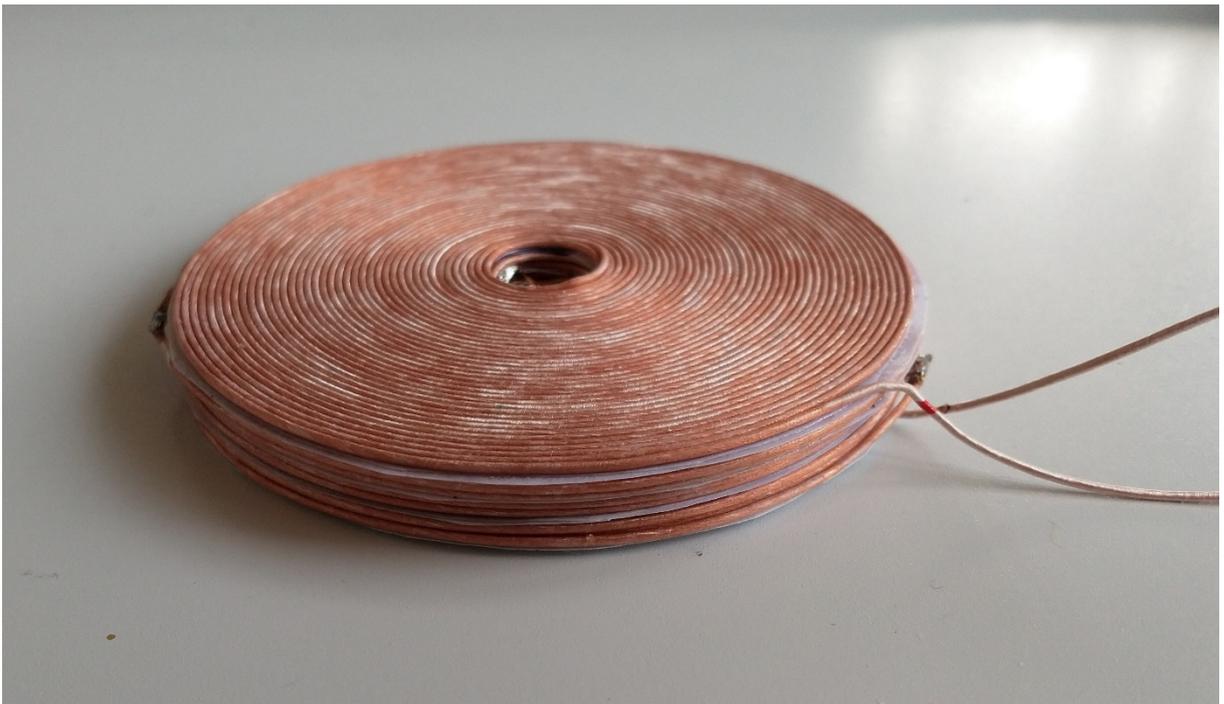




Schlussbericht

WIPT-PV

Kontaktlose Leistungsübertragung in PV-Systemen mit sehr hoher Strings- spannung



Quelle: Foto Fabian Carigiet



Zürcher Hochschule
für Angewandte Wissenschaften

zhaw

School of
Engineering

IEFE Institut für Energiesysteme
und Fluid-Engineering

ETH zürich



Datum: 30.06.2021

Ort: Bern

Subventionsgeberin:

Bundesamt für Energie BFE
Sektion Energieforschung und Cleantech
CH-3003 Bern
www.bfe.admin.ch

Ko-Finanzierung:

keine

Subventionsempfänger/innen:

ZHAW, Zürcher Hochschule für angewandte Wissenschaften
Technikumstrasse 30, 8401 Winterthur
<https://www.zhaw.ch/de/engineering/institute-zentren/iefe/>

ETHZ, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich
Physikstrasse 3, 8092 Zürich
<https://aps.ee.ethz.ch/>

Autor/in:

Fabian Carigiet, ZHAW, fabian.carigiet@zhaw.ch
Franz Baumgartner, ZHAW, franz.baumgartner@zhaw.ch
Ulrike Grossner, ETHZ, ulrike.grossner@ethz.ch

BFE-Projektbegleitung:

Stefan Oberholzer, stefan.oberholzer@bfe.admin.ch

BFE-Vertragsnummer: SI/502050-01

Für den Inhalt und die Schlussfolgerungen sind ausschliesslich die Autoren dieses Berichts verantwortlich.



Zusammenfassung

Die Machbarkeit einer induktiven Leistungsübertragung, um die Leistung von 400 W drahtlos aus einem PV-Modul zu koppeln, und Anbindung an ein PV-System mit sehr hoher Strings Spannung konnte aufgezeigt werden. Dafür wurde ein technisches Konzept für ein Wireless PV-System entwickelt. Ein Resonanzkonverter ist mit zwei in Serie geschalteten Primärspulen im PV-Modul verbunden und überträgt die Leistung auf die beiden in Serie geschalteten Sekundärspulen ausserhalb des PV-Moduls. Das Design sieht einen Gleichrichter vor, an dessen Ausgang eine Strings Spannung von 1420 V anliegt. In einem String werden weitere Wireless PV-Module parallel dazu geschaltet.

Auf dieser Basis konnten die Spulen, der Magnetkreis, sowie der Serienschwingkreis berechnet und manuell gefertigt bzw. aufgebaut werden. Die kreisförmige planare Primärspule weist 16 Windungen auf. Die Sekundärspule hat 280 Windungen und besteht aus 7 Lagen à 40 Windungen. Die Spulen sind durch 3.2 mm voneinander separiert, was der Dicke des Frontglases entspricht und von Ferritplatten umgeben. Der realisierte Aufbau zur induktiven Leistungsübertragung konnte im Labor messtechnisch analysiert und die einzelnen Verlustkomponenten (Kondensator-, Kupfer- und magnetische Verluste) separiert und quantifiziert werden.

Der gemessene Wirkungsgrad eines Spulensystems bei einer übertragenen Leistung von 203 W beträgt von 97.9 % \pm 0.83 % ($k=1$). Unter Einbezug der modellierten Verluste der Leistungselektronik, die notwendig ist, um den Resonanzkonverter anzusteuern und die Ausgangsspannung gleichzurichten, konnte ein Gesamtwirkungsgrad von 95.7 % abgeschätzt werden.

Summary

The feasibility of an inductive power transfer that transfers the power of 400 W from a PV module to a PV system with very high string voltage was demonstrated. For this purpose, a technical concept for a wireless PV system was developed. A resonant converter is connected to two series-connected primary coils in the PV module and transfers the power to the two series-connected secondary coils outside the PV module. The setup uses a rectifier at the output, where a string voltage of 1420 V is achieved. Several wireless PV modules are connected in parallel to this string.

Based on that, the coils, the magnetic circuit and the series resonant circuit could be calculated and manually manufactured or built, respectively. The circular planar primary coil has 16 turns. The secondary coil has 280 turns and consists of 7 layers of 40 turns each. The coils are separated from each other by 3.2 mm, which corresponds to the thickness of the front glass, and are surrounded by ferrite plates. The realised setup for the inductive power transfer could be analysed metrologically in the laboratory and the individual loss components (capacitor, copper and magnetic losses) could be separated and quantified.

The measured efficiency of one coil system with a transmitted power of 203 W is 97.9 % \pm 0.83 % ($k=1$). An overall efficiency of 95.7 % could be estimated by including the modelled losses of the power electronics, which are necessary to control the resonance converter and to rectify the output voltage.



Résumé

La faisabilité d'une transmission de puissance par induction pour coupler sans fil la puissance de 400 W d'un module PV et la connexion à un système PV avec une tension de string très élevée a pu être démontrée. Un concept technique pour un système PV wireless a été développé à cet effet. Un convertisseur de résonance est relié à deux bobines primaires en série dans le module PV et transmet la puissance aux deux bobines secondaires en série à l'extérieur du module PV. Le design prévoit un redresseur à la sortie duquel est appliquée une tension de string de 1420 V. Dans un string, d'autres modules PV sans fil sont connectés en parallèle.

Sur cette base, les bobines, le circuit magnétique, ainsi que le circuit oscillant série ont pu être calculés et fabriqués ou montés manuellement. La bobine primaire circulaire plane présente 16 tours. La bobine secondaire a 280 tours et se compose de 7 couches de 40 tours chacune. Les bobines sont séparées les unes des autres par 3,2 mm, ce qui correspond à l'épaisseur du verre frontal, et sont entourées de plaques de ferrite. Le montage réalisé pour la transmission de puissance par induction a pu être analysé en laboratoire par des techniques de mesure et les différentes composantes de perte (pertes du condensateur, du cuivre et magnétiques) ont été séparées et quantifiées.

Le rendement mesuré d'un système de bobines pour une puissance transmise de 203 W est de 97,9 % $\pm 0,83$ % ($k=1$). En tenant compte des pertes modélisées de l'électronique de puissance nécessaire pour contrôler le convertisseur à résonance et redresser la tension de sortie, il a été possible d'estimer un rendement global de 95,7 %.

«Take-home messages»

- Die Ergebnisse zeigen, dass die Realisierung eines neuen «Wireless Inductive Power Transfer» in der PV-Systemtechnik machbar ist.
- Die Verluste, die durch die induktive Leistungsübertragung entstehen, liegen in einem Bereich, in dem sie durch die Vorteile des Systems finanziell kompensiert werden können.



Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	3
Summary	3
Résumé	4
«Take-home messages»	4
Inhaltsverzeichnis	5
Abkürzungsverzeichnis	6
1 Einleitung	7
1.1 Ausgangslage und Hintergrund	7
1.2 Motivation des Projektes	7
1.3 Projektziele	8
2 Konzeptioneller Anlagenbeschrieb	10
3 Methode und Übertragungsdesign	11
3.1 Bestimmung der Designwerte der Streu- und Hauptinduktivität	12
3.2 Berechnung der Spulen.....	13
3.3 Auswahl der optimalen Resonanzfrequenz und Analyse des frequenzabhängigen Wirkungsgrades.....	16
3.4 Magnetfeldsimulationen.....	20
4 Herstellung, Messung und Diskussion	22
4.1 Herstellung der Spulen und finales Design	22
4.2 Messung der Übertragungseffizienz des Testaufbaus	26
4.3 Kostenstruktur.....	28
5 Schlussfolgerungen und Fazit	30
6 Ausblick und zukünftige Umsetzung	30
7 Literaturverzeichnis	31
8 Anhang	32
8.1 Messunsicherheiten.....	32



Abkürzungsverzeichnis

EV	Electric Vehicle
FEM	Finite Element Method
FHA	First Harmonic Approximation
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
MPP	Maximum Power Point
OC	Open Circuit
PCB	Printed Circuit Board
PID	Potential Induced Degradation
PV	Photovoltaik
SiC	Siliziumcarbid
STC	Standard Test Condition
WIPT	Wireless Inductive Power Transfer
ZVS	Zero Voltage Switching



1 Einleitung

1.1 Ausgangslage und Hintergrund

In einem Vorprojekt wurde an der ZHAW SoE IEFÉ die erste Machbarkeit des «Wireless Inductive Power Transfer» (WIPT)-Ansatzes im Solarmodul im Rahmen eines Gebert Rűf-Projekts von 2016 bis 2019 erfolgreich abgeklärt. Im Rahmen dieses Projekts konnte ein erster Prototyp des Resonanzwandlers auf Basis einer Standard PCB (Printed Circuit Board)-Technologie entwickelt und getestet werden. Dabei wurden keine Anforderung an die Bauteilhöhe und an das PCB gestellt. Der Wirkungsgrad betrug 88.2 % bei einer Übertragungsleistung von 207 W [1]. Die Weiterentwicklung dieser Schaltung, die Erhöhung des Wirkungsgrades auf ca. 96 % und deren Integration ins PV-Modul soll unter anderem mit dem vorliegenden Projekt beschrieben werden.

In diesem BFE Projekt geht es um die konzeptionelle Auslegung eines Wireless PV-Systems mit hoher Strings Spannung >1 kV auf Basis von bestehender, etablierter Voll- bzw. Halbsolarzellentechnologie. Dafür wird ein technisches Konzept für verschiedene Phasen erarbeitet, das die angestrebte Modulspannung bzw. den Modulstrom (nach der induktiven Leistungsübertragung) für eine zu definierende PV-Systemanwendung und Leistungsbereich beinhaltet. Auf dieser Grundlage werden zentrale Designparameter berechnet und der Magnetkreis wird designt, simuliert und im Labor aufgebaut und gemessen, um die Verlustleistung im Magnetkreis zu bestimmen. Basierend auf den Ergebnissen werden die Kostenstruktur des Wireless PV-Systems bei höherer Strings Spannung erstellt und mit dem State of the Art PV-System von heute verglichen.

Es gibt nach heutigem Wissensstand keine nationalen oder internationalen Projekte, die sich aktuell mit der hardwaremässigen Umsetzung der kontaktlosen Leistungsübertragung im Zusammenhang mit PV-Systemen befassen. Es gibt Veröffentlichungen [2-5], die sich mit dieser Thematik auseinandersetzen, jedoch entweder nur auf Basis von Simulationen der elektrischen Schaltungen, der Umsetzung für kleinere Leistungsbereiche z.B. zum Laden von Smartphones mittels Solarzellen oder nur mit dem Fokus auf der Entwicklung eines Resonanzkonverters ohne Integration ins PV-Modul. Die Weiterentwicklung der Systemtechnik wird dabei nicht betrachtet.

Die kontaktlose Leistungsübertragung findet bereits Anwendung in der Elektromobilität für das Laden von Elektrofahrzeugen (EV = Electric Vehicle) oder auch beim Laden von Smartphones. Die Anwendung dieser Übertragungstechnologie in diesen beiden Bereichen unterscheidet sich im Vergleich zu einer Anwendung im PV-Bereich zum einen im Leistungsbereich (≥ 5 kW für EV, ≤ 5 W für Smartphone) und zum anderen an der Anforderung an das Design der Schaltung infolge des Mangels an verfügbarer Höhe im Laminat. Letzterer Punkt ist eine Hürde, weshalb die kontaktlose Leistungsübertragung noch keinen Einzug in die PV-Branche gefunden hat. Eine weitere Hürde liegt beim schlechteren Wirkungsgrad der kontaktlosen Leistungsübertragung im Vergleich zu String- oder Mikrowechselrichtern. Diese Hürden können nur überwunden werden, wenn die Weiterentwicklung des ganzen PV-Systems in Betracht gezogen wird. Das aktuelle Projekt ist ein weiterer Schritt zur Umsetzung einer neuen PV-Systemtechnik und erste Entwicklungen von Hardwarelösungen dazu.

1.2 Motivation des Projektes

Die Motivation, einen vollständig neuen technischen Systemansatz zu entwickeln, um den Solarstrom von einzelnen Photovoltaik Modulen von einigen hundert Watt, in Strings mit einigen hundert solcher PV Module, ohne elektrische Steckverbindungen zu koppeln, liegt in den Schwächen des heutigen Systems, wie es seit fast einem halben Jahrhundert verfolgt wird.

Im Detail besteht das Potential, diese nachstehenden Vorteile mit einem Wireless PV-System zu erreichen:



Stecker/Junctionbox: Das PV-System auf Basis von WIPT benötigt keine Stecker und keine Junctionbox. Defekte Stecker und Defekte in der Junctionbox gehören zu den am häufigsten auftretenden Fehlern in den ersten Jahren nach Inbetriebnahme [6]. Damit wird das System robuster und die Betriebsdauer einer Anlage wird erhöht. Einige Untersuchungen zeigen, dass die Degradation des Ertrags von PV-Anlagen über die Jahre auf die Alterung der elektrischen Steckverbinder, bis zu 40 Stück in Serie im String, zurückgeführt werden können.

Planungsaufwand: Der modulare Aufbau dieser PV-Systemtechnik verringert den Planungsaufwand, da keine Auslegung und Anordnung des Strings erfolgen müssen. Teilverschattungen an einzelnen Modulen führen bei herkömmlichen PV-Stringsystemen zu Verlusten, die beim WIPT-Ansatz pro Modul optimiert werden. Ähnliches gilt für die heute erfolgreiche Anwendung von Optimizer-Ansätzen, obwohl diese wiederum auf die vielen seriellen Steckverbinder am Ausgang basieren.

Montagezeit/Expertise: Die Montagezeit wird reduziert, da das Modul bei der Montage einfach mechanisch eingeklickt wird und die elektrischen Steckverbindungen entfallen. Zudem braucht es keine elektrische Expertise für das Zusammenschalten der einzelnen Module durch den Installateur.

Sicherheit: Durch den Wireless-Anschluss und die magnetische Kopplung sind die einzelnen Solarzellen galvanisch vom angeschlossenen Stromnetz getrennt, was im Schadensfall den Personenschutz verbessert und im Betriebsfall die kapazitiven Ableitströme zur Erde reduziert.

Potential Induced Degradation (PID): Die galvanische Trennung eliminiert zusätzlich das Auftreten von hohen Potentialdifferenzen von den Solarzellen gegen Erde, womit kein PID auftreten kann. PID ist auch ein häufig auftretendes Problem in den ersten Jahren nach Inbetriebnahme, wenn die Komponenten beim Modulaufbau nicht sorgfältig ausgewählt werden [6].

Wartung: Defekte Module können einfach und einzeln schnell ausgetauscht werden, ohne dass ganze PV-Strings abgeschaltet werden müssen, da beim Herausziehen des Solarmoduls keine elektrischen Kontakte und damit Lichtbögen, bei hoher DC Spannung, getrennt werden müssen.

Lebensdauer: Das kontaktlose PV-Modul benötigt keine Durchführung des Backsheets im Modulaufbau, was die Lebensdauer der Modul-Lamine erhöht, da so die möglichen Kriechpfade bei der Diffusion von Feuchte reduziert sind.

Abschattungs- und Mismatch-Verluste: Das MPP-Tracking wird auf das einzelne Modul angewandt, was die Anpassungsverluste durch Toleranzschwankungen der elektrischen MPP-Werte der einzelnen Module, die üblich in Serie geschaltet sind, reduziert, sowie die Fehlanpassungen durch partielle Abschattungen verschiedener Module verringert. Zusätzlich können sie Ertragsvorteile bei der Teilverschattungen, aber auch geringere thermische Belastungen in den abgeschatteten Zellen erbringen.

Kabelverluste: Durch die magnetische Kopplung und die galvanische Trennung ist für den äusseren Modulanschluss, neben dem üblichen Spannungsniveau von einigen zehn bis hundert Volt, ein sehr hohes Spannungsniveau von über 1 kV bis einigen kV für die Verbindungsleitung zum angeschlossenen Netz möglich. Dies ermöglicht mehr in Serie geschaltete Module und verringert die Kabelverluste relative zu einem Standard System mit Stringwechselrichter.

Ein Nachteil des WIPT-Ansatzes ist ein zusätzlicher erwarteter Leistungsverlust von etwa 3 % durch die Bildung des Magnetkreises, welcher aber wirtschaftlich durch die Vorteile in der Montage, der Langlebigkeit, der Sicherheit und im Service mehr als wett gemacht wird.

1.3 Projektziele

Das Ziel des Projekts ist es, die Machbarkeit und Wirtschaftlichkeit eines PV-Systems aus Wireless PV-Modulen aufzuzeigen, die in einem String in Serie oder Parallel geschaltet sind, so dass die Stringspannung >1 kV ist. Die detaillierten Ziele und zu erwartenden Ergebnisse sind:



1. Ein technisches Konzept für die Auslegung eines Wireless PV-Systems mit hoher Stringspannung wird erarbeitet. Auf dieser Basis werden der Magnetkreis der induktiven Leistungsübertragung berechnet und Magnetfeldsimulationen ausgeführt. Der Magnetkreis wird im Labor aufgebaut und messtechnisch analysiert.
2. Die Verlustleistung über dem Magnetkreis wird gemessen und mit Hilfe der Magnetfeldsimulationen die einzelnen Verlustmechanismen charakterisiert und quantifiziert. Daraus können Optimierungen für die Umsetzung des Prototyps abgeleitet werden und Kostenabschätzungen in Pkt. 4 aufgebaut werden.
3. Es wird ein Grobkonzept der Machbarkeit für den Einsatz von SiC-MOSFETs in Wechselrichtern erarbeitet ohne Arbeiten im Labor an Hardwarekomponenten. Das Ziel darin ist es, zum einen den Bereich der maximal möglichen Stringspannung mit groben Verlustkennzahlen zu bestimmen und zum anderen die Kosten durch den Einsatz von SiC-Halbleitern in Wechselrichtern abzuschätzen.
4. Die Kostenstruktur des Wireless PV-Systems bei höherer Stringspannung wird abgeschätzt und mit heutigen PV-Systemen verglichen, die dem Stand der Technik entsprechen. Dies soll für mögliche Einsatzbereiche in grossen PV Kraftwerken mit Invertern von weit über einigen 100 kW aber auch in kleineren gebäudeintegrierten Anlagen mit PV-Modulen in der Fassade und im Inndachsystem untersucht werden.



2 Konzeptioneller Anlagenbeschrieb

Für die Auslegung der induktiven Leistungsübertragung eines Wireless PV-Moduls braucht es ein technisches Konzept, das gewisse Einzelkomponenten des PV-Systems beinhaltet. Folgende Komponenten werden dabei unterschieden:

- PV-Modultyp
- DC/DC-Konverter
- String (1500V)

Als Basis für das Konzept dient ein 400 W_p PV-Modul (Vertex S TSM-DE09) von Trina Solar, das aus 120 Drittelzellen $70 \times 210 \text{ mm}$ aufgebaut ist. Bei diesem Produkt werden je 60 Zellen in Serie geschaltet und dann die beiden Modulhälften in der Junctionbox parallelgeschaltet. Für das Design in dieser Arbeit wird eine Serienschaltung aller 120 Solarzellen vorausgesetzt, damit eine doppelt so hohe Spannung und ein halb so hoher Strom vorhanden sind. Damit können die Verluste der nachfolgend beschriebenen Schaltung verkleinert werden und die Dicke der Spulenwicklungen reduziert werden.

Die induktive Leistungsübertragung erfolgt mittels einer Primärspule, die ins PV-Modul integriert wird, einer Sekundärspule, die ausserhalb des PV-Moduls über die Primärspule platziert wird und dem Magnetkern aus zwei Ferritplatten, die jeweils ausserhalb des PV-Moduls unter der Primär- bzw. über der Sekundärspule befestigt werden. Dieser Aufbau ist ein Teil des DC/DC-Konverters, der aus einem LLC-Resonanzkonverter mit Vollbrückensteuerung besteht und auch ins PV-Modul integriert wird, wobei die Streuinduktivität der beiden gekoppelten Spulen als Serie-Induktivität L_r genutzt wird (siehe Abbildung 1).

Abbildung 1 zeigt die schematische Darstellung eines Wireless PV-Moduls inklusive der sekundärseitigen Gleichrichtung. Für den PV-Modulstring wird eine Parallelschaltung aller Wireless PV-Module bevorzugt. Dabei werden die Ausgänge der Gleichrichter parallel verschaltet. Dies verringert die Ausfallwahrscheinlichkeit eines gesamten Strings und reduziert die Komplexität des Designs des DC/DC-Konverters und somit der Spulen, da die Ausgangsspannung unabhängig der Anzahl der PV-Module im String ist und konstant bei 1500 V gehalten werden kann.

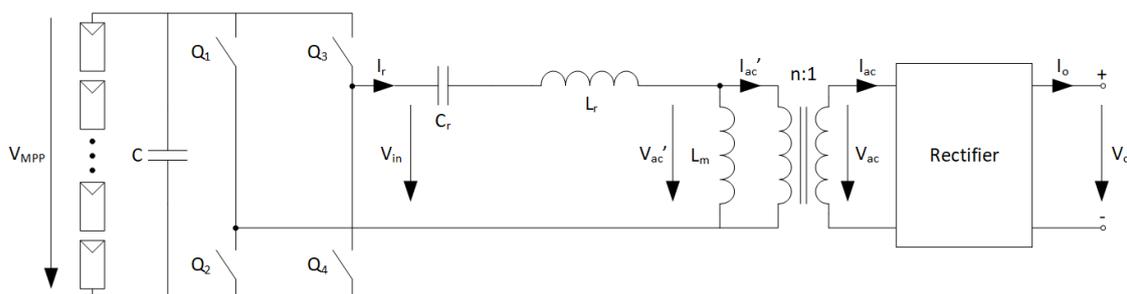


Abbildung 1: Schematische Darstellung des LLC Resonanzkonverter mit Vollbrückensteuerung für die drahtlose Leistungsübertragung aus dem Solarmodul



3 Methode und Übertragungsdesign

Basierend auf der konzeptionellen Anlagenbeschreibung und der temperaturabhängigen Definition der Eingangsgrößen ergeben sich die Anforderungen gemäss Tabelle 1, nach denen die induktive Leistungsübertragung designt, entwickelt und abschliessend vermessen werden kann. Das System wird auf den nominellen Arbeitspunkt unter STC ausgelegt und soll zudem mit zwei kritischen Arbeitspunkten – Leerlauf bei minimaler Modultemperatur von -10 °C und minimale Eingangsspannung bei der maximalen Modultemperatur von 70 °C und bei zwei aktiven Bypassdioden – umgehen können. Innerhalb dieser kritischen Arbeitspunkte kann das System weitere Arbeitspunkt wie z. B. bei Bewölkung anfahren.

Tabelle 1: Technische Anforderung für das Design der induktiven Leistungsübertragung für ein Wireless PV Modul.

Parameter	Wert
Nennleistung P_{MPP} (STC)	400 W
Leistung P_{krit} (70 °C, $TC_P=-0.34\text{ \%/K}$, 2 Bypassdioden aktiv)	112.9 W
Nennspannung V_{MPP} (STC)	68.4 V
Leerlaufspannung V_{oc} (STC)	82.4 v
Min. Eingangsspannung V_{min} (70 °C, $TC_V=-0.25\text{ \%/K}$, 2 Bypassdioden aktiv)	20.2 V
Max. Eingangsspannung V_{max} (-10 °C, $TC_V=-0.25\text{ \%/K}$)	89.6 V
Ausgangsspannung V_o	1500 V

Die beiden Induktivitäten L_r und L_m des LLC-Resonanzkonverter aus Abbildung 1 entsprechen der Streu- bzw. Hauptinduktivität des elektrischen Ersatzschaltbildes (T-Modell) der gekoppelten Primär- und Sekundärspulen. Dies Induktivitäten benötigen bestimmte Werte, damit die Funktionalität des Resonanzkonverters unter den gegebenen Arbeitspunkten gewährleistet werden kann. Aus diesem Grund werden zuerst deren ideale Designwerte anhand der Parameter aus den technischen Anforderungen gemäss Tabelle 1 berechnet. Danach werden die Spulen designt, so dass die Ersatzschaltbildparameter (Streu- und Hauptinduktivität) der gekoppelten Spulen den Designwerten entsprechen.

Die Berechnung der Spulen basiert in einem ersten Schritt auf analytischen Modellen, um eine grosse Anzahl unterschiedlicher Spulengeometrien (Variation von Windungszahlen, Windungsdurchmesser und Innen- bzw. Aussendurchmesser) unter verschiedenen Resonanzfrequenzen zu analysieren. Dazu wird zum einen die Verlustleistung des kompletten Wireless PV-Moduls (Vollbrückensteuerung, Resonanzkondensator, induktive Leistungsübertragung und Gleichrichter) modelliert und zum anderen die Reduzierung des Modulwirkungsgrades infolge zusätzlicher inaktiver Modulfläche berücksichtigt. Dadurch kann die optimale Frequenz bestimmt werden, bei der die Verluste minimiert werden. Dasjenige Spulendesign, das bei dieser optimalen Frequenz entsteht und dessen Streu- und Hauptinduktivität den Designwerten der Induktivitäten L_r und L_m entspricht, wird durch Magnetfeldsimulationen mittels der FEM-Software Simcenter Magnet (v2020.2) genauer analysiert. Die Magnetfeldsimulationen dienen der Verifikation der berechneten induktiven Leistungsübertragung, bevor die Primär- und Sekundärspule gewickelt werden.

Nachdem die beiden Spulen gewickelt sind, werden die beiden Plattenferrite angebracht. Der Abstand zwischen Ferrit und Primärspule entspricht in etwa der Dicke des Backsheets von 0.3 mm. Der zweite Ferrit wird direkt auf die Sekundärspule gelegt. Der Abstand der beiden Spulen entspricht der Glasdicke von 3.2 mm. Dieser Aufbau wird anschliessend mit dem LCR-Meter gemessen, um die Induktivitäten L_r und L_m zu bestimmen. Daraus kann dann der effektive Resonanzkondensator C_r berechnet werden. Der Wirkungsgrad der induktiven Leistungsübertragung kann dann abschliessend über die Eingangs- und



Ausgangsleistung durch den Power Analyzer (N4L PPA1500) gemessen werden. Dabei wird primärseitig ein Leistungsverstärker (AE Techron 7228) angeschlossen, der ein Sinussignal mit der nötigen Spannung ausgibt. Sekundärseitig wird ein niederinduktiver Leistungswiderstand als Last angebracht.

Die detaillierte Methodik hinter dem beschriebenen Vorgehen wird in den vier nachfolgenden Unterkapitel erläutert.

3.1 Bestimmung der Designwerte der Streu- und Hauptinduktivität

Die Vollbrückensteuerung betreibt den Serienschwingkreis mit einer Rechteckspannung, wobei die höheren harmonischen Anteile des Stroms durch den Resonanzpfad gefiltert werden. Dadurch kann die First Harmonic Approximation (FHA) angewendet werden und dies erlaubt es, die klassische AC-Analyse zu nutzen. Die Grundschiwingung (1. Harmonische) des Rechtecksignals mit der Amplitude V_{MPP} ist um den Faktor $4/\pi$ höher als V_{MPP} . Das Gleiche gilt für das Verhältnis der Spannung V_{ac} zur Ausgangsspannung V_o . Der Strom I_{ac} wird am Ausgang gleichgerichtet und über einen Ausgangskondensator geglättet. Dadurch ist die Amplitude von I_{ac} um den Faktor $\pi/2$ grösser als der Ausgangsstrom I_o . Die erwähnten elektrischen Grössen sind in der schematischen Darstellung des Resonanzwandlers in Abbildung 1 zu finden. Auf Basis dieser Approximation kann der AC-Ersatzwiderstand am Transformatorausgang sowie der AC-Ersatzwiderstand, der vom Eingang gesehen wird, berechnet werden:

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} R_L \text{ und } R'_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_L \quad (1)$$

Der Widerstand R_{ac} wird bei den Messungen gebraucht, damit die induktive Leistungsübertragung im korrekten Arbeitspunkt betrieben wird, wohingegen der Widerstand R'_{ac} für die Auslegung des Resonanzkonverters genutzt wird.

Gemäss der Definition des nominellen und der beiden kritischen Arbeitspunkte ergeben sich folgende Verstärkungen M_{min} , M_{max} und M_{nom} über den Serienschwingkreis zusammen mit dem Übersetzungsverhältnis n .

$$M_{min} = \frac{V_o}{V_{max}}, \quad M_{max} = \frac{V_o}{V_{min}}, \quad M_{nom} = \frac{V_o}{V_{MPP}} = \frac{1}{n} \quad (2)$$

Der Betrag der Übertragungsfunktion zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung, definiert in der Gleichung (3) [7,8], muss unter den drei verschiedenen Arbeitspunkten die in Gleichung (2) beschriebenen Verstärkungen erreichen können. Die Variable Q_s entspricht der Güte des Schwingkreises und ist nicht zu verwechseln mit der Güte der Spulen.

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{n} \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \lambda + \frac{\lambda}{f_n^2}\right)^2 + Q_s^2 \left(f_n^2 - \frac{1}{f_n^2}\right)^2}} \quad (3)$$

mit $f_n = \frac{f}{f_r}$ und $\lambda = \frac{L_r}{L_m}$

Das Verhältnis der Streu- zu der Hauptinduktivität λ wird so gewählt, dass im Leerlauf bei V_{max} die Ausgangsspannung V_o sicher erreicht werden kann. Dafür wird der Sicherheitsfaktor $k_1=1.2$ definiert [7].



$$\lambda \geq \lambda_{min} = k_1 \frac{V_{max}}{n V_o} - 1 \quad (4)$$

Die Güte Q_s muss so gewählt werden, dass bei der minimalen Eingangsspannung V_{min} die entsprechende Verstärkung erreicht werden kann. Die Berechnung von Q_s ist in Gleichung (5) beschrieben [8] und hier wird ein Sicherheitsfaktor $k_2=0.95$ gewählt.

$$Q_s = k_2 \frac{\lambda}{n M_{max}} \sqrt{\frac{1}{\lambda} + \frac{(n M_{max})^2}{(n M_{max})^2 - 1}} \quad (5)$$

Nun können alle nötigen Parameter bestimmt werden. Aus den Gleichungen (6) für die Wellenimpedanz Z_0 , der Resonanzkreisfrequenz ω_r , der Schwingkreisgüte Q_s und dem Verhältnis von Streu- zu Hauptinduktivität λ können die fehlenden Parameter L_r , L_m und C_r gemäss den Gleichungen (7) bestimmt werden.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad Q_s = \frac{1}{R'_{ac}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, \quad \lambda = \frac{L_r}{L_m} \quad (6)$$

$$Z_0 = Q_s * R'_{ac} \rightarrow L_r = \frac{Z_0}{\omega_r} \rightarrow L_m = \frac{L_r}{\lambda} \rightarrow C_r = \frac{1}{\omega_r^2 L_r} \quad (7)$$

3.2 Berechnung der Spulen

Die gekoppelten Primär- und Sekundärspulen können mit dem Ersatzschaltbild (T-Modell) in Abbildung 2 schematisch gezeichnet werden. Der Kopplungsfaktor k ist über die beiden Eigeninduktivitäten L_P und L_S sowie die Gegeninduktivität M gemäss Gleichung (8) definiert. Bei dem T-Modell entspricht das Übersetzungsverhältnis n der Wurzel aus dem Verhältnis von L_P zu L_S .

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_P L_S}} \quad (8)$$

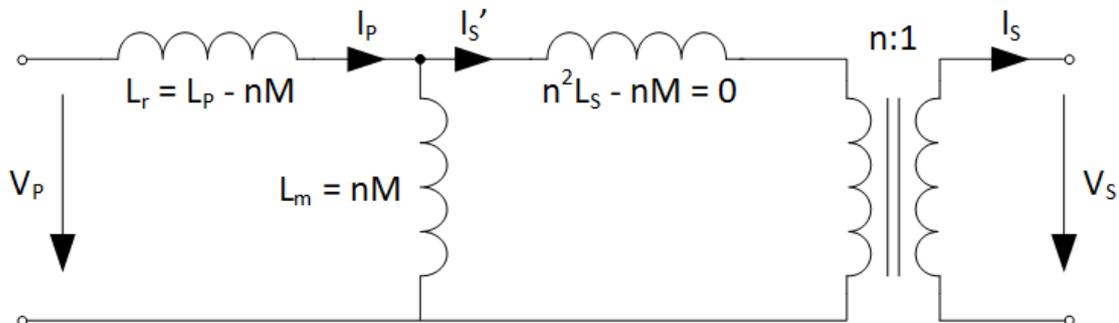


Abbildung 2: Schematisches Ersatzschaltbild zweier gekoppelten Spulen mit den Eigeninduktivitäten L_P und L_S , sowie der Gegeninduktivität M .



Das T-Modell mit zwei Streu- und einer Hauptinduktivität kann in das T-Modell überführt werden, wenn die zweite Streuinduktivität gleich null gesetzt wird. Die daraus folgende Gleichung (9) kann nur erfüllt werden, wenn das Übersetzungsverhältnis n neu definiert wird. Diese Modellbildung wird benötigt, damit der Zusammenhang zum Resonanzkonverter erfolgen kann.

$$n^2 L_S - nM = 0 \rightarrow n = \frac{M}{L_S} = k \sqrt{\frac{L_P}{L_S}} \quad (9)$$

Um die Verknüpfung zum Design des Resonanzconverters abzuschliessen, können die beiden Induktivitäten L_r und L_m noch in Abhängigkeit der Eigeninduktivität L_P und des Kopplungsfaktors k ausgedrückt werden.

$$L_r = (1 - k^2)L_P \text{ und } L_m = k^2 L_P \quad (10)$$

Das Ziel ist nun, zwei Spulengeometrien zu finden, so dass die berechneten Eigeninduktivitäten bzw. die Gegeninduktivität bei der Kopplung beider Spulen dazu führen, dass die Induktivitäten L_r und L_m den Werten vom Design des Resonanzconverters entsprechen.

Die Eigeninduktivität L_i einer Windung mit Radius R_i und Litzendurchmesser w kann mit der Gleichung (11) modelliert werden [9].

$$L_i = \mu R_i \left(\ln \left(\frac{16R_i}{w} \right) - 2 \right) \quad (11)$$

Die Gegeninduktivität M_{ij} einer Windung i zu einer anderen Windung j innerhalb derselben Spule kann über die Maxwell Formel (12) berechnet werden. Die Gleichung ist gültig für coaxial zueinander liegende kreisförmige Windungen. Die Variable d_{ij} ist gleich dem Abstand der Mittelpunkte zweier Windungen und entspricht null, wenn sich beide Windungen in derselben Lage befinden. Die Funktionen $K(a_{ij})$ und $E(a_{ij})$ sind elliptische Integrale der ersten und zweiten Art [9].

$$M_{ij} = \frac{2\mu}{a_{ij}} \sqrt{R_i R_j} \left(\left(1 - \frac{a_{ij}^2}{2} \right) K(a_{ij}) - E(a_{ij}) \right)$$

$$\text{mit } a_{ij} = 2 \sqrt{\frac{R_i R_j}{(R_i + R_j)^2 + d_{ij}^2}} \quad (12)$$

$$\text{und } K(a_{ij}) = \int_0^1 \left((1 - t^2)(1 - a_{ij}^2 t^2) \right)^{-\frac{1}{2}} dt$$

$$\text{und } E(a_{ij}) = \int_0^1 (1 - t^2)^{-\frac{1}{2}} (1 - a_{ij}^2 t^2)^{\frac{1}{2}} dt$$

Die Eigeninduktivität einer Spule berechnet sich aus der Summe aller Eigeninduktivitäten der einzelnen Windungen und der Summe aller Gegeninduktivitäten, die die einzelnen Windungen untereinander haben. Gleichung (13) beschreibt das Aufsummieren, womit die Induktivitäten L_S und L_P berechnet werden können [9]. Abschliessend muss die Gegeninduktivität M , die beim Koppeln der beiden Spulen entsteht, ermittelt werden. Die beiden Spulen werden einen Abstand von 3.2 mm haben und deren beider Radien werden ein Vielfaches grösser sein, wodurch die Maxwell Formel auch bei der Modellierung von M



angewendet werden kann. Dabei werden die einzelne M_{ij} -Werte zwischen jeder Windung von der Primärseite zu jeder Windung auf der Sekundärseite berechnet und aufsummiert.

$$L = \sum_{i=1}^{N_{spule}} \left(L_i + \sum_{j=1}^{N_{spule}} M_{ij}(1 - \delta_{ij}) \right) \begin{cases} \delta_{ij} = 1, & i = j \\ \delta_{ij} = 0, & i \neq j \end{cases} \quad (13)$$

Die Permeabilität μ besteht aus dem Produkt der Vakuumpermeabilität μ_0 und der materialspezifischen relativen Permeabilität μ_r . Aufgrund der Topologie der induktiven Leistungsübertragung sind die Spulen sowohl von Luft als auch Ferritmaterial umgeben. Für die Berechnung der Spulen wird deshalb die effektive Permeabilität μ_e berechnet. Diese Ersatzgrösse beschreibt ein Modellmaterial, das beide gekoppelten Spulen umgibt und physikalisch den gleichen Effekt hat, wie die zwei Ferritplatten mit Luftspalt. Diese Annahme ist gültig so lange die Ferrite nicht in der Sättigung betrieben werden. Dafür wird zuerst der gesamte magnetische Ersatzwiderstand R_m berechnet. Die Variablen l_g und l_c entsprechen der idealen Länge der Magnetfeldlinien im Luftspalt bzw. im Magnetkern, die auf die Flächen A_{gi} (Innenfläche des Luftspaltes), A_{go} (Aussenfläche des Luftspaltes) und A_c (Fläche des Magnetkerns) beschränkt sind. Abbildung 3 zeigt den Entwurf beider gekoppelten Spulen mit geometrischen Variablen, die in der Gleichung (14) verwendet werden. Aus dem magnetischen Widerstand kann die effektive Permeabilität mit der Gleichung (15) ermittelt werden.

$$R_m = \frac{l_g}{\mu_0 A_{gi}} + \frac{l_g}{\mu_0 A_{go}} + 2 \frac{l_c}{\mu_0 \mu_r A_c}$$

mit $A_{gi} = \frac{d_i^2}{4} \pi$ (14)

und $A_{go} = d_o \pi h_c$

und $A_c = \frac{d_i + d_o}{2} \pi h_c$

$$\mu_e = \frac{2l_g + 2l_c}{A_{avg} R_m}$$

mit $A_{avg} = \frac{A_{gi} l_g + A_{go} l_g + 2A_c l_c}{2l_g + 2l_c}$ (15)

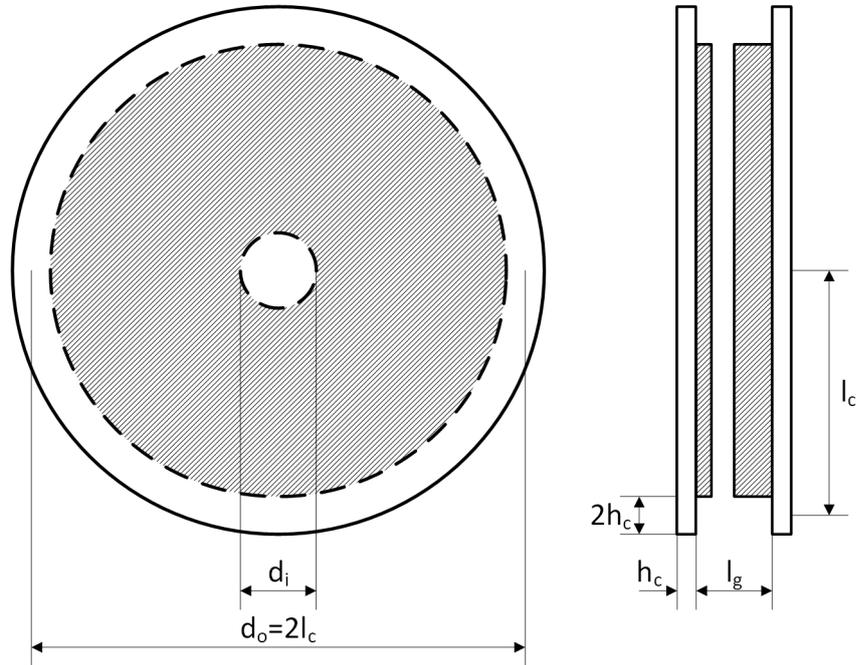


Abbildung 3: Skizze der gekoppelten Primär- und Sekundärspule mit den beiden Ferriten unter bzw. über den Spulen.

3.3 Auswahl der optimalen Resonanzfrequenz und Analyse des frequenzabhängigen Wirkungsgrades

Für die Bestimmung der optimalen Resonanzfrequenz ist es nötig, die in Kapitel 3.1 und 3.2 beschriebenen Designs für die einen Frequenzbereiche zwischen 100 kHz und 500 kHz durchzuführen. Pro analysierte Resonanzfrequenz wird dabei der Innendurchmesser der Spulen und dessen Windungszahlen variiert. Es wird jeweils jene Geometrie gewählt, deren Induktivitäten L_P und L_S am nächsten an den Designwerten liegen. Während des Projekts hat es sich gezeigt, dass die Modellbildung der Spulen von Kapitel 3.2 die Gegeninduktivität M unterschätzt und die Eigeninduktivitäten L_P und L_S überschätzt verglichen mit den präziseren Magnetfeldsimulationen (siehe Kapitel 3.4). Das führt zu einer Unterschätzung des Kopplungsfaktors k und dem Übersetzungsverhältnis n , weshalb diese beiden Parameter nicht für die Auswahl der Geometrie herangezogen werden können.

Für jede analysierte Resonanzfrequenz können folglich alle Ströme und Spannungen für die Schaltung in Abbildung 1 simuliert werden. Die Gleichungen (16) bis (19) beschreiben die gesuchten elektrischen Größen.

$$I'_{ac,RMS} = \frac{\pi P_{MPP}}{2 V_{MPP}} \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (16)$$

$$I_{Lm,RMS} = \frac{V_{MPP}}{4 Lm f} \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (17)$$

$$I_{r,RMS} = \sqrt{I'^2_{ac,RMS} + I^2_{Lm,RMS}} \quad (18)$$



$$V_{Cr,RMS} = \frac{I_{r,RMS}}{\omega C_r} \quad (19)$$

Anschliessend erfolgt die Berechnung der Verlustleistung pro Bauelement. Dafür wird eine Auswahl an Bauelementen getroffen, die auch real zur Anwendung kommen dürften. Tabelle 2 beinhaltet alle relevanten Parameter der Bauelemente für die Berechnungen der Verlustleistungen, die in den Gleichungen (20) bis (27) beschrieben sind.

MOSFETs:

Einschaltverluste [10]:
$$P_V = 0, \quad (ZVS) \quad (20)$$

Ausschaltverluste [10]:
$$P_V = \frac{n V_o t_{dis}}{24 L_m} (V_{MPP} - 2R_{ds(on)} I_{r,RMS}) \quad (21)$$

Durchlassverluste:
$$P_V = R_{ds(on)} I_{r,RMS}^2 \quad (22)$$

Gate-Ladungsverluste:
$$P_V = \frac{f}{2} C_{iss} V_{GS}^2 + \frac{f}{2} C_{oss} V_{MPP}^2 \quad (23)$$

Resonanzkondensator:

Dissipation:
$$P_V = I_{r,RMS}^2 R_{ESR} = I_{r,RMS}^2 \frac{\tan \delta}{\omega C_r} \quad (24)$$

Induktive Leistungsübertragung:

$$P_V = I_{r,RMS}^2 R_{cu,dc} \left(\varphi(x) + \frac{(N_{Litzen} N_{Spulenzahlen})^2 - 1}{3} \Psi(x) \right)$$

$$\text{mit } \varphi(x) = x \frac{\sinh 2x + \sin 2x}{\cosh 2x - \cos 2x}$$

Ohmsche Verluste [11]:
$$\text{und } \Psi(x) = 2x \frac{\sinh x - \sin x}{\cosh x + \cos x} \quad (25)$$

$$\text{und } x = \frac{d_{Litze}}{\delta_{skin}} \left(\frac{\pi}{4} \right)^{\frac{3}{4}} \sqrt{\frac{d_{Litze} \sqrt{N_{Litzen}}}{d_o}}$$

$$\text{und } \delta_{skin} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \mu_{r,cu} \sigma_{cu}}}$$

Kernverluste [12]:
$$P_V = k f^\alpha B^\beta \quad (26)$$

Gleichrichter:

Durchlassverluste:
$$P_V = I_{D,avg} V_d = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I'_{ac,RMS} V_d \quad (27)$$



Tabelle 2: Alle relevanten Parameter der Bauelemente für die Berechnung der Verlustleistung. Die Ferrite sind von der Firma Würth und gemäss der Korrespondenz mit Würth wird ein eigene nicht öffentliche MnZn Legierung verwendet, die jener des Materials TP4A von TDG ähnelt. Mit der Cross-Reference Liste von Kaschke Components¹ können weitere Ferrite anderer Firmen identifiziert, die gleiche Eigenschaften aufweisen und deren Steinmetzparameter für die Verlustleistung in der Literatur zu finden sind [12].

Parameter	Wert	Einheit	Parameter	Wert	Einheit
MOSFET (Infineon IRL100HS121)			Diode (Vishay SF1600)		
V_{GS}	10	V	V_d	1.5	V
$R_{ds(on)}$	34	mΩ	Ferrit (Würth)		
C_{iss}	440	pF	μ_r	2400	-
C_{oss}	80	pF	h_c	2.5	mm
$t_d = t_f + t_{d(on)}$	18.3	ns	k	4.855E-5	-
$t_{dis} = t_f$	10.7	ns	α	1.63	-
Resonanzkondensator (Vishay C0G)			β	2.62	
$R_{ESR} = \tan \delta / \omega C_r$					
<p>DISSIPATION FACTOR VS. FREQUENCY</p>			Litze Primärseite (AWG 44)		
			d_{Litze}	50	μm
			N_{Litzen}	660	-
			d_o (inkl. Isolierung)	1.91	mm
			Litze Sekundärseite (AWG 44)		
			d_{Litze}	50	μm
			N_{Litzen}	100	-
			d_o (inkl. Isolierung)	0.71	mm

Abschliessend muss noch die Reduktion des Modulwirkungsgrades berücksichtigt werden, die durch die Integration der Primärspule ins Modul entsteht. Die Spule wird im Bereich der kürzeren Modulkante integriert, um die Verluste zu minimieren. Dafür wird angenommen, dass der Durchmesser der Spule der limitierende Faktor ist und nicht die Leistungselektronik.

Abbildung 4 zeigt die resonanzfrequenzabhängigen Resultate in Form der Verlustleistung der Bauelemente a), den Wirkungsgrad des Resonanzkonverter mit induktiver Leistungsübertragung η_R b), die Wirkungsgradreduktion infolge der zusätzliche inaktive Modulfläche η_M c) und den Gesamtwirkungsgrad η_{tot} als Produkt von η_R und η_M d). In den Simulationen wurde die Planarspule auf der Primärseite auf eine Lage limitiert, wohingegen die Lagen der Sekundärspule variiert werden. Die Sprünge in den Plots indizieren deshalb, dass auf der Sekundärseite die Anzahl der Windungslagen geändert hat.

¹ <https://kaschke.de/downloads/>

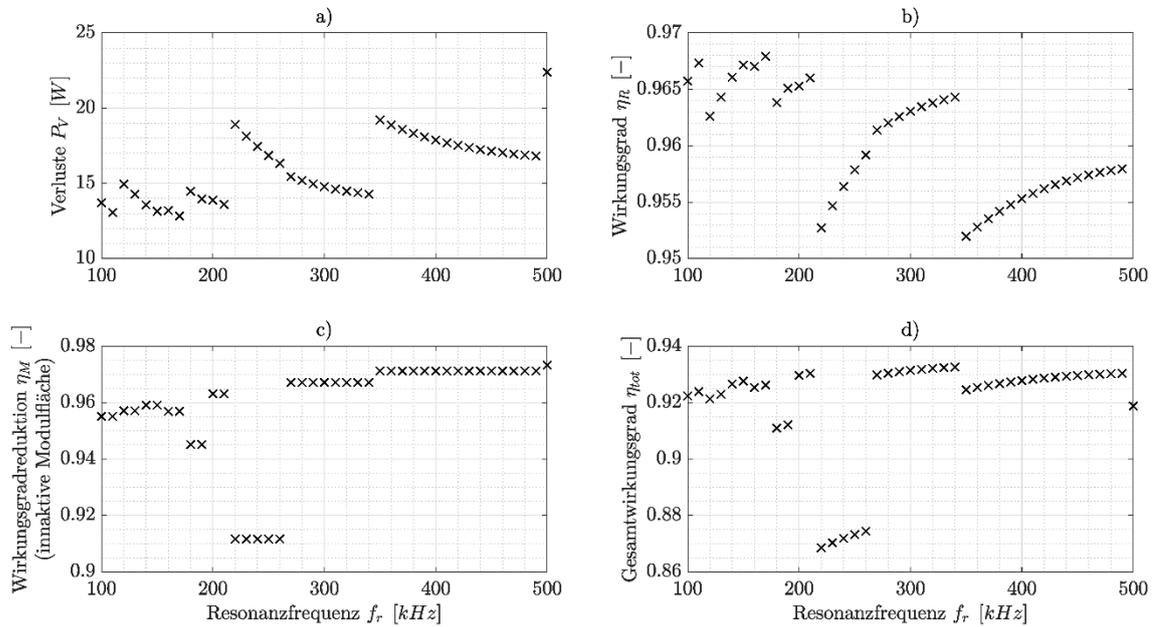


Abbildung 4: Die Plots zeigen die resonanzfrequenzabhängigen Verluste a), den Wirkungsgrad über allen elektrischen Komponenten b), die Reduktion des Modulwirkungsgrades c), infolge zusätzlicher inaktiver Modulfläche durch die Spulen (unter der Annahme, dass die Leistungselektronik nicht zusätzlich inaktive Fläche verursacht), und den Gesamtwirkungsgrad des Wireless PV-Moduls d).

Tabelle 3: Ermittelte Spulengeometrie der Primär- und Sekundärspule bei der gewählten Resonanzfrequenz von 210 kHz.

Parameter	Wert	Wert
Spule	Primär	Sekundär
Anzahl Windungen	16	280
Anzahl Lagen	1	7
Anzahl Windungen pro Lage	16	40
Innendurchmesser	10 mm	10 mm
Aussendurchmesser	67.2 mm	65.5 mm

Der grösste Gesamtwirkungsgrad von 93.3 % liegt bei der Resonanzfrequenz von 340 kHz, gefolgt vom Design bei 210 kHz mit einem Wirkungsgrad von 93.0 %. Der für die Vermessung verwendete Leistungsverstärker kann bei 340 kHz nicht die nötige Eingangsspannung für den Resonanzkonverter erzeugen, weshalb das Design bei 210 kHz gewählt wird. Die zugehörigen Spulengeometrien sind in Tabelle 3 aufgelistet.

Das gewählte Design muss die in Kapitel 3.1 beschriebenen Limits in der Übertragungsfunktionen für den nominellen und die beiden kritischen Arbeitspunkte (Leerlauf und minimale Eingangsspannung) erreichen können. Abbildung 5 zeigt, dass diese Vorgaben für die Resonanzfrequenz von 210 kHz erfüllt werden.

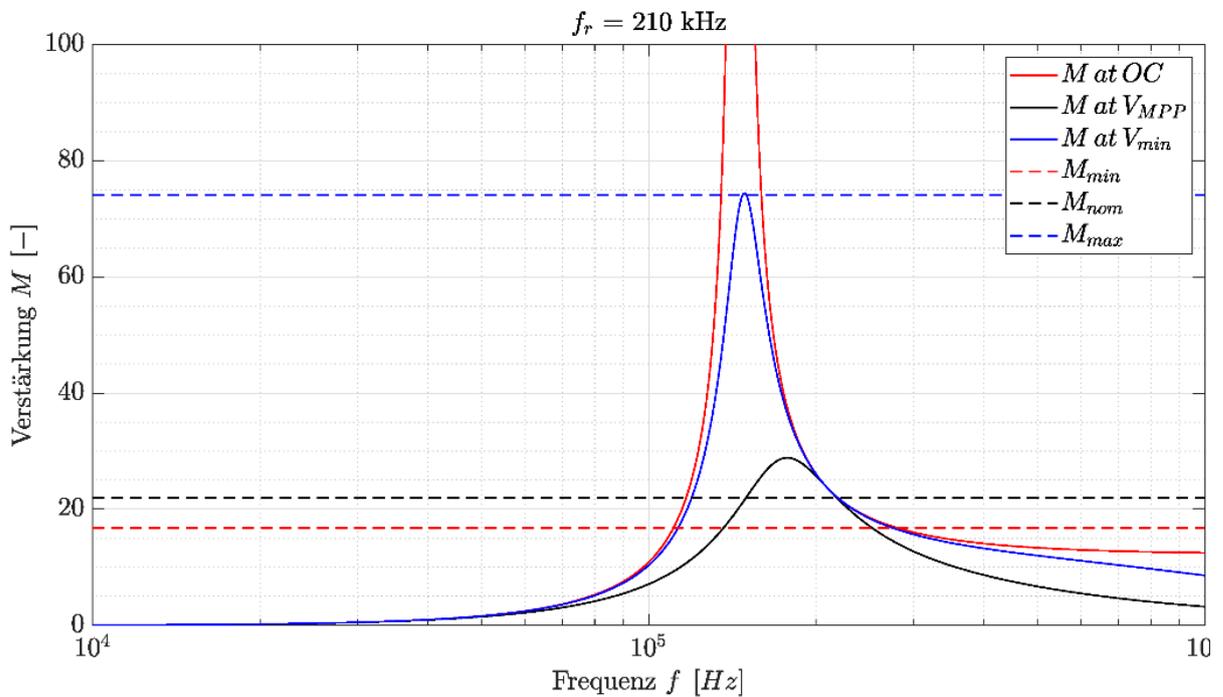


Abbildung 5: Die Transferfunktionen für den nominellen und die beiden kritischen Arbeitspunkten und zugehörigen Verstärkungslimits, die erreicht werden müssen.

3.4 Magnetfeldsimulationen

Die modellierte induktive Leistungsübertragung bei 210 kHz wurde in der FEM Software Simcenter Magnet (v2020.2) gemäss der Geometrie von Tabelle 3 nachgebildet. In einem ersten Schritt wurden zwei Simulation für die Bestimmung der Ersatzschaltbildparameter durchgeführt. Dabei wurde jeweils einer der beiden Spulen ein Strom vorgegeben und die andere Spule im Leerlauf gehalten. Die Primärspule erzeugt bei einem Strom von 1 A einen verketteten magnetischen Fluss λ_1 von 19.7 μWb bzw. λ_{12} von 269.1 μWb in der gekoppelten Sekundärspule. Bei einem Strom von 0.057 A in der Sekundärspule werden verkettete magnetische Flüsse λ_2 und λ_{21} von 15.4 μWb bzw. 307.7 μWb erzeugt. Die simulierten verketteten magnetischen Flüsse erlauben es, die Eigeninduktivitäten L_P und L_S sowie die Gegeninduktivität M gemäss Gleichung (28) zu berechnen.

$$L_P = \frac{\lambda_1}{I_1}, \quad L_S = \frac{\lambda_2}{I_2}, \quad M = M_{12} = M_{21} = \frac{\lambda_{12}}{I_1} = \frac{\lambda_{21}}{I_2} \quad (28)$$

Basierend auf den Gleichungen (8) bis (10) können der Kopplungsfaktor k , das Übersetzungsverhältnis n , sowie die Streu- und Hauptinduktivität L_r und L_m bestimmt werden. Die entsprechenden Werte sind in Tabelle 4 verglichen mit den Designwerten aus Kapitel 3.1 und den Werten aus dem analytischen Modell von Kapitel 3.2. Die Abweichungen der Streu- und Hauptinduktivität aus dem FEM-Modell verglichen mit den angestrebten Designwerten liegen bei 10.0 % bzw. -11.44 %. Dies ist akzeptabel, solange das Verhältnis L_r zu L_m immer noch grösser als in der Ungleichung (4) definiert ist. Eine Veränderung dieses Verhältnisses wird auch die Übertragungsfunktion bei minimaler Eingangsspannung verschieben. Dies wird in Kapitel 4.1 genauer betrachtet, wo die tatsächlich gemessenen Parameter vorhanden sind.



Tabelle 4: Design, analytische Modell- und FEM-Modellwerte der Ersatzschaltbildparameter (siehe Abbildung 2) für die gewählte Geometrie. Die Prozentzahlen in Klammern zeigen die prozentuale Abweichung der entsprechenden Werte zu den Designwerten.

Parameter	Designwert	Analytisches Modell		FEM Modell	
Methode	Nach Kapitel 3.1	Nach Kapitel 3.2		FEM	
L_P	18.96 μ H	19.97 μ H	(-5.33 %)	19.65 μ H	(-3.64 %)
L_S	5.80 mH	5.77 mH	(0.52 %)	5.38 mH	(7.24 %)
M	264.51 μ H	244.34 μ H	(7.63 %)	269.06 μ H	(-1.72 %)
k	0.798	0.720	(9.77 %)	0.827	(-3.63 %)
n	0.046	0.042	(8.70 %)	0.050	(-8.70 %)
L_r	6.90 μ H	9.62 μ H	(-39.42 %)	6.21 μ H	(10.00 %)
L_m	12.06 μ H	10.35 μ H	(14.18 %)	13.44 μ H	(-11.44 %)

Anhand der Streuinduktivität L_r und der Resonanzfrequenz von 210 kHz lässt sich der Resonanzkondensator C_r mit dem Wert 92.5nF bestimmen. Das Übersetzungsverhältnis n von 0.05, bestimmt durch FEM, ist höher als im Design. Dies führt dazu, dass bei der Eingangsspannung V_{MPP} von 68.4 V (61.6 V_{RMS}) eine Ausgangsspannung V_o von 1368 V resultiert. Bei einer Übertragungsleistung von 200 W und halbiertes Eingangsspannung bzw. 400 W und voller Eingangsspannung ergeben sich gemäss der Gleichung die Ersatzwiderstände R_{ac} von 3.79 k Ω bzw. 1.87 k Ω . In der FEM-Simulation kann so, ein Resonanzkreis aufgebaut und simuliert werden. Dabei wird in der elektrische Schaltungsumgebung eine Spannungsquelle in Serie mit dem Resonanzkondensator und der Primärspule geschaltet und die Sekundärspule mit dem Ersatzlastwiderstand R_{ac} belastet.

Tabelle 5: Verlustleistungen in der induktiven Leistungsübertragung simuliert mit Simcenter Magnet (v2020.2).

Verlustparameter	Simulation 200W	Simulation 400W
P_{cu} (primär)	1.128 W	1.361 W
P_{cu} (sekundär)	0.297 W	0.299 W
P_{ok}	0.001 W	0.002 W
P_{mk}	0.023 W	0.076 W
P_{tot}	1.449 W	1.738 W

Die resultierenden Verlustleistungen der induktive Leistungsübertragung sind in der Tabelle 5 aufgeteilt in ohmsche Leitungs- (P_{cu}) und Kernverluste (P_{ok}) und magnetische Kernverluste (P_{mk}). Der Vergleich mit den Messresultaten in Kapitel 4.2 zeigt, dass die Verluste unterschätzt werden. Aus den Dokumentationen der FEM Software ist nicht ersichtlich, wie und wie genau die Verluste von Skin- und Proximity-Effekt abgebildet werden, wenn Litzen verwendet werden. Bei den magnetischen Kernverlusten liegt sehr wahrscheinlich eine Fehlparametrierung der Steinmetzparameter vor. Aus diesen Gründen werden nicht noch weitere Simulationen durchgeführt. Für die Diskussion der Ergebnisse reichen die erreichten Messresultate aus.



4 Herstellung, Messung und Diskussion

4.1 Herstellung der Spulen und finales Design

Die Spulen wurden mit den in der Tabelle 2 ersichtlichen Litzen von Hand gewickelt. Die Abbildung 6 a) zeigt die Primärspule mit den 16 Windungen, sowie die 7 Lagen à 40 Windungen (gesamthaft 240 Windungen) der Sekundärspule. Aus herstellungstechnischen Gründen mussten die Lagen auf einem 0.1 mm dicken Papier geklebt werden. Die 7 Lagen wurden übereinandergelegt und mittels Lötverbindungen in Serie geschaltet, so dass sich der verkettete magnetische Fluss addiert. Die so gefertigte Sekundärspule ist in der Abbildung 6 b) ersichtlich.

Die Innen- bzw. Aussendurchmesser der Primärspule beträgt 9.3 mm und 70 mm. Die Höhe der Spule bleibt unverändert auf 1.9 mm, da nur eine Lage gewickelt wurde. Die Sekundärspule weist einen Innen- bzw. Aussendurchmesser von 9.7 mm und 69 mm auf. Die Spulenhöhe weicht deutlich vom geplanten Design ab und beträgt 7 mm. Der Grund liegt zum einen bei dem verwendeten Papier pro Lage und kleineren Unebenheiten, die sich über die 7 Lagen durch die manuelle Fertigung aufsummiert haben.

Die ideale Ferritgrösse für das Setup wäre ein Ferritkern mit 70 mm Durchmesser und 2.5 mm Höhe oder alternativ Ferritplatten mit den Abmessungen 70x70x2.5 mm. Diese Grössen waren nicht ab Lager eines Distributors erhältlich. Eine Bestellung nach Mass war aus zeitlichen Gründen nicht mehr möglich. Deshalb standen für den Magnetkern nur die 50x50x2.5 mm Ferritplatten zur Verfügung, aus denen je vier für die Primär und Sekundärseite zu 100x100x2.5 mm Ferritplatten gefertigt wurden. Dies hat zur Folge, dass sich die gemessenen Streu- und Hauptinduktivität, verglichen zu den Werten der FEM-Simulation vergrössern. Eine Verifizierung bestätigte dies und zeigte eine Veränderung des Gesamtwirkungsgrades von 0.2 %. Die höhere Hauptinduktivität verursacht einen geringeren Strom, was den Wirkungsgrad beim Aufbau mit dem grösseren Ferrit erhöht. Die Verwendung dieses Aufbaues lässt deshalb trotzdem wertvolle praktikable Schlussfolgerungen zu.



a)



b)

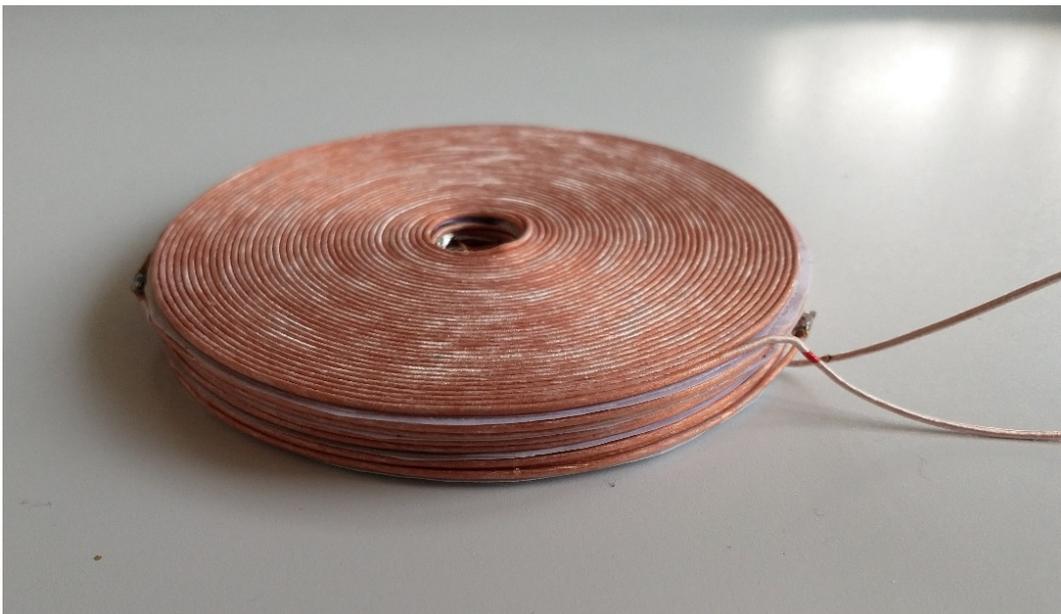


Abbildung 6: Das Foto a) zeigt die Primärspule mit den 16 Windungen und die 7 Lagen à 40 Windungen der Sekundärspule. Die gefertigte Sekundärspule ist auf dem Foto b) ersichtlich.

Der gekoppelte Aufbau der Spulen inklusive der Anbringung der Ferrite wurde mit einem LCR-Meter (N4L PSM1735 mit AIA) vermessen. Die Messunsicherheit des Messgeräts beträgt 1 % ($k=1$) für den verwendeten Messbereich von 100 kHz bis 1 MHz. Die Eigeninduktivität L_P konnte primärseitig gemessen werden, während die Sekundärspule im Leerlauf ist. Das gleiche Prinzip konnte für L_S angewendet werden (LCR-Meter sekundärseitig und Primärspule im Leerlauf). Die Streuinduktivität L_r wurde am Eingang der Primärspule gemessen, während die Sekundärspule kurzgeschlossen wurde. Aus diesen drei Messwerten konnten alle anderen Parameter der Tabelle 6 berechnet werden.



Tabelle 6: Die gemessenen und extrahierten Parameter des Ersatzschaltbildes in Abbildung 2. Die Messunsicherheit beträgt 1 % ($k=1$).

Parameter	Messwert	Bemerkung
L_P	23.0 μH	Gemessen
L_S	6.79 mH	Gemessen
M	330.2 μH	Berechnung 4: $M = L_m / n$
k	0.835	Berechnung 2: $k = \sqrt{L_m / L_P}$
n	0.0486	Berechnung 3: $n = k\sqrt{L_P / L_S}$
L_r	6.97 μH	Gemessen
L_m	16.0 μH	Berechnung 1: $L_m = L_P - L_r$
C_r	0.11 μF	Berechnung 5: $C_r = 1 / (\omega_r^2 L_r)$

Basierend auf den Messwerten müssen die Übertragungsfunktionen mit den angepassten Parametern nochmals verifiziert werden. Abbildung 7 a) zeigt das Verhalten des Resonanzkonverters für die in Kapitel 3.3 gewählte Resonanzfrequenz von 210 kHz. Die Verstärkung für den kritischen Fall bei minimaler Eingangsspannung erreicht nicht das nötige Limit aufgrund des vom Design abweichenden Verhältnisses λ von L_r zu L_m . Bei der Resonanzfrequenz von 180 kHz wird dieser Arbeitspunkt erfüllt (Abbildung 7b), weshalb der Nennbetrieb der induktiven Übertragung in Folge bei dieser Frequenz ausgelegt wird.

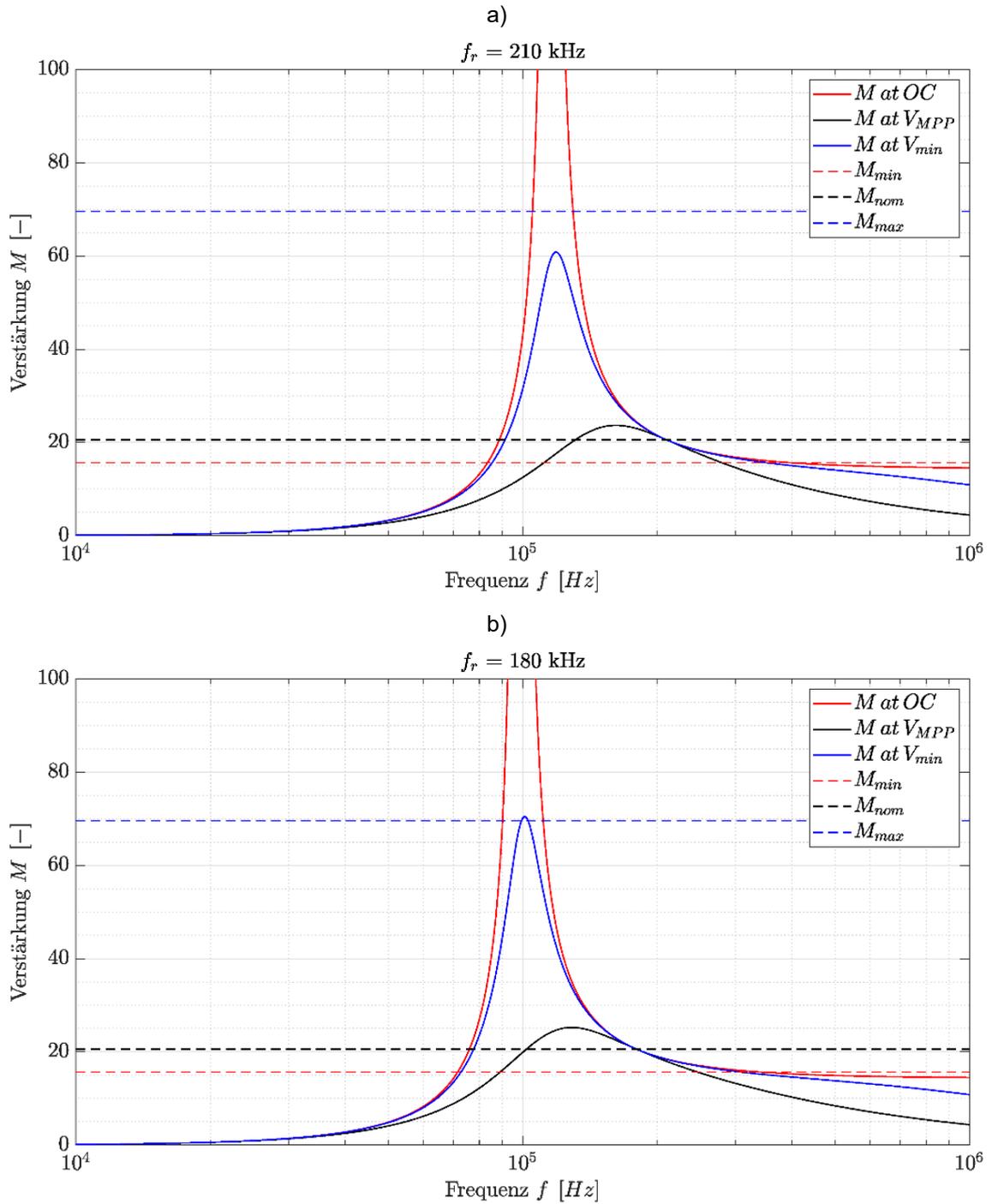


Abbildung 7: Die Transferfunktionen für den nominellen und die beiden kritischen Arbeitspunkten und zugehörigen Verstärkungslimits, die erreicht werden müssen, basierend auf den gemessenen Ersatzschaltbildparameter für die Resonanzfrequenzen 210 kHz in Plot a) und 180 kHz in Plot b).



4.2 Messung der Übertragungseffizienz des Testaufbaus

Mit der realisierten kontaktlosen Leistungsübertragung kann unter Nennbetrieb eine DC Ausgangsspannung V_o von 1407 V bzw. eine Sekundärspitzenspannung $V_{ac,peak}$ von 1792 V (Übersetzungsverhältnis n von 0.486) erreicht werden. Aus Sicherheitsgründen wurde das Messprogramm so angepasst, dass nur Ausgangsspitzenspannungen von maximal 1000 V gemessen werden. Dafür wurde der Ersatzwiderstand R_{ac} so gewählt, dass der Ausgangsstrom gleich gross ist wie beim Nennbetrieb. Dies ergibt R_{ac} -Werte von 2.0 k Ω , 2.1 k Ω und 2.2 k Ω für drei verschiedene Arbeitspunkte. Als Lastwiderstände sind niederinduktive Leistungswiderstände von Vishay (2x1.0 k Ω , Typ: RPS0500DH1001JB) bzw. von Multicomp Pro (2x100 Ω , Typ: MP005206) eingesetzt worden. Abbildung 8 a) und b) zeigen das verwendete Messschema für die Bestimmung der Effizienz der induktiven Leistungsübertragung, respektive den Messaufbau im Labor. In der Tabelle 7 ist die Übersicht der durchgeführten Messungen dargestellt.

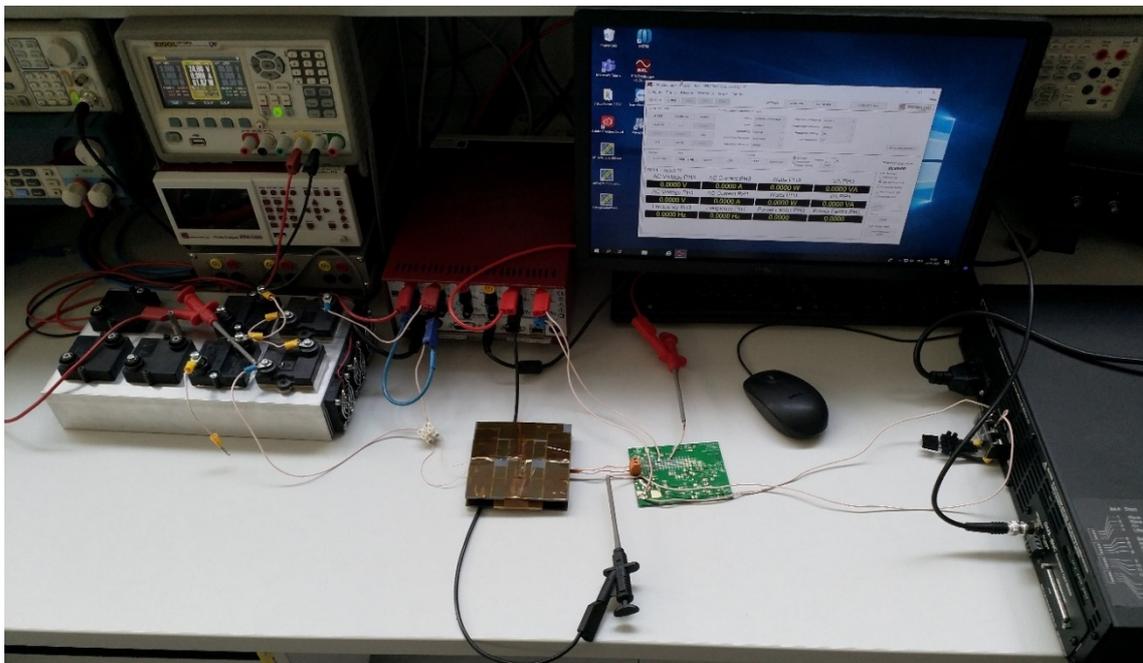
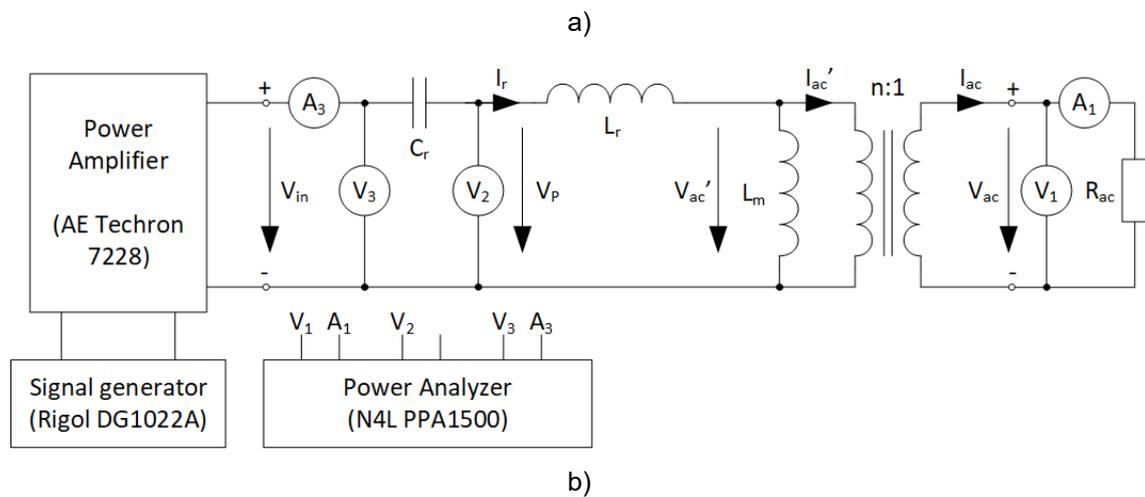


Abbildung 8: Messschema für die Analyse des Wirkungsgrades der realisierten induktiven Leistungsübertragung a) und der dazugehörige Messaufbau im Labor.



Tabelle 7: Messresultate (RMS-Werte) bei drei verschiedenen Arbeitspunkten (2.0 k Ω , 2.1 k Ω und 2.2 k Ω). Die Messunsicherheiten sind im Anhang (Kapitel 8.1) in der Tabelle 11 aufgelistet.

Parameter	Messung 1	Messung 2	Messung 3
R_{ac}	2.0 k Ω	2.1 k Ω	2.2 k Ω
V_{in}	30.78 V	32.22 V	33.79 V
I_r	6.74 A	6.71 A	6.71 A
cosϕ_{in}	0.9999	1.0000	1.0000
P_{in}	207.3 W	216.2 W	226.8 W
V_P	63.2 V	63.9 V	65.0 V
cosϕ_P	0.485	0.503	0.519
P_P	206.7 W	215.6 W	226.3 W
V_{ac}	639.6 V	669.3 V	701.6 V
I_{ac}	0.319 A	0.317 A	0.316 A
cosϕ_o	0.9957	0.9953	0.9945
P_o	203.0 W	211.0 W	220.4 W

Aus den Messergebnissen konnten die einzelnen Verlustleistungskomponenten quantifiziert werden. Die ohmschen und magnetischen Verluste wurden als eine Verlustkomponente gemessen. Durch Anwendung des Modells für die Wicklungswiderstände unter Berücksichtigung von Skin- und Proximity-Effekt, beschrieben in der Gleichung (25), konnte die Kupferverluste P_{cu} und die magnetischen Verluste P_{mag} separiert und quantifiziert werden. Die Unterschiede in den Gesamtverlusten lässt sich auf die Abweichungen der magnetischen Verluste zurückführen. Der Vergleich der einzelnen Messungen zeigt, dass die Spannung bei Messung 3 am Ausgang um 9.7 % ansteigt, verglichen mit Messung 1. Dieser Anstieg der Ausgangsspannung führt zu grösseren magnetischen Flussdichten im Kernmaterial, was dieser Unterschied in den magnetischen Verlusten erklären könnte. Präzisere Aussagen können mit dem gewählten Messaufbau im aktuellen Stand nicht gemacht werden. Die Wirkungsgrade für die drei Arbeitspunkte liegen zwischen 97.2 % und 97.9 % ± 0.83 % ($k=1$) für die induktive Leistungsübertragung.

Tabelle 8: Gemessene Resonanzkondensatorverluste P_c , ohmsche Kupferverluste P_{cu} , magnetische Verluste P_{mag} und Gesamtverluste P_{tot} (Wirkungsgrad vgl. Tabelle 9).

Parameter	Verluste M.1	Verluste M. 2	Verluste M. 3
P_c	0.61 W	0.58 W	0.49 W
P_{cu}	2.04 W	2.02 W	2.01 W
P_{mag}	1.61 W	2.65 W	3.90 W
P_{tot}	4.27 W	5.25 W	6.40 W

Aus diesen Erkenntnissen wird in Betracht gezogen, zwei solcher Spulensysteme in Serie zu schalten, wobei je 200 W übertragen werden. Der dafür nötige Platz im Wireless PV-Modul ist gegeben. Unter



der Verwendung einer Vollbrückensteuerung würde in den beiden Primärspulen und den beiden Sekundärspulen der gleiche Strom fließen, was dieses neue Setup technisch legitimiert.

Unter Einbezug dieses neuen Setups, basierend auf dem realisierten induktiven Leistungsübertragung und dessen gemessenen Verluste, sowie den modellierten Verlusten der Vollbrückensteuerung und des Gleichrichters am Ausgang in Kapitel 3.3, kann der Wirkungsgrad eines Wireless PV-Moduls ohne Stringwechselrichter abgeschätzt und die einzelnen Teilwirkungsgrade aufgeteilt werden (siehe Tabelle 9). Der berechnete Gesamtwirkungsgrad eines Wireless PV-Moduls liegt bei 92.2 %, wenn die Anordnung der Planarspulen als Reduktion der verfügbaren Fläche für die Stromerzeugung betrachtet wird. Die reinen magnetischen und elektrischen Verluste der Leistungselektronik betragen aber nur 4.3%.

Tabelle 9: Aufteilung des Wirkungsgrades eines Wireless PV-Moduls basierend auf Modellen und den Messungen der induktiven Leistungsübertragung nach Tabelle 8.

Parameter	Wirkungsgrad
Innaktive Modulfläche η_M	0.963 (1)
Leistungselektronik η_{PE}	0.978
Induktive Leistungsübertragung η_{IPT}	0.979
Gesamtwirkungsgrad	0.922 (0.957)

Durch das Parallelschalten der Wireless PV-Module reduziert sich der Strom innerhalb des Strings. Der Strom nimmt dabei kontinuierlich zu bis zum Ende des Strings. Dies erlaubt es, entweder Kupfer einzusparen oder die Verluste in der Verkabelung zu reduzieren. Für die Reduktion der Verluste wird ein Vergleich zwischen einem Standardstring basierend auf 400 W_p PV-Modulen von Trina Solar (Vertex S TSM-DE09, I_{MPP} = 11.7 A, V_{oc} (-10°C) = 44.8 V, Kabellänge 2x1.1 m, Kabelquerschnitt 4 mm²) und dem Wireless PV-System mit gleicher Verkabelung gezogen. Für diese Analyse wurde nur der Fall unter STC berücksichtigt.

Bei einer Stringspannung von 1000 bzw. 1500 V können maximal 22 bzw. 33 PV-Module in Serie geschaltet werden. Dies führt zu Kabelverlusten von 28.7 bzw. 43.0 W. Bei einem Wireless PV-Modulsystem belaufen sich die Kabelverluste bei gleicher Anzahl Module auf 3.6 bzw. 11.9 W. Wird der Fall betrachtet für den der Strom beim Wireless PV-System am Ende des Strings 11.7 A beträgt, können 37 Module parallelgeschaltet werden, was zu 16.7 W an Kabelverlusten führt.

4.3 Kostenstruktur

In dem Benchmark-Bericht des NREL, publiziert im ersten Quartal 2020 [13], wurden Kosten für dreiphasige Stringwechselrichter von 0.07 \$/W_{DC} bei Systemleistungen ≥ 100 kW_p dokumentiert. Bei gleich grossen Systemen mit DC/DC-Leistungsoptimierer und drei-phasigem Stringwechselrichter liegen die Kosten bei 0.12 \$/W_{DC}. Die dezentrale Modulelektronik hat folglich einen Kostenanteil von 0.05 \$/W_{DC}. Abbildung 9 zeigt die Kostenaufteilung von PV-System ≥ 100 kW_p für das Jahr 2019. Aus diesen Daten wurden die Gestehungskosten berechnet unter Berücksichtigung von jährlichen Betriebs- und Wartungskosten von 2 %, einem Zinssatz für das gesamte Investitionskapital von 3 %, einer Betriebsdauer von 25 Jahren und einem Energieertrag von 1000 kWh/kW_p. Dasselbe Vorgehen wurde für das Wireless PV-System angewendet bei einem reduzierten Energieertrag von 922 kWh/kW_p, einmal bei gleichbleibenden Kosten für die dezentrale Leistungselektronik und einmal bei einer Kostenverdopplung. Tabelle 10 beinhaltet die Ergebnisse.

Im Kapitel 1.2 werden die Vorteile eines Wireless PV-System aufgelistet. Zum einen werden geringere Betriebs- und Wartungskosten erwartet und zum anderen können die Installationskosten reduziert werden. Die Analyse der Kostenstruktur zeigt, dass der Minderertrag durch den Wirkungsgrad von 92.2 %



kompensiert werden kann, falls die Betriebs- und Wartungskosten von 2 % auf 1.4 % reduziert werden. Für den betrachteten Fall der Verdopplung der Kosten der dezentralen Modulleistungselektronik, müssten zusätzlich zu der Reduktion der Betriebs- und Wartungskosten die Installationskosten um 26 % gesenkt werden, um den gleichen Strompreis zu erreichen, wie das Standardsystem.

Tabelle 10: Kostenstruktur und Gestehungskosten von PV-Systemen unter Variation der blauen markierten Grössen und basierend auf dem NREL Benchmark-Bericht [13].

Komponente	Anteile [%]	Preis [¢/kWh]	Anteile [%]	Preis [¢/kWh]	Anteile [%]	Preis [¢/kWh]
Energieertrag		1000 kWh/kWp	922 kWh/kWp		922 kWh/kWp	
PV-Module	21.8	1.64	21.8	1.78	21.2	1.78
Dezentrale Leistungselektronik	2.7	0.20	2.7	0.22	5.2	0.43
Wechselrichter	3.7	0.28	3.7	0.30	3.6	0.30
Mechanisches BOS	5.9	0.44	5.9	0.48	5.7	0.48
Elektrisches BOS	8.0	0.60	8.0	0.65	7.8	0.65
Installationsarbeit & Equipment	10.1	0.76	10.1	0.82	9.8	0.82
Overhead, Steuern, Profit, etc.	47.9	3.60	47.9	3.90	46.6	3.90
Wartung und Betrieb	35.0	3.76	35.0	4.08	50.0%	4.19
Zins	43.6	3.28	43.6	3.55	43.6%	3.65
Total	178.6	14.56	178.6	15.79	193.6%	16.21

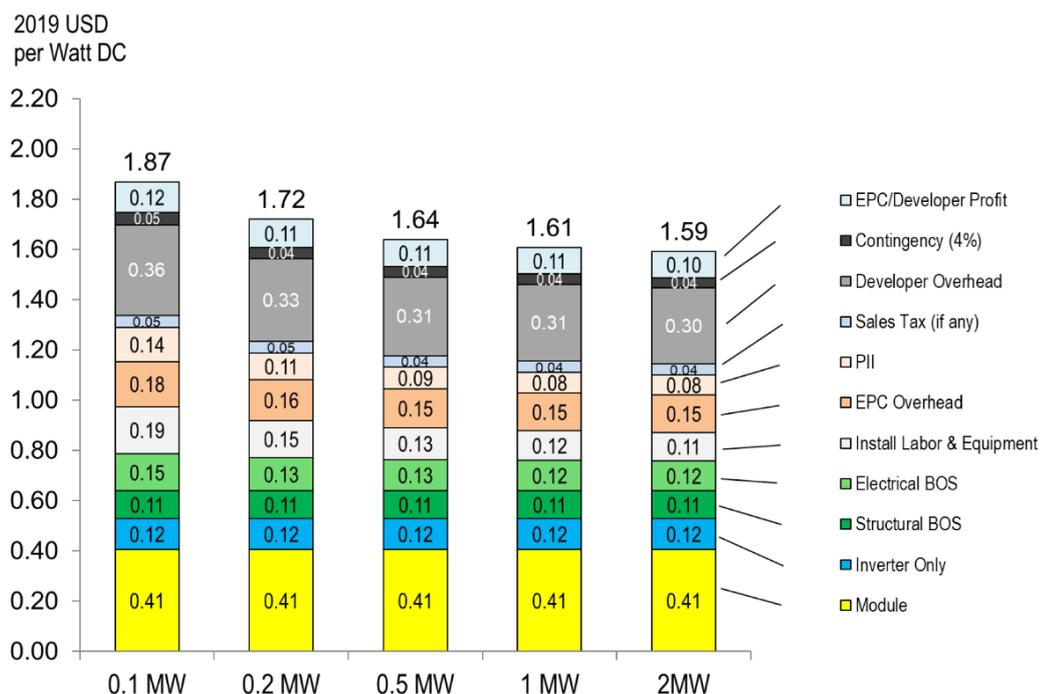


Abbildung 9: Kostenstruktur für kommerzielle PV-Dachsystemen in den USA für das Jahr 2019 [13].



5 Schlussfolgerungen und Fazit

Die drahtlose Leistungsübertragung aus dem Solarmodul konnte erfolgreich designt, realisiert und vermessen werden. Der gemessene Wirkungsgrad bei einer übertragenen Leistung von 203 W beträgt von 97.9 % ± 0.83 % ($k=1$). Unter Einbezug der modellierten Verluste der Leistungselektronik konnte ein Wirkungsgrad von 95.7 % abgeschätzt werden.

Die RMS-Ausgangsspannung betrug bei dieser Messung 640 V. Bei einer anschliessenden Gleichrichtung ergibt sich eine Gleichspannung von 710 V. Zwei solcher Spulensysteme können in Serie geschaltet werden, um eine Stringspannung von 1420 V zu erreichen bei gleichbleibendem Wirkungsgrad.

Die induktive Leistungsübertragung wurde so designt, dass mit einer Primär- und Sekundärspule die hohe Stringspannung erreicht werden kann. Die Messungen haben gezeigt, dass die hohe Spannung an der Sekundärspule zu grösseren magnetischen Verlusten führt, weshalb ein System mit zwei Spulen bevorzugt wird. Das bedeutet, dass bei der verwendeten Auslegung die Streu- und Hauptinduktivität doppelt so gross sind wie tatsächlich notwendig. Dadurch kann die Geometrie der beiden Spulen verkleinert werden, was die inaktive Fläche im Modul reduziert.

Die Mindererträge durch die Verluste der induktive Leistungsübertragung können durch eine Reduktion der Betriebs- und Wartungskosten von 2 auf 1,4 % kompensiert werden. Eine Verteuerung der PV-Modulkosten durch die Integration der dezentralen Leistungselektronik und Spule ins Modul kann durch die geringeren Installationskosten ausgeglichen werden. Bei einer Reduzierung der Installationskosten um 26 %, darf der Resonanzkonverter maximal doppelt so viel kosten, wie vergleichbare dezentrale Modulleistungselektronik, um die gleichen Gestehungskosten zu erreichen.

Das erfolgreich abgeschlossene Projekt war von den konzeptionellen Überlegungen, dem Design, der Modellbildung, den FEM-Simulationen, der manuellen Fertigung, über die richtige Wahl des Klebers für das Wickeln (die Zeit für eine Spulenlage mit 40 Windungen konnte von 150 min auf 30 min reduziert werden), bis zu den Messungen und Auswertungen sehr lehrreich. Es konnte wichtiges Knowhow aufgebaut werden, um diese interessante Thematik der Weiterentwicklung der PV-Systemtechnik voranzutreiben. Ein weiterer wichtiger Schritt in der Umsetzung einer Hardwarelösung eines Wireless PV-Moduls konnte gemacht werden.

6 Ausblick und zukünftige Umsetzung

In einem nächsten Schritt sollten die Entwicklung und Realisierung der Leistungselektronik vorangetrieben werden, mit dem Ziel, die Leistungselektronik und die Primärspulen in den laminierten Bereich des PV-Moduls zu integrieren. Durch den Einsatz von zwei in Serie geschalteten Spulensysteme kann deren Geometrie verkleinert werden, was die inaktive Modulfläche verkleinert.

Die in diesem Projekt durchgeführten Messungen lieferten Resultate für den Nennbetrieb der induktiven Leistungsübertragung. Wird der Resonanzkonverter bei Eingangsspannungen betrieben, die von der Nennspannung abweichen, muss die Frequenz, mit der die Leistung übertragen wird, von der Resonanzfrequenz abweichen. Messungen und Betrachtungen bei diesen Arbeitspunkten sollten Ergebnisse zu den spannungsabhängigen Wirkungsgraden liefern. Des Weiteren müssen die Wirkungsgrade bei Teillast gemessen werden, die wichtig für die Berechnung des Energieertrages eines Wireless PV-Systems sind.

Ein weiterer Punkt sind Analysen und Messungen unter Abschattungssituationen und der Vergleich mit Standard PV-Stringsystemen und andere auf dezentrale Leistungselektronik basierende PV-Systeme z.B. SolarEdge, Tigo, Huawei, etc.



7 Literaturverzeichnis

- [1] F. Carigiet, R. Knecht, T. Baumann, C. J. Brabec, and F. P. Baumgartner, 'New PV System Concept – Wireless PV Module Prototype', in Proceedings of the 36th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition (EUPVSEC), Marseille, 2019, pp. 1209–1211, doi: 10.4229/EUPVSEC20192019-4AV.2.34.
- [2] A. Ghosh et al., Integration of Rooftop Solar PV Generation with Wireless Power Transfer, 11th IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference APPEEC, Macao, 2019, doi: 10.1109/APPEEC45492.2019.8994668
- [3] M. Fareq et al., Wireless power transfer by using solar energy, TELKOMNIKA, Vol.12, No.3, September 2014, pp. 519~524, doi: 10.12928/TELKOMNIKA.v12i3.93
- [4] I. F. Zambari et al., Development of Wireless Energy Transfer Module for Solar Energy Harvesting, The 4th International Conference on Electrical Engineering and Informatics (ICEEI 2013), doi: 10.1016/j.protcy.2013.12.272
- [5] T. Rohith et al., Wireless Transmission of Solar Power using Inductive Resonant Principle, 2016 Biennial International Conference on Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy (PESTSE), doi: 10.1109/PESTSE.2016.7516535
- [6] IEA PVPS, 'Assessment of Photovoltaic Module Failures in the Field', IEA, IEA PVPS T13-09:2017, 2017.
- [7] T. Duerbaum, First harmonic approximation including design constraints, INTELEC - Twentieth International Telecommunications Energy Conference (Cat. No.98CH36263), 1998, doi: 10.1109/INTLEC.1998.793519
- [8] S. De Simone et al., Design-oriented steady state analysis of LLC resonant converters based on FHA, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2006, doi: 10.1109/SPEEDAM.2006.1649771
- [9] S. R. Khan, Accurate Modeling of Coil Inductance for Near-Field Wireless Power Transfer. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 66(9):4158–4169, September 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2854190
- [10] C. Yang, Loss Analysis of Half-Bridge LLC Resonant Converter, 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEC), 2013, doi: 10.1109/IFEEC.2013.6687496
- [11] R. P. Wojda, Winding Resistance and Winding Power Loss of High-Frequency Power Inductors (2012). Browse all Theses and Dissertations. 1095. https://corescholar.libraries.wright.edu/etd_all/1095
- [12] T. McLyman, Transformer and inductor design handbook, Third Edition, Revised and Expanded, ISBN: 0-8247-5393-3
- [13] D. Feldman et al., 2021. U.S. Solar Photovoltaic System Cost Benchmark: Q1 2020. Golden, CO: National Renewable Energy Laboratory. NREL/TP-6A20-77324.



8 Anhang

8.1 Messunsicherheiten

Tabelle 11: Messunsicherheiten ($k=1$) für die durchgeführten Messungen in der Tabelle 7.

Parameter	Messung 1	Messung 2	Messung 3
V_{in}	$\pm 0.17 \text{ V}$	$\pm 0.18 \text{ V}$	$\pm 0.19 \text{ V}$
I_r	$\pm 35.8 \text{ mA}$	$\pm 35.7 \text{ mA}$	$\pm 35.7 \text{ mA}$
$\cos\varphi_{in}$	± 0.01	± 0.01	± 0.01
P_{in}	$\pm 1.26 \text{ W}$	$\pm 1.31 \text{ W}$	$\pm 1.38 \text{ W}$
V_p	$\pm 0.33 \text{ V}$	$\pm 0.34 \text{ V}$	$\pm 0.34 \text{ V}$
$\cos\varphi_p$	$\pm 1.26 \text{ W}$	$\pm 1.31 \text{ W}$	$\pm 1.38 \text{ W}$
P_p	± 0.01	± 0.01	± 0.01
V_{ac}	$\pm 3.39 \text{ V}$	$\pm 3.55 \text{ V}$	$\pm 3.71 \text{ V}$
I_{ac}	$\pm 1.86 \text{ mA}$	$\pm 1.85 \text{ mA}$	$\pm 1.84 \text{ mA}$
$\cos\varphi_o$	± 0.01	± 0.01	± 0.01
P_o	$\pm 1.24 \text{ W}$	$\pm 1.29 \text{ W}$	$\pm 1.35 \text{ W}$