtet wird, sondern nur dadurch zustande kommt, dass die noch voll beleuchteten Module außerhalb ihres optimalen Betriebspunktes betrieben werden.

Durch den Einsatz eines DC/DC Konverters für jedes Modul mit einem MPP-Tracker kann dieses Problem umgangen werden. Es wurde gezeigt, dass mit einem BuckBoost-Konverter für jedes Modul immer alle Module im optimalen Betriebspunkt betrieben werden können. Mit einem Buck-Konverter ist dies nicht immer möglich. Die gesamte PV-Anlage muss für mögliche Verschattungssituationen dimensioniert werden, um die maximale Leistung garantieren zu können.

Anschließend wurde in dieser Arbeit die Stabilität des Systems mit Konverter für jedes Modul untersucht, wobei die lokale Stabilität gezeigt wurde. Für die Stabilitätsuntersuchung wurde ein Ersatzsystem aus Leistungsquellen sowie dem Ausgangskondensator betrachtet.

Es wurden verschiedene Konverter auf ihren möglichen Wirkungsgrad hin analysiert, wobei der Buck-Konverter mit einem maximalen Wirkungsgrad von 98% am geeignetsten erscheint.

Weiters wurden verschiedene Verschattungssituationen mit unterschiedlichen Konfigurationen verglichen. Es zeigte sich, dass ein Konverter für jedes Modul, bei einer stark unterschiedlichen Beleuchtung, eine Steigerung der entnommenen Leistung bringt. Werden alle Module ungefähr gleich bestrahlt, so bringt es keinen zusätzlichen Vorteil.

Als Abschluss wurde noch kurz ein alternativer Ansatz untersucht, bei dem die PV-Module parallelgeschaltet betrieben werden. Um auf die erforderliche DC-Spannung zu kommen wurde ein DC/DC-Konverter mit hohem Übersetzungsverhältnis verwendet. Da die MPP-Spannung im Gegensatz zum MPP-Strom sich bei unterschiedlicher Beleuchtung nur wenig ändert werden die Konverter mit einem konstanten Übersetzungsverhältnis betrieben und nur am gemeinsamen Ausgang ein MPP-Tracker verwendet. Es hat sich gezeigt, dass bei unterschiedlicher Beschattung eine wesentlich bessere Leistungsausbeute erzielt werden kann als bei einer herkömmlichen Serienschaltung der PV-Module.

9.2. Ausblick

Im Laufe dieser Arbeit haben sich mehrere Themen ergeben, die interessante Aufgabenstellungen für weitere Untersuchungen und für weiterführende Arbeiten bieten:

- Die Implementierung des IncCond-Verfahrens für den MPP-Tracker unter Berücksichtigung der numerischen Problematik. In der Literatur werden viele Papers zu dem Algorithmus veröffentlicht, allerdings fehlt immer die korrekte Beschreibung der Implementierung. Durch numerische Probleme ist es nicht möglich, Terme auf Gleichheit zu überprüfen. Man muss dazu Schranken einführen, in denen die Terme als äquivalent betrachtet werden können. Insgesamt sind in dem IncCond Verfahren drei Schranken einzuführen. Ziel sollte es nun sein, die Schranken so zu wählen, dass im optimalen Betriebspunkt des PV-Moduls der Tracker nicht oszilliert.
- Aufbau einer kleinen Anlage zum Testen und Verifizieren der Simulationsergebnisse. In dieser Arbeit wurden alle Erkenntnisse aus Simulationen gewonnen. Es wurde allerdings bereits einiges an Vorarbeit geleistet, um einen Versuchsaufbau durchführen zu können. Der Leistungsteil des DC/DC Konverter wurde bereits komplett dimensioniert.
- Aufbau des berechneten DC/DC Konverters und Überprüfung des prognostizierten Wirkungsgrades. Da der Konverter einen sehr hohen Wirkungsgrad erzielen sollte, ist besonderes Augenmerk auf die Leistungsmessung zu legen. Die Messtoleranzen können bereits bei sehr kleinen Leistungsunterschieden in der Eingangs- zur Ausgangsleistung zu signifikanten Fehlern in der Wirkungsgradbestimmung führen.

- Entwicklung einer Steuerung für den Konverter. Die Steuerung sollte in der Lage sein, sich selbst über das PV-Modul zu versorgen, dabei aber möglichst wenig Leistung verbrauchen.

Verwendete Symbole

d	Übersetzungsverhältnis
e	Elementarladung
I_{mpp}	Strom im MPP-Punkt
I_s	Sperrstrom
I_{ph}	Photostrom
k	Boltzmannkonstante
P_{max}	theoretische Maximalleistung als Summe der MPP-Leistungen der Module für gegebenen λ_S
r_D	differentieller Widerstand
T	absolute Temperatur K
U_D	Diffusionsspannung
U_F	Flussspannung
U_i	Eingangsspannung
U_j	Spannung an der Sperrschicht
U_{LL}	Leerlaufspannung
U_o	Ausgangsspannung
U_{mpp}	Spannung im MPP-Punkt
λ_S	Verhältnis aktuelle zu maximale Lichtintensität

Abbildungsverzeichnis

1.1.	Weltweite Produktion von Solarzellen von 1975 bis 2006 mit den bedeutenden Solarförderungen von Deutschland 2003 (100.000 Dächer Programm), aus [1]	1
1.2.	Arbeitspunkt der Solarzelle mit Widerstand als Verbraucher	3
1.3.	Bänderschema einer Photodiode, vergl. [5]	5
1.4.	Kennlinienfeld der Fotodiode	6
1.5.	Füllfaktor dargestellt in der UI -Kennlinie	7
1.6.	Schematische Darstellung eines Photovoltaik-Modules aus einzelnen PV-Zellen	8
2.1.	Simulierte Anlage mit zunehmender Anzahl an diffus verschatteten Modulen	11
2.2.	Verhältnis Ausgangsleistung P/P_{max} mit n verschatteten und $13 - n$ unverschatteten Modulen im String	11
2.3.	Simulierte Anlage mit einem diffus verschatteten Modul	12
2.4.	Verhältnis P/P_{max} mit variabler Sonneneinstrahlung auf einem Modul und n unverschatteten Modulen im String	12
2.5.	Simulierte Anlage mit einem diffus verschatteten Modul mit unterschiedlichen λ_S und $n - 1$ unverschatteten Modulen	13
2.6.	Verhältnis Ausgangsleistung P/P_{max} mit einem verschatteten und $n - 1$ unverschatteten Modulen in Serienschaltung mit String-Wechselrichter . .	13
3.1.	Kennlinien eines Strings aus 4 PV-Modulen mit unterschiedlicher Beleuchtung	16
3.2.	Durchbruchspannung des PV-Modules	17
3.3.	Vergleich der Inverter Topologien mit DC-Bus, aus [10]	18
3.4.	P&O Ablaufdiagramm	19
3.5.	Leistungsverlauf am IncCond Tracker bei stationärer Einstrahlung	20
3.6.	Incremental Conductance Ablaufdiagramm	21
4.1.	Ersatzschaltbild des modulintegrierten Inverters für die Stabilitätsuntersuchung	23
4.2.	Spannungsverlauf am Kondensator C_1	24
4.3.	RC-Ersatzschaltung	26
4.4.	Ersatzzeitkonstante τ_{ers} in Abhängigkeit der Modulanzahl n	28
5.1.	Approximation nach Gleichung (5.1) für den MPP	30

5.2.	Kennlinie der Diode SR509 mit den Modellparametern sowie den Arbeitspunkt (AP), vergleiche dazu Datenblatt [16]	32
5.3.	Schaltung des Abwärtswandlers	32
5.4.	Wirkungsgrad des Abwärtswandlers für verschiedene Ausgangsspannungen $U_o = 8V$ bis $U_o = 16V$. Die verwendeten Bauteile für die Simulation sind in Kapitel 5.6 auf Seite 46 zusammengefasst	34
5.5.	Schaltung des BuckBoost-Konverters	35
5.6.	Wirkungsgrad BuckBoost Wandler für verschiedene Ausgangsspannungen $U_o = 14V$ bis $U_o = 22V$. Die verwendeten Bauteile für die Simulation sind in Kapitel 5.6 auf 46 zusammengefasst	36
5.7.	Schaltung Aufwärtswandler	37
5.8.	Wirkungsgrad Aufwärtswandler für verschiedene Ausgangsspannungen $U_o = 18V$ bis $U_o = 26V$. Die verwendeten Bauteile für die Simulation sind in Kapitel 5.6 auf Seite 46 zusammengefasst	38
5.9.	Schaltung des ungedämpften Ausgangsfilters	41
5.10.	Sprungantwort des ungedämpften Filters	42
5.11.	Dämpfung des LC-Filters	42
5.12.	Bodediagramm von Z_0 für verschiedene R_d	44
5.13.	Vergleich der Übertragungsfunktion $G(s) = \frac{u_o}{u_i}$ mit und ohne zusätzlicher Dämpfung	44
5.14.	Vergleich der Sprungantwort mit und ohne zusätzlicher Dämpfung	45
5.15.	Pol-/ Nullstellendiagramm des LC-Filters. Durch die Dämpfung werden die Pole weiter ins Negative verschoben und es kommt ein neues Pol-/Nullstellenpaar hinzu. Eine weitere, nicht dargestellte Nullstelle liegt bei $-1.39e5$	45
5.16.	Schaltbild des gesamten Konverters	46
6.1.	Strom-Spannungskennlinie des simulierten PV-Moduls bei 100%, 80% und 60% Sonneneinstrahlung, die dicke Linie zeigt die Punkte maximaler Leistung	48
6.2.	Strom-Leistungskennlinie des simulierten PV-Moduls bei 100%, 80% und 60% Sonneneinstrahlung, die dicke Linie zeigt die Punkte maximaler Leistung	48
6.3.	Schaltung des Average-Modell des Abwärtswandlers	52
6.4.	Wahl des gewünschten MPP-Verfahrens in Matlab/Simulink. Das P&O-Verfahren hat als Eingang eine Leistung, das IncCond-Verfahren benötigt die Modulspannung und den Modulstrom	55
6.5.	Modell einer PV-Zelle mit eigenem MPP-Tracker in Matlab/Simulink	55
7.1.	Simulierte Anlage mit seriell verschalteten PV-Modulen und einem eigenen MPP-Tracker in jedem Modul	56
7.2.	Signalverlauf und Leistungen der zwei Module mit integriertem Konverter und einer sprunghaften Änderung der Einstrahlung an einem Modul	57

7.3.	Spannungs- und Stromverläufe der zwei Module am PV-Modul und am Ausgang des Konverters bei einer sprunghaften Änderung der Einstrahlung an einem Modul	58
7.4.	Signalverlauf und Leistungen der zwei Module mit integriertem Konverter und einer starken sprunghaften Änderung der Einstrahlung an einem Modul	59
7.5.	Spannungsverläufe der zwei Module am PV-Modul und am Ausgang des Konverters bei einer starken sprunghaften Änderung der Einstrahlung an einem Modul	60
7.6.	Vergleich des Modul- und des String MPP-Trackers bei veränderlicher Beschattung von vier Modulen	61
7.7.	Leistungsverlauf von ausgewählten Modulen aus einem String mit 4 Modulen mit je einem eigenem MPP-Tracker sowie der theoretischen maximalen Leistung	63
7.8.	Abdriften des P&O-Trackers bei sich ändernder Einstrahlung, aus [13] . .	63
7.9.	Signalverlauf ausgewählter Module mit Buck-Konverter sowie die Gesamtleistung im Vergleich von Buck- und BuckBoost-Konverter	65
7.10.	Vergleich der Gesamtleistungen für die verschiedenen Systeme	66
7.11.	Vergleich der Gesamtenergie für die verschiedenen Systeme	67
8.1.	Schaltbild der parallel geschalteten Konverter mit einem MPP-Tracker . .	69
8.2.	Signalverlauf am String bei parallel geschalteten Konverter mit einem gemeinsamen MPP-Tracker	71
8.3.	Wirkungsgrad des Konverters aus [20]	71
8.4.	Stromverteilung bei Serienschaltung der PV-Module	72
8.5.	Stromverteilung bei Parallelschaltung der PV-Module	72
8.6.	Stromverteilung in der Leitung bei einer großen Anzahl an parallel geschalteten PV-Module	73
A.1.	Gesamtsystem mit vier PV-Modulen mit eigenem MPP-Tracker	81
A.2.	Gesamtsystem mit vier PV-Modulen mit String-MPP-Tracker	82

Anhang A.

Matlab/Simulink Modelle

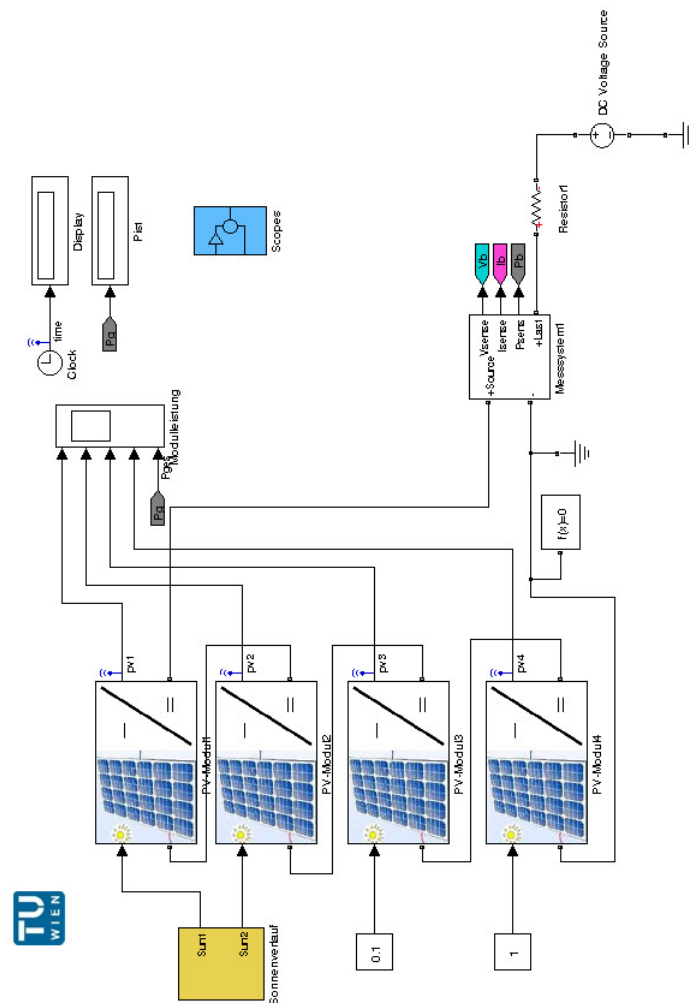


Abbildung A.1.: Gesamtsystem mit vier PV-Modulen mit eigenem MPP-Tracker

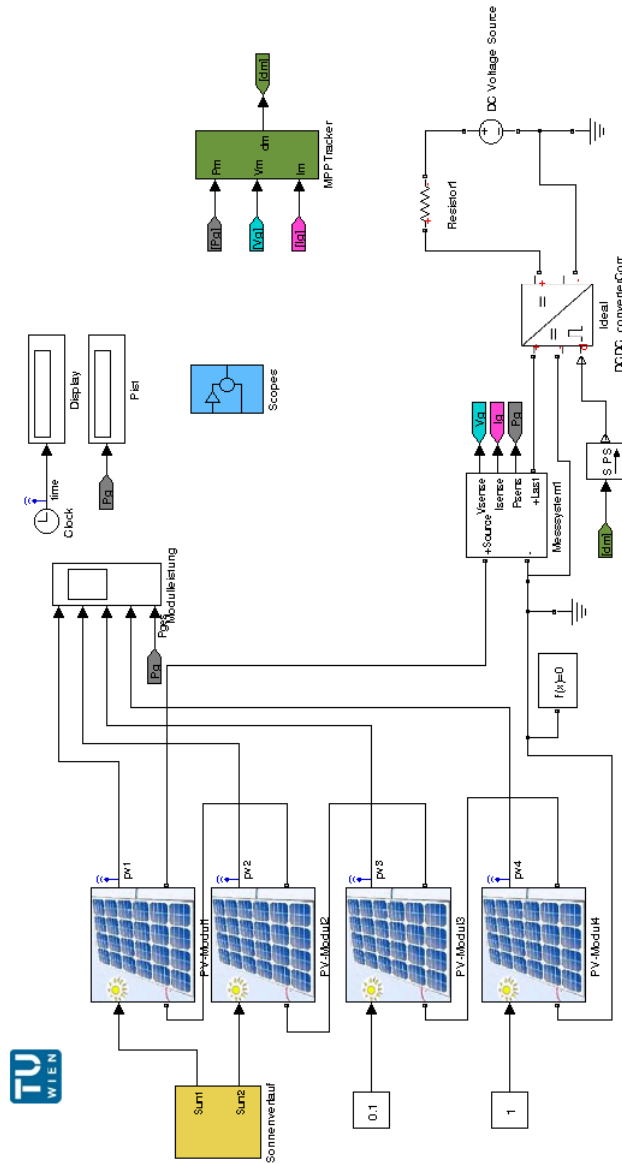


Abbildung A.2.: Gesamtsystem mit vier PV-Modulen mit String-MPP-Tracker

Literaturverzeichnis

- [1] Lewis Fraas und Larry Partain. *Solar Cells and Their Applications*. Wiley series in microwave and optical engineering. Wiley, 2nd edition, 2010.
- [2] Andreas Wagner. *Photovoltaik Engineering: Handbuch für Planung, Entwicklung und Anwendung (VDI-Buch) (German Edition)*. Springer, 2006.
- [3] Walther Fuhs. Photovoltaik - Stand und Perspektiven. *FVS DGS Themen*, 2000.
- [4] Hans-Günther Wagemann und Heinz Eschrich. *Photovoltaik - Solarstrahlung und Halbleitereigenschaften*. Teubner, 2007.
- [5] Ekbert Hering und Martin Rolf. *Photonik: Grundlagen, Technologie und Anwendung (German Edition)*. Springer, 2005.
- [6] Franz Zach. *Leistungselektronik*. Springer Wien, 2010.
- [7] J. W. Bishop. Computer simulation of the effect of electrical mismatch in photovoltaic cell interconnection circuits. *Solar Cell 25*, Seiten 73–89, 1988.
- [8] Volker Quaschnig. *Simulation der Abschattungsverluste bei solarelektrischen Systemen*. Beiträge zur Solarforschung. Verlag Dr. Köser, 1996.
- [9] Luis Castaner und Santiago Silvestre. *Modeling Photovoltaic Systems using PSpice*. Wiley, 2002.
- [10] Geoffrey R. Walker und Paul C. Sernia. Cascaded dc–dc converter connection of photovoltaic modules. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 2004.
- [11] Trishan ESRAM und Patrick L. Chapman. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22(2), 2007.
- [12] Weidong Xiao und W.G. Dunford. A modified adaptive hill climbing mppt method for photovoltaic power systems. In *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, volume 3, Seiten 1957–1963 Vol.3, 2004.
- [13] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, und M. Osakada. Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions. *IEEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, 142(1):59–64, 1995.
- [14] Andreas Kugi. *Skriptum Automatisierung*, Seiten 28–32. TU-Wien, 2008.
- [15] Andreas Kugi. *Skriptum Regelungssysteme*. TU-Wien, 2009.

- [16] Datenblatt zu sr5x, 07 2008. multcomp.
- [17] Muhammad Usman, Daniel Sadarnac, und Charif Karimi. Input filter damping for control loop stability of dc-dc converters. *IEEE*, 2007.
- [18] Geoff Walker. Evaluating mppt converter topologies using a matlab pv model. *IEEE*, 2001.
- [19] Robert W. Erickson und Dragan Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer, 2nd edition, 2001.
- [20] Samuel Vasconcelos Araújo, René P. Torrico-Bascope, und Grover V. Torrico-Bascope. Highly efficient high step-up converter for fuel-cell power processing based on three-state commutation cell, Juni 2010.