

**Schalttopologien und Regelungskonzepte zur Steigerung
der Effizienz direkter Abwärmenutzung in
thermoelektrischen Energiesystemen**

Dissertation

Zur Erlangung des Doktorgrades der
Ingenieurwissenschaften

vorgelegt von
Dipl.-Ing. Abdelhamid Bentaleb
aus Casablanca

Genehmigt von der Fakultät für
Energie-und Wirtschaftswissenschaften
der Technischen Universität Clausthal

Tag der mündlichen Prüfung
24.08.2018

gewidmet meinen Eltern

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische Energietechnik und Energiesysteme der TU Clausthal und am Energieforschungszentrum Niedersachsen.

Meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr.-Ing. Hans-Peter Beck danke ich herzlich für die Anregung zu dieser Arbeit, die Unterstützung und die Betreuung bei der Bearbeitung sowie für das stets entgegen gebrachte Vertrauen.

Für die freundliche Übernahme des Korreferats möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Christian Bohn danken.

Besonderer Dank gilt auch meinen Kollegen Benjamin Schwake und Dr. Dirk Turschner, die mich während der Arbeit fachlich unterstützt haben und jederzeit für Diskussionen offen waren. Matthias Kirchner danke ich für die Hilfe bei der Erstellung der Platinen. Andreas Bierwirth danke ich für die Hilfe beim Aufbau des Prüfstands.

Der DFG danke ich für die Bereitstellung von Forschungsmitteln.

Abschließend möchte ich mich bei meiner Ehefrau Meriem Bentaleb für die mir entgegen gebrachte Geduld und Unterstützung bedanken.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Literaturrecherche und Motivation der Arbeit.....	1
1.2	Aufbau der Arbeit	4
2	Thermoelektrische Energieumwandlung in Thermogeneratoren	7
2.1	Thermoelektrischer Wirkungsgrad eines Schenkelpaares	7
2.2	Thermoelektrische Materialien	9
2.3	Aufbau und Wandlungseffizienz eines Thermogenerators.....	12
3	Messung des thermoelektrischen Wirkungsgrads.....	17
3.1	Aufbau eines Mehrkammer-Kalotimeters und eingesetzte Messtechnik.....	17
3.2	Darstellung und Diskussion der Messergebnisse	20
3.3	Einsatz von Hochtemperatur-Thermogeneratoren.....	25
4	Umrichter für die direkte Abwärmeverstromung.....	31
4.1	Vorteile eines modularen Aufbaus mit Strangwandlern kleiner Leistung	31
4.2	Analyse der Wandlertopologien und Auslegung des Leistungsteils	35
4.2.1	Lückender und nicht Lückender Betrieb	36
4.2.2	Auslegung der passiven Bauelemente	40
4.2.3	Der Vollbrückenwandler.....	42
4.2.4	Der SEPIC-Wandler.....	44
4.2.5	Strom- und Spannungsbelastung der Bauelemente.....	47
4.2.6	Der Zweiphasen-Synchronwandler.....	49
4.3	Berechnung der Leistungsverluste und Vergleich der Topologien	52
4.4	Realisierung der Wandler	59
4.4.1	Auswahl der Bauelemente.....	59
4.4.2	Strom- und Spannungsmessung.....	64
4.4.3	Autarke Versorgung der Sensorik und der MOSFET-Treiber.....	65
4.4.4	Auslegung des Kühlkörpers.....	66
4.4.5	Realisierung der Wandlerplatinen und Messung des Wirkungsgrads	67
5	Regelung des Umrichters.....	71
5.1	Iterative Verfolgung des Leistungsgradienten	71
5.2	PI-Regler mit Vorsteuerung	73
5.3	Stabilitätsuntersuchung und Reglerauslegung.....	76
5.3.1	Analyse des Übertragungsverhaltens des Wandlers	77

5.3.2	Auslegung der Regler	78
5.4	Messtechnische Untersuchung des Regelverhaltens	82
6	Kopplung von Thermogeneratoren und DC/DC-Wandler.....	87
6.1	Schalttopologien für Thermogeneratoren.....	87
6.2	Messfehler und Fehlerfortpflanzung	91
6.3	Steigerung des Gesamtwirkungsgrads durch den modularen Aufbau.....	92
7	Leistungs-Balancing-Verfahren zur Steigerung des Gesamtwirkungsgrads	95
7.1	Schaltungsanalyse bei Nutzung von gesteuerten Ladungspumpen	97
7.2	Hardwaretechnische Umsetzung und Messergebnisse.....	102
8	Reduzierung der Schaltverluste durch Entlastungsnetzwerke	107
8.1	Modellierung des Schaltverhaltens des Leistungsschalters	108
8.2	Passive Entlastungsnetzwerke	111
8.3	Aktive Entlastungsnetzwerke.....	119
9	Zusammenfassung	130
	Literaturverzeichnis	132
	Abbildungsverzeichnis	137
	Tabellenverzeichnis	144
Anhang A:	Darstellung der Messergebnisse für kommerzielle Thermogeneratoren.....	145
Anhang B:	Schaltpläne und Layouts der DC/DC-Wandler	148
Anhang C:	Ausblick für die hardwaretechnische Realisierung des weichschaltenden Wandlers.....	153

1 Einleitung

Ein Großteil der eingesetzten Energie geht in Haushalten, Industrie und Verkehr als Abwärme ungenutzt verloren. Als Beispiele seien hier Bäckereien, Stahlwerke und Verbrennungskraftwerke genannt. So gehen z.B. bei einem dynamischen Betrieb der Verbrennungsmotoren zwei Drittel der Kraftstoffenergie durch den Kühler und die Abgaswärme verloren [1].

Für Deutschland wurde im Rahmen eines in 2010 abgeschlossenen Forschungsvorhabens, ein Abwärmepotential der industriellen Produktion von jährlich $87,8 \cdot 10^9$ kWh bei Temperaturen höher 140°C und weiteren $44,4 \cdot 10^9$ kWh bei Temperaturen zwischen 60°C und 140°C abgeschätzt [2]. Zum Vergleich lag die mit erneuerbaren Energien erzeugte Energiemenge in Deutschland im Jahr 2013 nur unwesentlich höher bei $152,6 \cdot 10^9$ kWh [2]. Die Nutzung der Abwärme würde den Primärenergieverbrauch deutlich senken und damit signifikant zum Klimaschutz beitragen.

Für die Wandlung der Abwärme in elektrischer Energie können bekannte Technologien wie der ORC-Kreisprozess (*Organic Rankine Cycle*) oder Stirlingmaschinen eingesetzt werden. Diese Technologien wandeln die Wärme in mechanische Energie und besitzen verschleissbehaftete Teile, was zu relativ hohen Wartungskosten führt. Außerdem führt die Inflexibilität dieser Systeme gegenüber Temperaturschwankungen sowie die geringe Skalierbarkeit bzw. Modularität zu einer Verschlechterung des Gesamtwirkungsgrads der Prozesse. Eine hochattraktive Alternative bietet die direkte Abwärmeverstromung über Thermogeneratoren. Diese Technik ist leise, wartungsfrei, gut skalierbar und zuverlässig. In der Praxis ließe sich in vielen industriellen Prozessen eine autarke Versorgung von Sensoren und Kommunikationsgeräten über ein thermoelektrisches Energiesystem realisieren (*Energy harvesting* [3]). Ein anderes Beispiel für den Einsatz der Thermoelektrik ist die Rückgewinnung der Abwärme im Abgasstrang von Kraftfahrzeugen und die Rückspeisung ins Bordnetz. Damit kann bis zu einem Liter Kraftstoffverbrauch erspart werden [4].

Thermogeneratoren wandeln eine Temperaturdifferenz mittels des Seebeck-Effekts in eine elektrische Spannung um. Der umgekehrte Effekt (Peltier-Effekt) wird bereits vielfach in Kühlsysteme eingesetzt [5]. Für eine hohe Wandlungseffizienz werden thermoelektrische Materialien mit hoher Thermokraft, hoher elektrischer Leitfähigkeit und niedriger Wärmeleitfähigkeit eingesetzt. Ein Halbleitermaterial, das diese Anforderungen gut erfüllt, ist Bismuttellurid (Bi_2Te_3). Zurzeit sind die meisten am Markt erhältlichen Thermogeneratoren aus diesem Halbleiter realisiert. Das thermoelektrische Energiesystem in dieser Arbeit wird bei Verwendung dieser Thermogeneratoren untersucht.

1.1 Literaturrecherche und Motivation der Arbeit

Ein wesentlicher Aspekt thermoelektrischer Energiesysteme ist die Tatsache, dass der Gesamtwirkungsgrad des Systems nicht nur von der Wandlungseffizienz der Thermogeneratoren abhängig ist sondern, mit der Genauigkeit der Leistungsanpassung bzw. mit dem Wirkungsgrad des Maximum Power Point Tracking (MPPT)-Reglers (Software, η_{MPPT}) und dem Wirkungsgrad des angeschlossenen Umrichters (Hardware, $\eta_{DC/DC}$) skaliert ist. Dieser

Zusammenhang wird oft unzureichend betrachtet. In einem von der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG) geförderten gemeinsamen Projekt des Energieforschungszentrums Niedersachsen und des Instituts für Halbleitertechnik der Technischen Universität Braunschweig wird der **Gesamtwirkungsgrad** der direkten Abwärmeverstromung in thermoelektrischen Energiesystemen ($\eta_{Gesamt} = \eta_{TEG} \cdot \eta_{DC/DC} \cdot \eta_{MPPT}$) unter realistischen Bedingungen ermittelt und verbessert. Hierzu wird am Energieforschungszentrum ein Demonstrator aufgebaut. Einzelne Stränge eines Thermogeneratorkonzepts werden in einem Drei-Kammer-Kalorimeter bei unterschiedlichen Temperaturen betrieben. Die Verbesserung des Gesamtwirkungsgrads wird durch effiziente Strangwandler mit einer MPPT-Regelung erreicht ($\eta_{DC/DC} \cdot \eta_{MPPT} \uparrow$). In dieser Arbeit werden Schaltkonzepte und Regelungsstrategien, die es ermöglichen aus Thermogeneratoren (die sich in einem heterogenen Temperaturfeld befinden) maximale elektrische Energie zu gewinnen, erforscht und erprobt. Außerdem wird am Institut für Halbleitertechnik das langfristige Ziel verfolgt, Hochtemperatur-Thermogeneratoren zu entwickeln. Hierbei wird eine neue Verbindungstechnik, die bei niedrigen Herstellungskosten den Einsatz von Bismuttellurid-Thermogeneratoren oberhalb einer Temperatur von 250°C zulässt, erprobt.

Zunächst wird ein Literaturüberblick vorgestellt. Eine Zusammenfassung der wichtigsten Arbeiten wird dargestellt und der Beitrag dieser Arbeit wird ausgeführt.

In den letzten Jahrzehnten wurden anwendungsspezifisch mehrere Prototypen zur Integration von Thermogeneratoren in einem Energiesystem aufgebaut. Je nach Anwendung unterscheiden sich die Nennleistung des Energiesystems sowie der Spannungsbereich und damit die Spezifikation für die zu entwickelnden Komponenten. In [6] und [7] wurden verschiedene Schaltungstopologien von DC/DC-Wandlern ohne galvanische Trennung mit Brennstoffzellen als Quelle vorgestellt. Die Leistungsanpassung zwischen Quelle und Last erfolgte über das Tastverhältnis der Halbleiterschalter als Stellgröße. Ein alternatives Schaltkonzept ohne Wandler wurde durch BMW realisiert [8]. Der Ausgangsstrom von Thermogeneratoren wurde hierbei durch Dioden in die Bordnetzbatteie geleitet. Damit ist ein Hochsetzbetrieb bei kleinen Spannungen der Thermogeneratoren nicht möglich. Gerade bei kleiner Eingangsspannung und hohem Strom ist die Auslegung des DC/DC-Wandlers im Hinblick auf einer hohen Effizienz anspruchsvoll.

In [9] wurde die Integration von Thermogeneratoren im Abgasstrang eines Kraftfahrzeugs untersucht. Hier wurde ein Prototyp als Hochtiefsatzsteller (*boostbuck*) für die Validierung eines Verlustmodells (zur Berechnung der Leistungsverluste im Wandler) und eines kaskadierten Strom-/Spannungsreglers (zur Leistungsanpassung) realisiert. Eine Optimierung des Energiemanagementsystems im Fahrzeug als Kombination der Lichtmaschine mit den Thermogeneratoren wurde durchgeführt.

Für die Reduzierung von stromabhängigen Verlusten werden mehrphasige Wandler verwendet. In [10] und [11] wird ein zweiphasiger Wandler mit einer Eingangsspannung von 36V und einer Ausgangsspannung von 48V vorgestellt. Der maximale Strom beträgt 5,5A. Aufgrund der niedrigen Strombelastung wurden Dioden anstatt Synchronschalter (MOSFETs) eingesetzt. In der vorliegenden Arbeit erfolgt eine Auslegung für deutlich höhere Ströme bis zu 30A. Um einen

hohen Wirkungsgrad über den gesamten Arbeitsbereich zu erreichen wird eine analytische Verlustberechnung für Teil- und Volllastbetrieb berechnet. Die Spule wird bei Betrachtung eines Optimums zwischen Kern- und Wicklungsverluste ausgelegt. Außerdem wird ein Synchronschalten bei Verwendung von MOSFETs umgesetzt. Der Einsatz von MOSFETs mit einem *DirectFET*-Gehäuse von *Infenion*, die einen niedrigen Durchlasswiderstand besitzen, wird erprobt. Für einen kompakten Aufbau der Wandler erfolgt der Betrieb bei einer hohen Schaltfrequenz von 100kHz.

Es werden unterschiedliche Schaltungstopologien von Gleichspannungswandlern analysiert und Prototypen realisiert. Ein Vergleich der Effizienz verschiedener Schalttopologien erfolgt durch die Messung des Wirkungsgrads realisierter Prototypen. Der Einfluss auf den Gesamtwirkungsgrad des thermoelektrischen Energiesystems bei verschiedenen Verschaltungen mit den Thermogeneratoren wird ausgewertet und experimentell durch Messungen in einem aufgebauten Prüfstand validiert.

Bei einer hohen Schaltfrequenz sind die Schaltverluste in den DC/DC-Wandlern dominierend. Eine weitere Verbesserung des Wirkungsgrads der Wandler und damit des Gesamtwirkungsgrads der Anlage kann durch eine Reduzierung der Schaltverluste erfolgen. Hierfür wird in der Arbeit eine Erweiterung der Schaltungstopologie durch ein Entlastungsnetzwerk (bestehend aus einem L-C-Resonanzkreis und einem Hilfsschalter) untersucht. Eine simulationsgestützte Analyse von passiven und aktiven Entlastungsnetzwerken wird ausgeführt. Der erreichbare Wirkungsgrad mit weichschaltenden Wandlern unter Nullspannung wird prädictiert.

Für eine dynamische Leistungsanpassung in Abhängigkeit von der anliegenden Temperatur und bei Lastsprüngen werden MPPT-Verfahren umgesetzt. Bekannte Algorithmen (*perturb and observe, incremental conductance, hill climbing*) sind meistens für Photovoltaik-Anwendungen implementiert. Eine Zusammenfassung der wichtigsten Verfahren ist in [12] dargestellt. In den meisten Veröffentlichungen wird das Tastverhältnis mit einer konstanten Schrittweite verändert. Hier wird das Tastverhältnis in Abhängigkeit vom Leistungsgradienten mit einer variablen Schrittweite verändert um eine hohe dynamische Güte zu erreichen. Die Implementierung erfolgt digital auf einen Mikrocontroller. In [13] wird eine analoge Lösung vorgestellt. Hierbei wird die Ausgangsspannung der Thermogeneratoren zurückgeführt und über einen Komparator, das Vorzeichen der Änderungsschrittweite des Tastverhältnisses bestimmt.

In Industrieanwendungen werden Stränge eines Thermogeneratornetzwerks in verschiedenen Temperaturzonen zusammengeschaltet. Bei Verwendung eines zentralen DC/DC-Wandlers resultiert aufgrund der Fehlanpassung der Arbeitspunkte einzelner Stränge ein großer Energieverlust. In [14] wird ein Steuerungskonzept zur Überbrückung von schwachen Thermogeneratoren (die gerade bei niedrigen Temperaturdifferenzen betrieben werden) über Relais vorgestellt und in der Simulation untersucht. Alternativ ist ein modularer Aufbau mit Strangwandlern kleiner Leistung vorteilhaft. Um den Aufwand mit mehreren Strangwandlern zu reduzieren und eine optimale Leistungsanpassung mit einem hohen Preis-Leistung-Verhältnis zu erreichen wird in Anlehnung an *Charge-Balancing*-Verfahren in Batteriemanagementsystemen (*BMS*) ein innovatives Schaltkonzept mit gesteuerten Ladungspumpen in dieser Arbeit vorgestellt und bei Thermogeneratoren erprobt. Ein Simulationsmodell wird erstellt und mit den

gemessenen Kennlinien eines Thermogenerators parametrisiert. Anschließend erfolgt eine Validierung des neuen Schaltkonzepts durch Messungen an einem realisierten Prototyp.

1.2 Aufbau der Arbeit

In **Kapitel 2** werden die Eigenschaften thermoelektrischer Materialien für Thermogeneratoren kurz dargestellt. Der Aufbau eines Thermogenerators aus einer Reihenschaltung mehrerer Schenkelpaare wird erläutert. Mit Hilfe von Ersatzschaltbildern werden die wesentlichen elektrischen und thermischen Verluste in den Kontakt- und Verbindungsstrukturen eines Thermogenerators abgebildet. Basierend auf dem Verlustmodell eines thermoelektrischen Schenkelpaares wird ein Modell zur Berechnung des Wirkungsgrads thermoelektrischer Energiewandlung in Thermogeneratoren abgeleitet.

Um den Gesamtwirkungsgrad der Abwärmenutzung mit Thermogeneratoren unter realistischen Bedingungen zu messen wird der Aufbau eines Drei-Kammer-Kalorimeters mit temperaturgeregelten Wärmequellen und Wärmesenken in **Kapitel 3** dargestellt. Mit dem Prüfstand werden in verschiedenen Versuchsreihen, die elektrische Heizleistung, die Temperaturdifferenz zwischen warmer und kalter Seite und die aus dem System fließende Wärmemenge gemessen. So lässt sich die Wandlungseffizienz der Thermogeneratoren η_{TEG} bei verschiedenen Temperaturen und Wärmeflüssen genau ermitteln. Die durchgeführten Analysen in Kapitel 2 können somit durch Messungen verifiziert werden.

Die verwendete Aufbautechnik der Thermogeneratoren beruht auf konventioneller Lot-Verbindung und begrenzt daher den zugänglichen Temperaturbereich. Temperaturwechselbelastungen führen häufig zum Ausfall. Daher ist es sinnvoll, den Einsatztemperaturbereich und die Temperaturwechselfestigkeit durch eine Verbesserung der Verbindungstechnik zu erweitern. In dieser Arbeit wird der Einsatz von Hochtemperatur-Thermogeneratoren aus Bismuttellurid oberhalb von 250°C erprobt. Die Hochtemperatur-Thermogeneratoren wurden am Institut für Halbleitertechnik der TU-Braunschweig entwickelt. Da für Leistungsanwendungen mehr als ein Modul verwendet werden muss, können die Thermogeneratoren in Serie, parallel oder gemischt in seriellen oder parallelen Ketten angeordnet werden. Für die Verschaltung der Thermogeneratoren lassen sich aus anderen Bereichen der elektrischen Energietechnik vorhandene Erfahrungen nutzen. So sind Erfahrungen aus den Bereichen der Photovoltaik und der Brennstoffzelle hier von Nutzen, weil hier ebenfalls zahlreiche Zellen in Gruppenschaltung eingesetzt werden [15]. Durch die Verschaltung mehrerer Thermogeneratoren in verschiedenen Temperaturzonen ergeben sich unterschiedliche Leerlaufspannungen und Innenwiderstände an den einzelnen Strängen des Thermogeneratorkonzepts. Zur Leistungsanpassung zwischen den Thermogeneratoren und dem Verbraucher werden DC/DC-Wandler eingesetzt. Aufgrund der niedrigen Wandlungseffizienz der Thermogeneratoren (bis 4% bei einer mittleren Temperatur $T_m = (T_h + T_c) / 2 \approx 120^\circ\text{C}$) werden hohe Anforderungen an den Wirkungsgrad der angeschlossenen Wandler gestellt. Die Effizienz von Gleichspannungswandlern konnte in den letzten Jahren durch Miniaturisierung und Bauelementintegration immer weiter gesteigert werden. Darüber hinaus trug die Reduktion des Durchlasswiderstands von Leistungshalbleitern zur Verbesserung bei. In **Kapitel 4** wird die Analyse und Auslegung unterschiedlicher

Schaltungstopologien dargestellt. Durch eine ausführliche Verlustanalyse wird der theoretisch zu erwartende Wirkungsgrad der Wandler berechnet und es werden Prototypen mit einem hohen Wirkungsgrad ($\eta_{DC/DC} > 94\%$) realisiert. Bei kleiner Eingangsspannung sinkt der Wirkungsgrad aufgrund der hohen Strombelastung der Halbleiterschalter. Hierfür wird ein zweiphasiger Synchronwandler mit phasenverschobener Ansteuerung der einzelnen Wandlereinheiten entwickelt. Durch das mehrphasige Schaltkonzept lässt sich ein Wirkungsgrad von 97% im Vollastbetrieb erreichen. Durch die Abschaltung einer Wandlerphase bei kleinen Leistungen wird auch ein hoher Teillastwirkungsgrad erreicht.

Für die Regelung der Wandler werden in **Kapitel 5** unterschiedliche MPPT-Verfahren untersucht. Die Implementierung erfolgt in einem *Rapid-Prototyping-Controller*. Mateu [16] zeigt, dass der optimale Arbeitspunkt der Thermogeneratoren in der Regel etwa bei der halben Leerlaufspannung liegt. Die Einstellung des Arbeitspunktes kann bei einer Einbindung von Temperaturfühlern in die Regelung erfolgen. Ein alternativer Ansatz basiert auf die iterative Verfolgung des Leistungsgradienten dP/dV über die Zeit. Beide Ansätze werden erprobt. Die Auswertung der Regelgüte erfolgt durch die Messung des MPPT-Wirkungsgrades (η_{MPPT}).

Die Reglerauslegung für beide Verfahren erfolgt unter Berücksichtigung des dynamischen Verhaltens des Wandlers. Die Regelparameter werden so bestimmt, dass die Stabilitätsbedingung des geschlossenen Regelkreises für den gesamten Arbeitsbereich des Wandlers gewährleistet ist. Die Übertragungsfunktion des Wandlers wird mit Hilfe eines Mittelwertmodells (*State Space Averaging Model* [17]) berechnet.

Der Wirkungsgrad eines thermoelektrischen Energiesystems bzw. der Leistungserwartungswert hängt vom Arbeitspunkt der Thermogeneratoren ab. Dieser unterscheidet sich je nach Schaltkonfiguration der Thermogeneratoren. In **Kapitel 6** werden mehrere Schaltvarianten von Thermogeneratoren (in Serie, parallel und in seriell-parallelen Strängen) experimentell untersucht. Der erzielte Gesamtwirkungsgrad mit jeder Schaltkonfiguration wird ausgewertet.

Durch einen modularen Aufbau mit Strangwandlern erfolgt eine genaue Leistungsanpassung. Die maximale Energiemenge wird geerntet und es resultiert ein hoher Gesamtwirkungsgrad des thermoelektrischen Energiesystems. Dies ist allerdings mit einem hohen technischen Aufwand verbunden. Als Alternative mit einem besseren Preis-Leistungsverhältnis wird in **Kapitel 7** ein innovatives Schaltkonzept mit einer Spannungsregelung an den einzelnen Strängen bei Verwendung von gesteuerten Ladungspumpen (vgl. *Charge-Balancing* im BMS bei Batterien) vorgestellt. Simulations- und Messergebnisse mit einem realisierten Prototyp werden dargestellt.

Bei der Realisierung der Wandler-Prototypen werden MOSFETs mit geringem Durchlasswiderstand R_{DSon} als Halbleiterschalter eingesetzt. Hierdurch werden die stromabhängigen Leitverluste deutlich reduziert. Eine weitere Erhöhung des Wirkungsgrades der Wandler ($\eta_{DC/DC} > 97\%$) kann durch die Reduktion der dominierenden Schaltverluste erreicht werden. Hierfür ist eine Modifikation der Schaltungstopologie durch das Hinzufügen eines passiven bzw. aktiven Entlastungsnetzwerkes notwendig. Durch einen zusätzlichen L_r, C_r -Resonanzkreis und einen Hilfsschalter in der aktiven Schaltungsvariante, wird ein weiches Schaltverhalten der Schalter erreicht. Das Ein- und Ausschalten erfolgt hierbei unter

Nullspannung (*ZVS: Zero Voltage Switching*). Mit Hilfe eines *PSpice*-Modells, das, das dynamische Verhalten der eingesetzten MOSFETs genau abbildet, wird in **Kapitel 8** eine simulationsgestützte Analyse des weichschaltenden Wandlers durchgeführt. Eine Dimensionierungsvorschrift für die Entlastungsnetzwerke wird abgeleitet und die Schaltverzögerungszeiten für die Ansteuerung der Schalter werden berechnet. Mit Hilfe der simulationsgestützten Analyse erfolgt eine Auswertung der erwarteten Steigerung des Wirkungsgrads bei einem weichschaltenden Betrieb.

2 Thermoelektrische Energieumwandlung in Thermogeneratoren

Die thermoelektrische Energieumwandlung beruht auf dem, im Jahr 1821 in Berlin entdeckten Seebeck-Effekt. Werden zwei Drähte aus unterschiedlichen Metallen A und B zusammengelötet und wird an einer Lötstelle erwärmt (T_h) und an der andern Lötstelle gekühlt (T_c), so entsteht zwischen den Verbindungsstellen eine elektrische Spannung, die als Seebeck-Spannung bezeichnet wird (Abbildung 2.1).

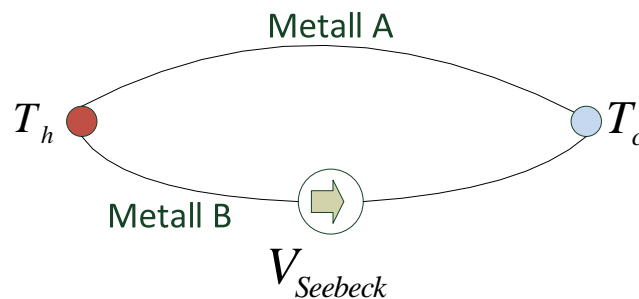


Abbildung 2.1: Schematische Darstellung des Seebeck-Effekts an zwei unterschiedliche Metalle (T_h : Temperatur der warmen Seite, T_c : Temperatur der kalten Seite)

Für Metalle und Halbleiter wird der Zusammenhang zwischen elektrischer Feldstärke E , chemischem Potential μ , Temperaturgradienten und Stromdichte J durch die Boltzmann-Transportgleichung [18,19] ausgedrückt:

$$E = \frac{J}{\sigma} + S \cdot \frac{dT}{dz} - \frac{1}{e} \cdot \frac{d\mu}{dz} \quad (\text{G.1.2-1})$$

S ist eine Materialkonstante (Seebeck-Koeffizient), die unterschiedliche Werte für die Metalle A und B besitzt. σ ist die spezifische Leitfähigkeit. e und z bezeichnen die Elementarladung und Ortskoordinate des Leiters bei einer eindimensionalen Betrachtung. Löst man die Gleichung für den Leerlauf-Fall ($J=0$) so erhält man nach Aufhebung der vom chemischen Potential abhängigen Terme für die Seebeck-Spannung:

$$V_{seebeck} = (S_A - S_B) \cdot (T_h - T_c) \quad (\text{G.1.2-2})$$

Die Seebeck-Spannung steigt mit der Temperaturdifferenz und ist von den Materialeigenschaften abhängig. Um die erreichbare Spannung zu steigern, kombiniert man zwei Materialien, deren Seebeck-Koeffizienten unterschiedliche Vorzeichen besitzen. Die Seebeck-Koeffizienten der meisten Metalllegierungen liegen im Bereich von 1 bis $20 \mu\text{V/K}$. Metalllegierungen werden aufgrund der niedrigen Wandlungseffizienz in Thermofühler für Temperaturmessung verwendet.

2.1 Thermoelektrischer Wirkungsgrad eines Schenkelpaares

Für die direkte Abwärmeverstromung mittels Thermogeneratoren werden Halbleiter, deren Seebeck-Koeffizienten im Bereich von 1mV/K liegen, verwendet. Der Seebeck-koeffizient ist bei

p-dotierten Halbleiter positiv und bei n-dotierten Halbleiter negativ. Abbildung 2.2 zeigt die schematische Darstellung eines thermoelektrischen Schenkelpaars.

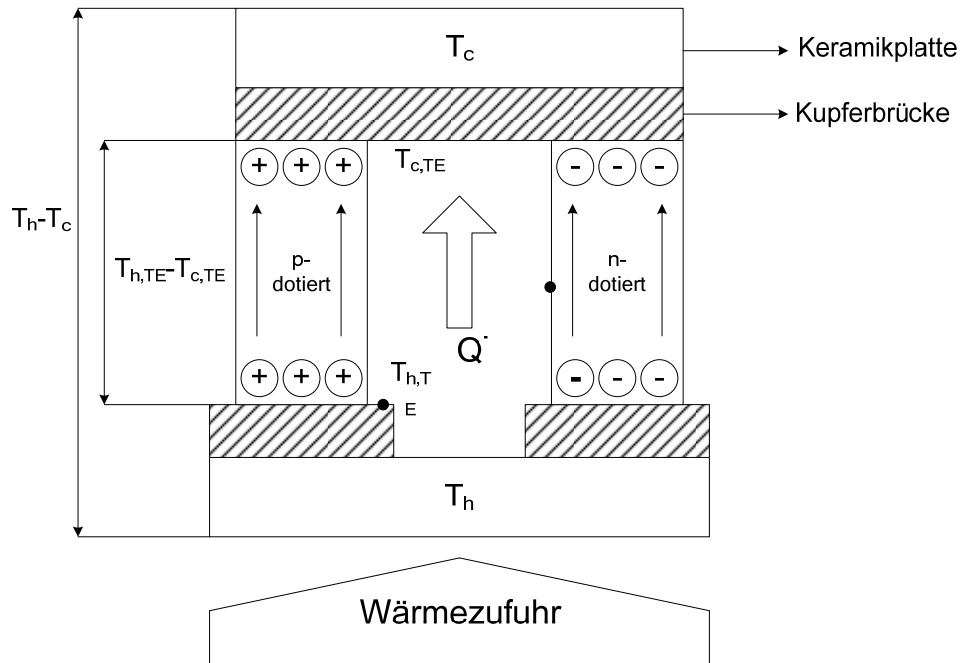


Abbildung 2.2: Schematischer Aufbau eines thermoelektrischen Schenkelpaars

Die Schenkel werden durch eine Kupfer-Brücke, im Allgemeinen über ein Lot elektrisch verbunden. Die Aluminiumoxid-Keramikplatten dienen der elektrischen Isolierung und der mechanischen Stabilität.

Durch den Wärmefluss \dot{Q} von der Wärmequelle (T_h) zur Wärmesenke (T_c) wird eine Bewegung der freien Ladungsträger in den p- und n-Schenkel erzwungen (Thomson-Effekt). Es entsteht ein Elektronenüberschuss im n-dotierten Bereich und ein Elektronenmangel im p-dotierten Bereich. Die Bewegung der Ladungsträger zwischen den beiden Bereichen erfolgt über die Kupferbrücke. Der Wirkungsgrad eines thermoelektrischen Paares η_{TE} ergibt sich zu:

$$\eta_{TE} = \frac{P_{el}}{\dot{Q}_w} \quad (G.1.2-3)$$

Um eine hohe elektrische Ausgangsleistung zu erreichen soll das Thermopaar einen niedrigen elektrischen Innenwiderstand besitzen. Für eine hohe Temperaturdifferenz zwischen warmer und kalter Seite ist ein hoher thermischer Widerstand erforderlich.

Schließt man einen Lastwiderstand R_L an den Klemmen des Thermopaars, so fließt in dem geschlossenen Kreis ein Strom I :

$$I = \frac{V_{Seebeck}}{R_L + R_i} = \frac{(S_p - S_n) \cdot (T_{h,TE} - T_{c,TE})}{R_L + R_i} \quad (G.1.2-4)$$

Die elektrische Ausgangsleistung ergibt sich zu:

$$P_{el} = R_L \cdot I^2 \quad (G.1.2-5)$$

Die Wärmeleistung, die bei einem Stromfluss I vom thermoelektrischen Schenkelpaar aufgenommen wird, ist wie folgt definiert [20]:

$$\dot{Q}_W = K \cdot (T_{h,TE} - T_{c,TE}) + (S_p - S_n) \cdot I \cdot T_{h,TE} - \frac{R_i \cdot I^2}{2} \quad (\text{G.I.2-6})$$

Wobei $T_{h,TE}$ und $T_{c,TE}$ die Oberflächentemperaturen auf der warmen und kalten Seite des Schenkelpaares sind. Durch die Wärmewiderstände der Kupferbrücken und der Keramikplatten unterscheiden sich diese Temperaturen von den Temperaturen T_h und T_c der Wärmequelle und der Wärmesenke. S_p und S_n sind die temperaturabhängigen Seebeck-Koeffizienten der Halbleiterschmelke und K ist der thermische Leitwert des Schenkelpaares. R_i bezeichnet den elektrischen Innenwiderstand. Der erste Term in der Gleichung (G.I.2-6) beschreibt die thermischen Wärmeleitverluste. Mit dem zweiten Term wird das reversible thermodynamische Prozess (Peltier-Effekt) beschrieben. Der dritte Term bezeichnet die Joule'sche Erwärmung. Der thermische Leitwert K und der elektrische Innenwiderstand R_i lassen sich aus den Abmessungen der Schenkelpaare (Länge und Querschnittfläche) berechnen:

$$K = \frac{\lambda_{p,n} \cdot A}{l}; R_i = \frac{2}{\sigma_{p,n}} \cdot \frac{l}{A} \quad (\text{G.I.2-7})$$

Setzt man die Gleichungen (G.I.2-4) bis (G.I.2-7) in der Gleichung (G.I.2-3) so ergibt sich die Abhängigkeit des Wirkungsgrads der thermoelektrischen Wandlung von den Eigenschaften des Materials, von der Temperaturdifferenz und von der Leistungsanpassung bzw. von dem Lastwiderstand R_L .

2.2 Thermoelektrische Materialien

Als Zusammenfassung aller, für Thermogeneratoren, relevanten Materialeigenschaften wird die dimensionslose Gütezahl ZT (*figure of Merit*) wie folgt definiert [21]:

$$ZT(T) = \frac{(S_p(T) - S_n(T))^2 \cdot T \cdot \sigma_{p,n}(T)}{\lambda_{p,n}(T)} \quad (\text{G.I.2-8})$$

Wobei $T = \bar{T} = \frac{T_{h,TE} + T_{c,TE}}{2}$ die mittlere Temperatur am Thermopaar ist.

In [21] wird das optimale Verhältnis $X = R_L / R_i$ für eine maximale Wandlungseffizienz ($\frac{\partial \eta_{TE}}{\partial X} = 0$) analytisch bestimmt. Das Widerstandsverhältnis X ergibt sich zu:

$$X_{opt} = \frac{R_L}{R_i} = \sqrt{1 + ZT} \quad (\text{G.I.2-9})$$

Fasst man alle Gleichungen (G.I.2-3) bis (G.I.2-9) zusammen so lässt sich der resultierende maximale thermoelektrische Wirkungsgrad η_{TE} eines Schenkelpaares in Abhängigkeit von der Gütezahl ZT wie folgt angeben:

$$\eta_{TE} = \frac{T_{h,TE} - T_{c,TE}}{T_{h,TE}} \cdot \left(\frac{\sqrt{1+ZT} - 1}{\sqrt{1+ZT} + \frac{T_{c,TE}}{T_{h,TE}}} \right) \quad (\text{G.I.2-10})$$

Aus der Gleichung (G.I.2-10) ist zu erkennen, dass für eine hohe thermoelektrische Wandlungseffizienz, ein Material mit einer hohen Gütezahl bzw. einem hohen Seebeck-Koeffizient, einer geringen thermischen sowie einer hohen elektrischen Leitfähigkeit erwünscht ist. Ein anderer erkennbarer Aspekt aus der Gleichung ist, dass der Wirkungsgrad nicht nur mit den Eigenschaften des Halbleiters selbst, sondern vor allem mit dem Temperaturgradienten skaliert ist. Für einen hohen Wirkungsgrad ist der Einsatz der Thermogeneratoren bei hohen Temperaturen anzustreben.

Die meisten kommerziellen Thermogeneratoren sind aus Bismuttellurid (Bi_2Te_3) aufgebaut. Dieses Halbleitermaterial besitzt eine kristalline Struktur (gute elektrische Leitfähigkeit). Die unterschiedliche Größe beider Atome sorgt für Gitterspannungen und damit für eine starke Streuung der Phononen (schlechte Wärmeleitfähigkeit) [22]. Ein anderes verwendetes Material ist die Silizium-Germanium-Legierung ($SiGe$). Diese Legierung wurde in der autarken Stromversorgung kleiner Geräte in der Raumfahrt eingesetzt.

Basierend auf die Materialparameter $S(T)$, $\sigma(T)$ und $\lambda(T)$ der wichtigsten thermoelektrischen Werkstoffe ([23], [24]), werden hier die Gütezahl und die Wandlungseffizienz eines Schenkelpaares nach den Gleichungen (G.I.2-8) und (G.I.2-10) für verschiedene anwendungsrelevante Temperaturen berechnet. Abbildung 2.3 zeigt die resultierende dimensionslose Gütezahl ZT und den thermoelektrischen Wirkungsgrad η_{TE} eines Thermopaars für verschiedene Materialien in Abhängigkeit von der Oberflächentemperatur $T_{h,TE}$ auf der warmen Seite. Die Oberflächentemperatur auf der kalten Seite wurde als konstant angenommen ($T_{c,TE} = 273K$).

Das zu wählende Material soll nicht nur einen hohen ZT -Wert bzw. eine hohe Wandlungseffizienz besitzen, sondern auch in dem Temperaturbereich der industriellen Anwendungen einsetzbar sein. Wie die Abbildung 2.3 zeigt, besitzt Bismuttellurid die besten Eigenschaften ($ZT > 0,5; \eta_{TE} > 20\%$) im Niedertemperaturbereich (bis 230°C). Die anderen Werkstoffe sind aufgrund der niedrigen Wandlungseffizienz für diesen Temperaturbereich nicht geeignet. Bei hohen Temperaturen zeigt Bismuttellurid eine geringe Wandlungseffizienz aufgrund der sinkenden Thermokraft. Bleitellurid, das ZT -Werte von ca. 0,9 bei 500°C erreicht, ist allerdings extrem toxisch. So eignen sich Silizium-Germanium Legierungen für den Einsatz bei hohen Temperaturen. Der Nachteil dieser Legierungen ist der hohe Preis und die niedrige Verfügbarkeit von Germanium. Thermogeneratoren aus Silizium-Germanium werden aufgrund der hohen Materialkosten ausschließlich in der Raumfahrt eingesetzt. Für die *Energy-Harvesting*-Anwendungen in der deutschen Industrie und die Abgaswärmerückgewinnung in Kraftfahrzeugen, besitzen Bismuttellurid-Thermogeneratoren das beste Preis-Leistungsverhältnis.

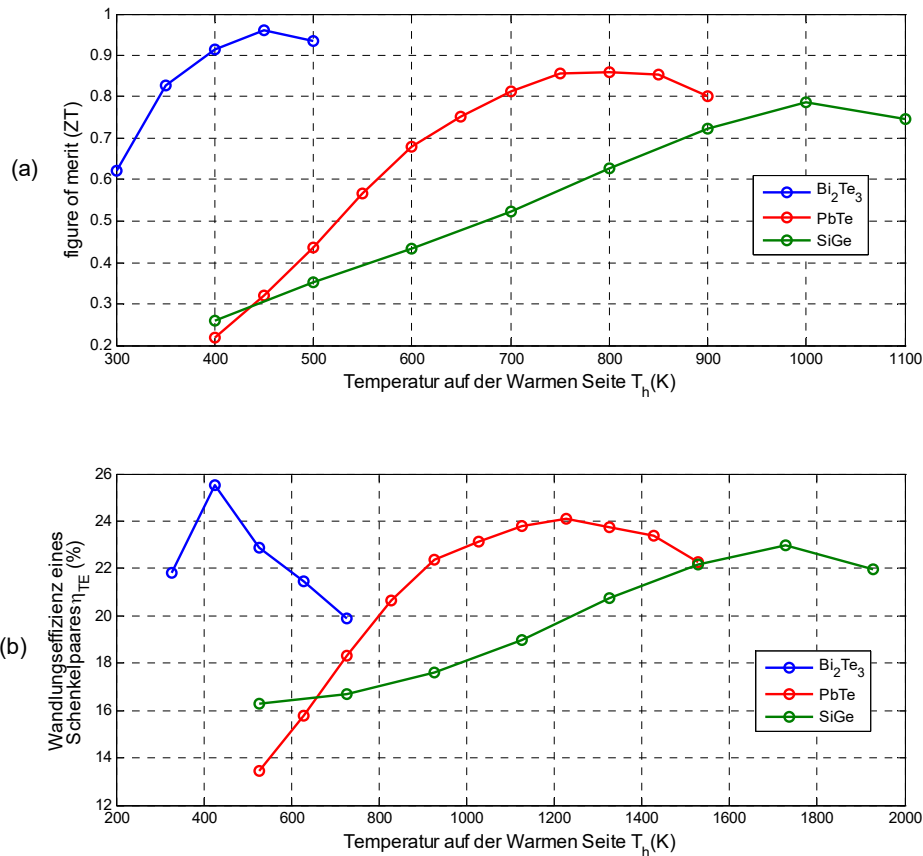


Abbildung 2.3: a) Berechnete Gütezahl ZT der wichtigsten thermoelektrischen Materialien in Abhängigkeit von der Oberflächentemperatur der warmen Seite; b) Berechneter Wirkungsgrad eines Schenkelpaares aus verschiedenen thermoelektrischen Materialien in Abhängigkeit von der Oberflächentemperatur der warmen Seite

Die meisten kommerziellen Bismutellurid-Thermogeneratoren sind nur bei Temperaturen unterhalb von ca. 250°C einsetzbar. Die verwendete Aufbautechnik beruht auf konventioneller Lot-Technik und begrenzt daher den zugänglichen Temperaturbereich. Der Einsatz von Bismutellurid-Thermogeneratoren bei höheren Temperaturen kann durch die Verbesserung der Verbindungstechnik ermöglicht werden.

In dieser Arbeit wird der Einsatz von Hochtemperatur-Thermogeneratoren aus Bismutellurid bei Temperaturen bis 300°C erprobt. Diese Thermogeneratoren wurden am Institut für Halbleitertechnik der Technischen Universität Braunschweig entwickelt und werden im Abschnitt 3.3 kurz vorgestellt. Die Aufbautechnik hierbei beruht auf ein Versintern einer nanoporösen Silber-Zwischenschicht bei relativ niedrigen Temperaturen von ca. 250°C und Drücken bis zu 30MPa. Es ergibt sich eine kompakte Silber-Schicht, die hervorragende elektronische, thermische und mechanische Eigenschaften aufweist und mittlerweile auch als Lot-Ersatz in der Produktion von leistungselektronischen Bauelementen angewandt wird [25]. Da der Schmelzpunkt von Silber

bei über 900°C liegt, können die Thermogeneratoren oberhalb einer Prozesstemperatur von 250°C eingesetzt werden.

2.3 Aufbau und Wandlungseffizienz eines Thermogenerators

Um eine Spannung von ein paar Volt zu erreichen werden Thermogeneratoren aus einer Reihenschaltung von mehreren hundert Schenkelpaaren aufgebaut. Abbildung 2.4 zeigt den schematischen Aufbau eines Thermogenerators.

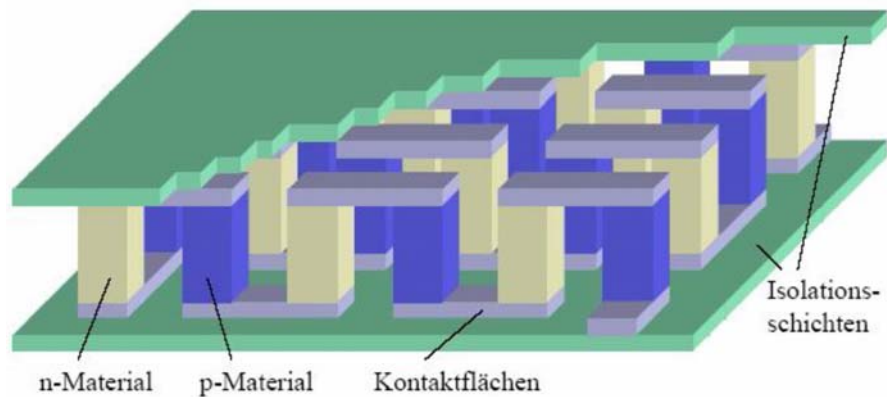


Abbildung 2.4: Schematischer Aufbau eines Thermogenerators aus einer Reihenschaltung mehrerer Schenkelpaare [26]

Bei der Berechnung des thermoelektrischen Wirkungsgrades eines Schenkelpaares (η_{TE}) in Gleichung (G.l.2-10) wurden ausschließlich die Materialeigenschaften berücksichtigt. Auf Thermogeneratorebene wird die Wandlungseffizienz maßgeblich durch die elektrischen und thermischen Verluste in den Verbindungs- und Kontaktflächen beeinflusst. Diese Verluste müssen bei der Ermittlung des thermoelektrischen Wirkungsgrads eines Thermogenerators (η_{TEG}) betrachtet werden.

Die elektrischen Verluste entstehen in den Innenwiderständen der Schenkelpaare und in den Kupferbrücken. Die thermischen Verluste treten an den Kupferflächen und an den Keramik-Isolationsschichten bei der Wärmezufuhr und -abfuhr auf die beiden Seiten des Thermogenerators. Die Verlustleistung in den elektrischen und thermischen Kontaktwiderständen (Metall-Halbleiter und Metall-Keramik) kann nicht analytisch bestimmt werden und wird zunächst nicht berücksichtigt.

In [27] wurde ein Modell für die Berechnung der wesentlichen elektrischen und thermischen Verluste in einem thermoelektrischen Schenkelpaar vorgestellt. In der vorliegenden Arbeit wurde hieraus ein vereinfachtes Modell für einen Thermogenerator formuliert. Die thermischen und elektrischen Eigenschaften werden hierbei durch Ersatzschaltbilder beschrieben. Die Ersatzschaltbilder sind in Abbildung 2.5 dargestellt. Durch den thermischen Widerstand der Keramikplatten ($R_{th,Ceramik}$) und der Kupferbrücken ($R_{th,Cu}$) auf jeder Seite des Thermogenerators resultiert ein gewisser Verlustanteil des Temperaturgradienten. Die Temperaturdifferenz auf der

Oberfläche des thermoelektrischen Materials ($T_{h,TEG} - T_{c,TEG}$) ergibt sich aus der Temperaturdifferenz zwischen der Wärmequelle und Wärmesenke ($T_h - T_c$) zu:

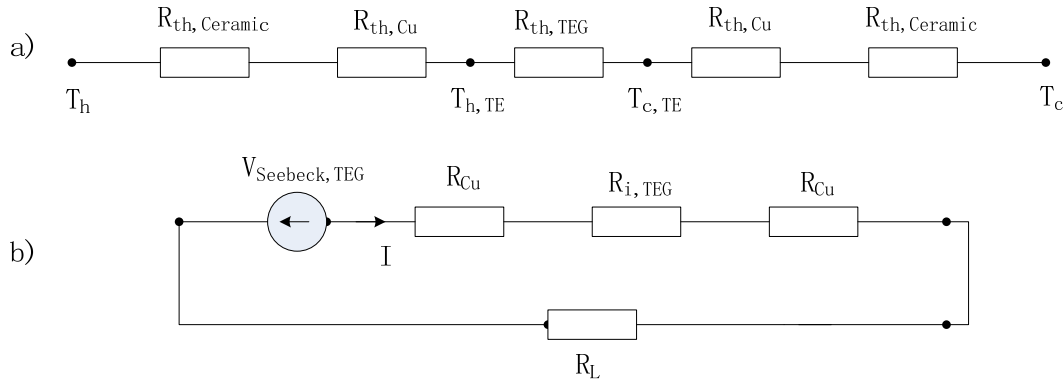


Abbildung 2.5: a) Vereinfachtes thermisches Ersatzschaltbild eines Thermogenerators; b) Vereinfachtes elektrisches Ersatzschaltbild eines Thermogenerators (in Anlehnung an [27])

$$T_{h,TEG} - T_{c,TEG} = \frac{R_{th,TEG} \cdot (T_h - T_c)}{R_{th,TEG} + 2 \cdot R_{th,Ceramik} + 2 \cdot R_{th,Cu}} \quad (G.I.2-11)$$

Die thermischen und elektrischen Widerstände lassen sich aus der Länge, der Querschnittsfläche der einzelnen Schenkelpaare und der thermischen bzw. elektrischen Leitfähigkeit des Materials ermitteln. Bei einer Reihenschaltung aller Schenkelpaare ergibt sich der Innenwiderstand zu:

$$R_{i,ges} = N_s \cdot \left(\frac{2}{\sigma_{p,n}} \cdot \frac{l_{p,n}}{A} + \frac{2}{\sigma_{Cu}} \cdot \frac{l_{Cu}}{A} \right) \quad (G.I.2-12)$$

Wobei N_s die Anzahl der Schenkelpaare bezeichnet. Bei einer Leistungsanpassung ($\partial P_{el,TEG} / \partial R_L = 0$; $P_{el,TEG} = P_{el,TEG,max}$) ergibt sich die elektrische Leistung des Thermogenerators zu:

$$P_{el,TEG} = R_{i,ges} \cdot I^2; (R_L = R_{i,ges}) \quad (G.I.2-13)$$

Die aufgenommene Wärmeleistung vom Thermogenerator bei einem Stromfluss I wird in Anlehnung an die Gleichung (G.I.2-6) wie folgt bestimmt:

$$\dot{Q}_{w,TEG} = \frac{1}{R_{th,TEG}} \cdot (T_{h,TEG} - T_{c,TEG}) + N_s \cdot (S_p - S_n) \cdot I \cdot T_{h,TEG} - \frac{R_{i,ges} \cdot I^2}{2} \quad (G.I.2-14)$$

Der thermoelektrische Wirkungsgrad des Thermogenerators wird aus dem Verhältnis der elektrischen Leistung und des Wärmestroms in den Gleichungen (G.I.2-13) und (G.I.2-14) berechnet. Im Modell wird die Temperaturabhängigkeit des Seebeck-Koeffizienten, des Innen- und des Wärmewiderstands der Schenkelpaare berücksichtigt.

Für die Untersuchung der Abwärmeverstromung in thermoelektrischen Energiesystemen wird in dieser Arbeit ein Demonstrator aufgebaut (vgl. Kapitel 3). Für den Aufbau wurden kommerzielle Bismuttellurid-Thermogeneratoren unterschiedlicher Hersteller verglichen. Das beste Preis-Leistungsverhältnis lieferte TEG-127-230-31 von Thermalforce mit 127 in Reihe geschalteten Schenkelpaaren [28]. Auf Basis der der Herstellerangaben im Datenblatt, wurden die

Ersatzschaltbilder in Abbildung 2.5 parametrisiert. Die Elektrische Ausgangsleistung des Thermogenerators und die aufgenommene Wärmeleistung wurden mit Hilfe des Modells für verschiedene Temperaturen berechnet und sind mit dem resultierenden Wirkungsgrad in Abhängigkeit von der Temperatur der Wärmequelle in Abbildung 2.6 dargestellt. die Temperatur der Wärmesenke wurde als konstant angenommen ($T_c = 303K = kte$).

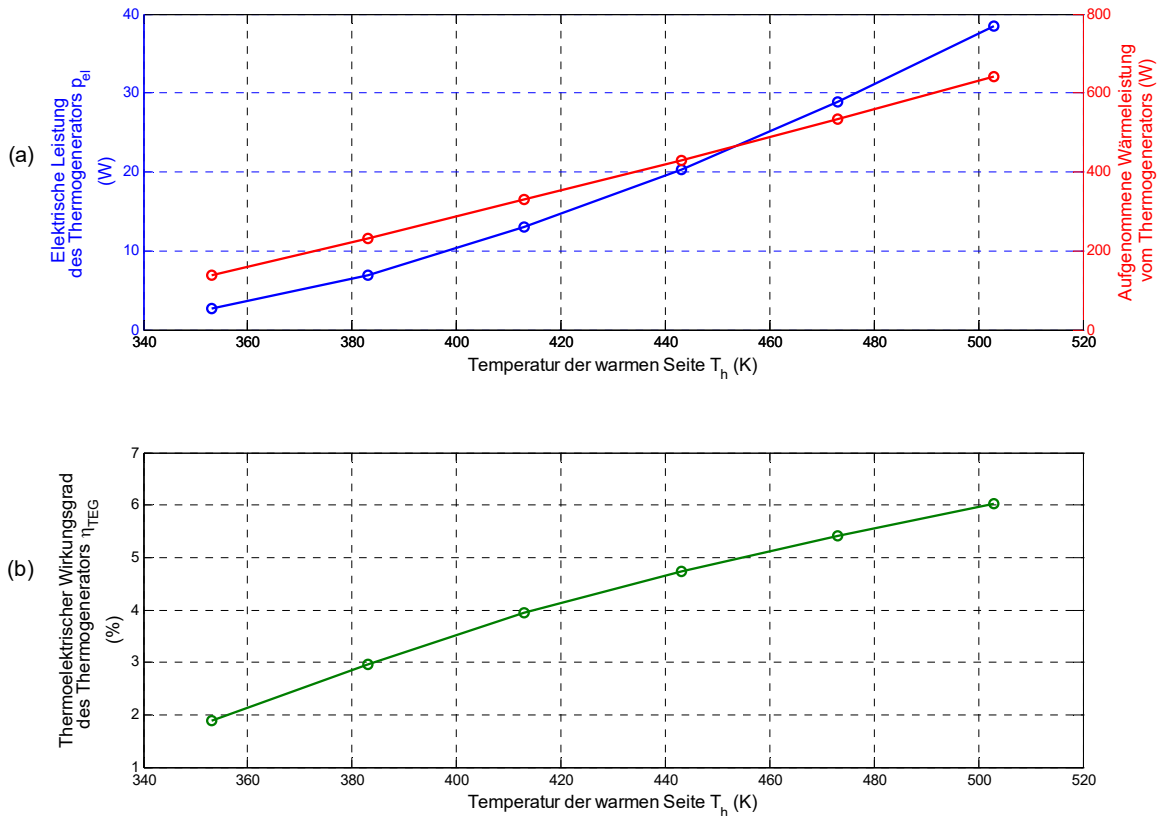


Abbildung 2.6: a) Berechnete elektrische Leistung & vom Thermogenerator aufgenommene Wärmeleistung in Abhängigkeit von der Temperatur der Wärmequelle (TEG-127-230-31 von Thermalforce); b) Analytisch ermittelter Wirkungsgrad des Thermogenerators η_{TEG} in Abhängigkeit von der Temperatur der Wärmequelle (Temperatur der Wärmesenke $T_c = 303K = kte$)

Die Abhängigkeit des thermoelektrischen Wirkungsgrads η_{TEG} von der Temperaturdifferenz zwischen der Wärmequelle und der Wärmesenke entspricht dem Verhalten einer realen Wärmekraftmaschine. Der thermoelektrische Wirkungsgrad ist mit dem thermodynamischen Carnot-Wirkungsgrad skaliert (vgl. Gleichung G.1.2-10). Die Wandelungseffizienz des Thermogenerators steigt bei steigender Temperaturdifferenz.

Beim Vergleich des, auf Basis der Materialeigenschaften, ermittelten Wirkungsgrads eines Bismuttellurid-Schenkelpaares in Abbildung 2.3.b und des berechneten Wirkungsgrads des Thermogenerators in Abbildung 2.6.b erkennt man, dass die elektrischen und thermischen Verluste in den Kontakt- und Verbindungsstrukturen im Aufbau des Thermogenerators die

Effizienz der thermoelektrischen Wandlung beträchtlich beeinflussen. Die thermischen und elektrischen Widerstände der Kupferbrücken sowie der Wärmewiderstand der Aluminiumoxid-Keramikplatten werden durch die Abmessungen (Länge, Breite und Schichtdicke) bestimmt. Der Einfluss dieser Konstruktionsparameter auf die Wandlungseffizienz des Thermogenerators kann mit Hilfe der frei parametrisierbaren Ersatzschaltbilder, für eine optimale Auslegung, analysiert werden.

Für die Reduzierung der thermischen Verluste müssen, bei der Auslegung des Thermogenerators, die Wärmewiderstände der Kupferbrücken und der Keramik-Isolationsschicht minimiert werden. Dies kann durch die Verringerung der Schichtdicke erreicht werden. Hierbei sollen aufgrund der Strombelastung der Kupferbrücken und der thermischen Ausdehnung der Aluminiumoxid-Keramikplatten Grenzwerte nicht unterschritten werden [29]. Eine weitere Optimierung kann durch die Erhöhung der Schenkellänge erfolgen. Der Einfluss der Schenkellänge auf die elektrische Ausgangsleistung eines Thermogenerators wird bei der Auslegung eines neu aufzubauenden Hochtemperatur-Thermogenerators im Abschnitt 3.3 dargestellt.

Bei der Anbindung des Thermogenerators an der Wärmequelle bzw. an dem Kühlmedium treten parasitäre Wärmeverluste auf. Der Thermogenerator steht bei dem Einbau nicht im direkten Kontakt mit der Wärmequelle bzw. der Wärmesenke. Er wird wärmeleitend an Wärmetauscher angebunden. Hierdurch entstehen parasitäre Wärmeströme über Wärmeleitung und Konvektion. Es findet auch eine Wärmeabgabe an die Umgebung durch Strahlung ab. Diese parasitären thermischen Verluste sind von der Anwendung und der Einbausituation abhängig und können nur messtechnisch ermittelt und berücksichtigt werden (vgl. Abschnitt 3.2).

Da die Leerlaufspannung und der Innenwiderstand eines Thermogenerators temperaturabhängig sind, wird ein MPPT-geregelter DC/DC-Wandler zur elektrischen Anbindung zwischen den Thermogeneratoren und dem Verbraucher eingesetzt. Für die Auslegung des Wandlers und den Entwurf des Reglers ist eine Kenntnis der Leistungskennlinie der Quelle erforderlich.

Mit Hilfe des vorgestellten Modells wurde die Leistungskennlinie des Thermogenerators *TEG-127-230-31* für verschiedene Temperaturdifferenzen zwischen der Wärmequelle und der Wärmesenke ($\Delta T = T_h - T_c$) berechnet. Die berechnete Leistungskennlinie ist in Abbildung 2.7 dargestellt.

Für die Bestimmung der Arbeitspunkte auf der Leistungskennlinie wurde der Lastwiderstand variiert. Die elektrische Leistung des Thermogenerators steigt mit der Erhöhung der Temperaturdifferenz zwischen der Wärmequelle und der Wärmesenke. Die maximale Leistung wird bei der halben Leerlaufspannung des Thermogenerators ($R_{i,TEG} = R_L \Rightarrow V_{TEG} = V_{seebeck} / 2$) erreicht. Für die Validierung der durchgeführten Berechnungen werden Messungen mit Hilfe

eines Kalorimeters durchgeführt. Die eingesetzte Messtechnik und die resultierenden Messergebnisse werden im nächsten Kapitel dargestellt.

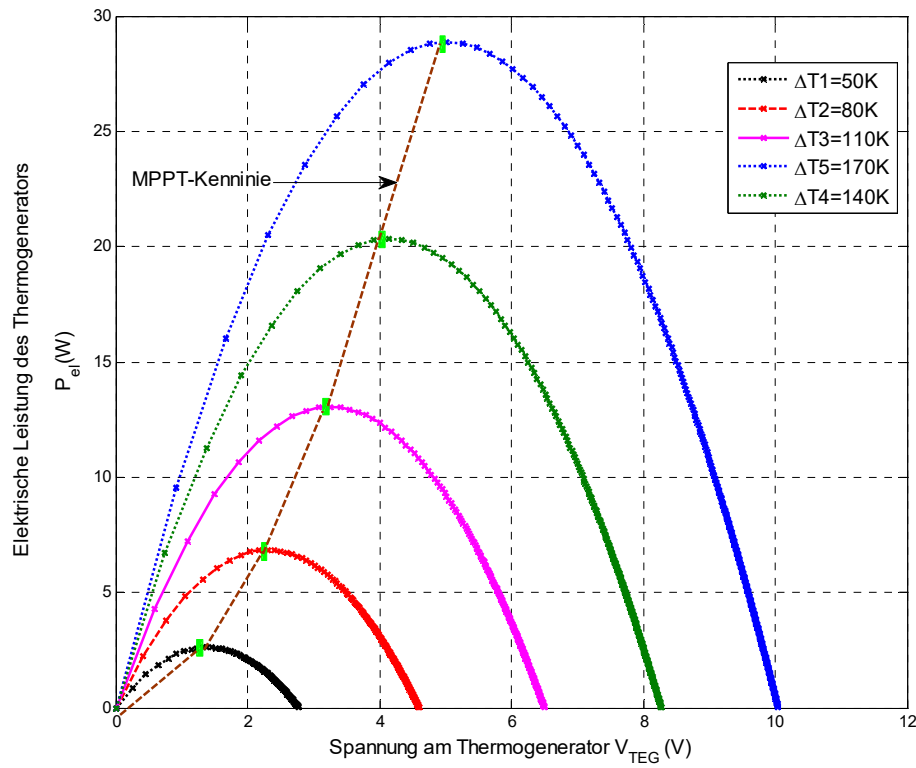


Abbildung 2.7: Berechnete Leistungskennlinie des Thermogenerators für verschiedene Temperaturdifferenzen zwischen Wärmequelle und Wärmesenke

3 Messung des thermoelektrischen Wirkungsgrads

Der Gesamtwirkungsgrad der direkten Abwärmeverstromung in thermoelektrischen Energiesystemen soll unter realistischen Bedingungen ermittelt und verbessert werden. Für die Versuchsdurchführungen ist es nötig eine genau geregelte Temperaturdifferenz an den Thermogeneratoren zu legen und die von den Thermogeneratoren aufgenommene und abgegebene Wärmeleistung sowie, die elektrische Ausgangsleistung genau zu messen. Hierzu wurde ein Mehrkammer-Kalorimeter mit Wärmequellen, Wärmesenke und einem Thermogeneratorkomplex aufgebaut. Der Kalorimeter dient auch zur Aufnahme von Leistungskennlinien und der Überprüfung von Herstellerangaben.

Anhand der Messergebnisse kann die ausgeführte analytische Berechnung der Wandlungseffizienz von Thermogeneratoren in Kapitel 2 verifiziert werden. In diesem Kapitel werden auch erste Messungen zu einem Hochtemperatur-Thermogenerator aus zehn Bismuttellurid-Schenkelpaaren, der mit Hilfe der Druckverbindungstechnik (DSV [30]) hergestellt wurde, kurz dargestellt.

3.1 Aufbau eines Mehrkammer-Kalorimeters und eingesetzte Messtechnik

Die Messungen erfolgen bei einem Betrieb der Thermogeneratoren in verschiedenen anwendungsrelevanten Temperaturbereichen. Mit dem Kalorimeter werden drei charakteristische Temperaturprofile von Industrieanwendungen abgebildet um eine Messung des Gesamtwirkungsgrads unter realistischen Bedingungen durchzuführen. Die Temperaturen werden in drei getrennte Wärmekammern über unabhängig gesteuerte Heizungen eingestellt. Die Wärmequelle in jeder Kammer des Kalorimeters ist eine temperaturgeregelte Heizung auf Basis elektrischer Heizpatronen. Als Wärmesenke wird eine Wasserkühlung mit Hilfe eines temperaturgeregelten Umlaufkühlers verwendet. Die Temperatur auf der warmen Seite sowie der Wärmestrom können über die Einstellung der elektrischen Heizleistung der Patronen variiert werden. Die Temperatur der Wärmesenke wird durch einen Umlaufkühler auf einen bestimmten Wert in den drei Kammern konstant geregelt.

Die genaue Messung des thermoelektrischen Wirkungsgrads ($\eta_{TEG} = P_{el} / \dot{Q}_{W,TEG}$) erweist sich als schwierig. Die elektrische Leistung kann mit einer relativen Messgenauigkeit kleiner 1,5% verlässlich bestimmt werden. Die genaue Messung der von den Thermogeneratoren aufgenommenen Wärmeleistung ist allerdings aufwendig.

Bei einer idealen thermischen Isolierung des Kalorimeters und einer idealen Anbindung der Thermogeneratoren an die Heiz- und Kühloberflächen der Wärmetauscher (d.h. bei einer Vernachlässigung der parasitären Wärmeströme durch die Wechselwirkungen mit der Umgebung) sollte die von den Thermogeneratoren aufgenommene Wärmeleistung auf der warmen Seite $\dot{Q}_{W,TEG}$ um die elektrische Leistung P_{el} kleiner als die abgegebene Wärmeleistung an dem Kühlmedium $\dot{Q}_{W,Kühler}$ sein. Die baubedingten parasitären thermischen Verluste im

Kalorimeter durch Konvektion, Wärmeleitung und Wärmestrahlung ($\dot{Q}_{Konv}; \dot{Q}_{Ws}$) reduzieren allerdings die elektrische Leistung P_{el} :

$$\dot{Q}_{W,TEG} - \dot{Q}_{W,Kühler} = P_{el} + \dot{Q}_{Konv} + \dot{Q}_{Ws} \quad (G.1.3-1)$$

Für eine genaue Messung des thermoelektrischen Wirkungsgrads sollen diese Verluste bei der Messaufnahme berücksichtigt werden. Hierfür wird die abgegebene Wärmeleistung an dem Kühler durch eine genaue Messung des Volumenstroms und der Hin- und Rücklauftemperatur des Kühlwassers in jeder Kammer des Kalorimeters erfasst. Durch die zusätzliche Messung der elektrischen Heizleistung und der elektrischen Ausgangsleistung der Thermogeneratoren werden diese Verluste erfasst und bei der Auswertung berücksichtigt. Für die Reduzierung der parasitären Wärmeverluste wird der Aufbau, bei Verwendung von Gipsfaserplatten gut gedämmt. Die Messung der Temperaturen auf der warmen und kalten Seite erfolgt direkt auf der Keramik-Oberfläche der Thermogeneratoren durch Thermofühler. Der Aufbau einer Kammer des Kalorimeters ist in Abbildung 3.1 schematisch dargestellt.

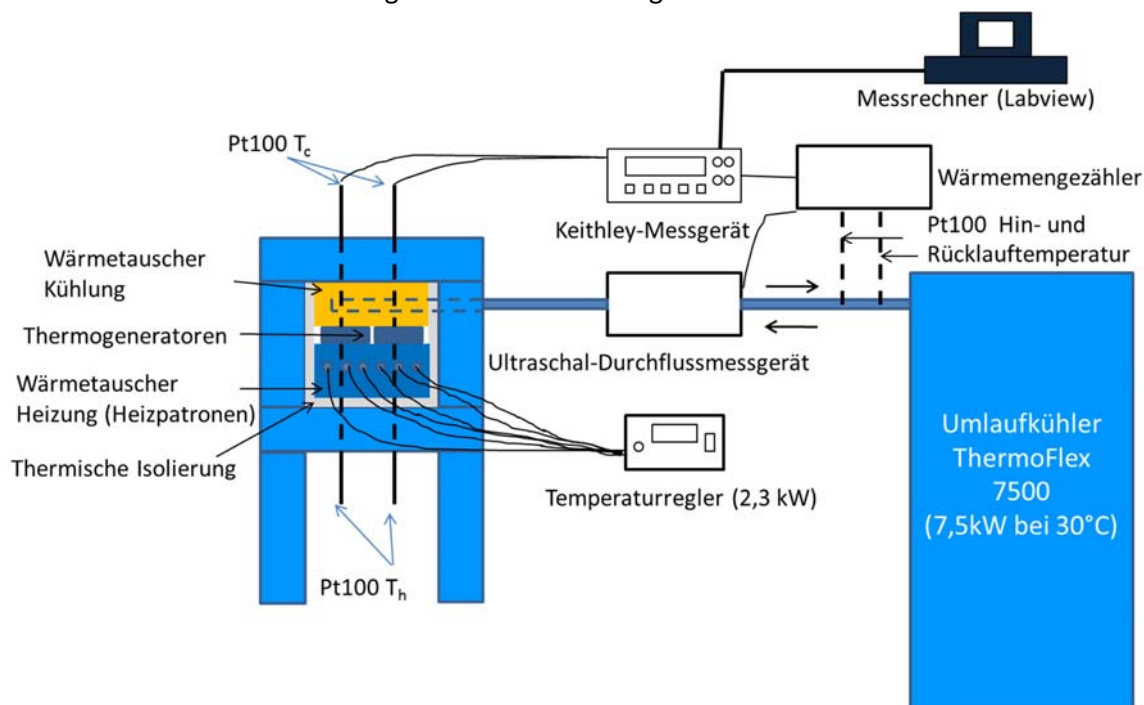


Abbildung 3.1: Schematische Darstellung des Aufbaus einer Kammer des Kalorimeters

Der Aufbau enthält im Wesentlichen folgende Komponenten:

- Wärmequelle: Die elektrische Heizung besteht aus sieben Hochleistungs-Heizpatronen ($P_{el}/Patrone = 400W$), die in einem selbstkonstruierten Wärmetauscher aus Stahl fixiert sind. Die Heizpatronen werden parallel geschaltet. Die Heizleistung wird über einen Wechselstromsteller (getaktetes Relais, 230V,16A) gesteuert. Die Stellgröße des PID-Temperaturreglers ist die Ein- bzw. Ausschaltzeit des Schalters des Wechselstromstellers. Eine Nachbildung der Temperaturprofile ist über die Einstellung von Sollwert-Anstiegsfunktionen (in °C/min) mit dem Temperaturregler möglich.
- Wärmesenke: Mit einem Wasser-Umlaufkühler *Thermoflex 7500* der Firma *Thermofischer* ist eine Abführung einer Wärmeleistung von 7,5kW möglich [31]. Hier wird ein

Demonstrator aus zwölf Thermogeneratoren aufgebaut. Bei einem Betrieb von jeweils vier Thermogeneratoren in jeder Kammer des Kalorimeters ergibt sich anhand der berechneten Kennlinie der Wärmeleistung in Kapitel 2, ein maximaler Wärmestrom von 2,3KW pro Kammer (bei einer Temperaturdifferenz von 200K).

Die Temperatur auf der kalten Seite der Thermogeneratoren (Vorlauftemperatur des Kühlers) wird für die drei Kammern auf ca. 30°C geregelt. Der hierfür nötige Wasservolumenstrom v ergibt sich aus der Gleichung:

$$\dot{Q}_{W,Kühler} \approx \rho \cdot v \cdot c_p \cdot (T_h - T_c) \quad (G.1.3-2)$$

zu 4l/min pro Kammer. Die Belastungsgrenze der Pumpe des Umlaufkühlers durch den Druckverlust im Wärmetauscher und in den Schläuchen entspricht für den genannten Volumenstrom 4bar. Bei Betrachtung dieser Randwerte wurde ein Mäander-Wärmetauscher aus Kupfer gefertigt und auf der kalten Seite der Thermogeneratoren montiert

- Thermogeneratoren-Netzwerk: In jeder Kammer werden vier Thermogeneratoren mit den Abmessungen ($l= 50\text{mm}$, $b= 50\text{mm}$; $h=3,4\text{mm}$) auf Kupferplatten zwischen den Wärmetauschern quadratisch angeordnet und mit einem Druck von 240N/cm^2 gepresst. Die abgegebene Wärme an die Umgebung sollte möglichst gering sein. Hierfür wurde die Dämmung des „Sandwich“-Aufbaus durch Gipsfaserplatten realisiert (Abbildung 3.2). Die Thermogeneratoren werden so montiert, dass unterschiedliche elektrische Verschaltungen (in Serie, parallel oder gemischt in seriellen oder parallelen Ketten) vermessen werden können.

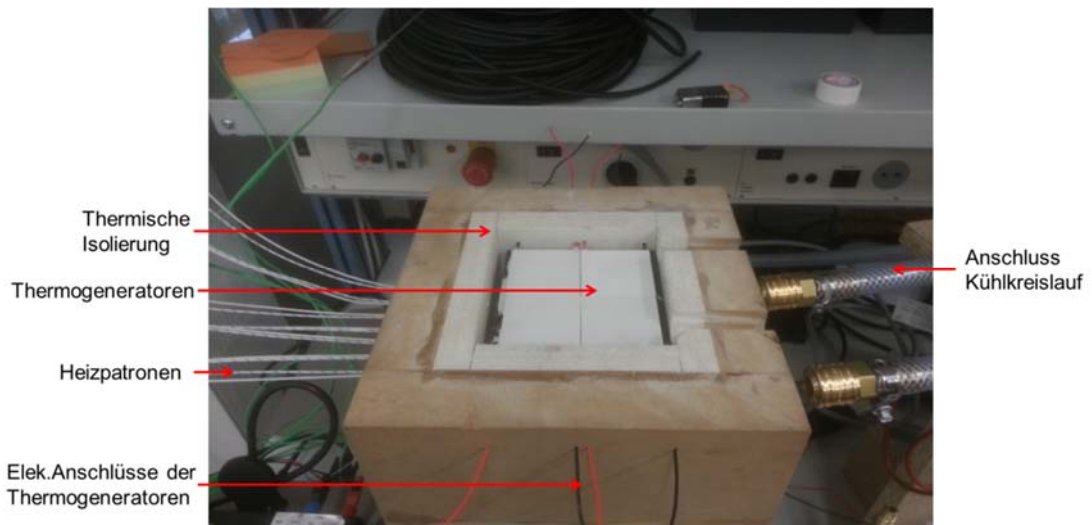


Abbildung 3.2: Ansicht des Versuchsaufbaus zur Anordnung der Thermogeneratoren in einer Kammer des Kalorimeters

- Messtechnik: Die elektrische Heizleistung sowie die elektrische Ausgangsleistung der Thermogeneratoren werden durch Strom- und Spannungsmessung mit Hilfe eines digitalen Oszilloskops *TPS2024* von *Tektronix* erfasst. Für die Erfassung der Temperaturverteilung auf der Oberfläche der Thermogeneratoren wurden jeweils auf der kalten und warmen Seite vier K-Typ-Thermofühler direkt auf die Keramikoberflächen der Thermogeneratoren fixiert. Temperaturmesswerte sowie

Spannungsmesswerte der Thermogeneratoren werden über einen 20 Kanal-Multiplexer von *Keithly* aufgenommen.

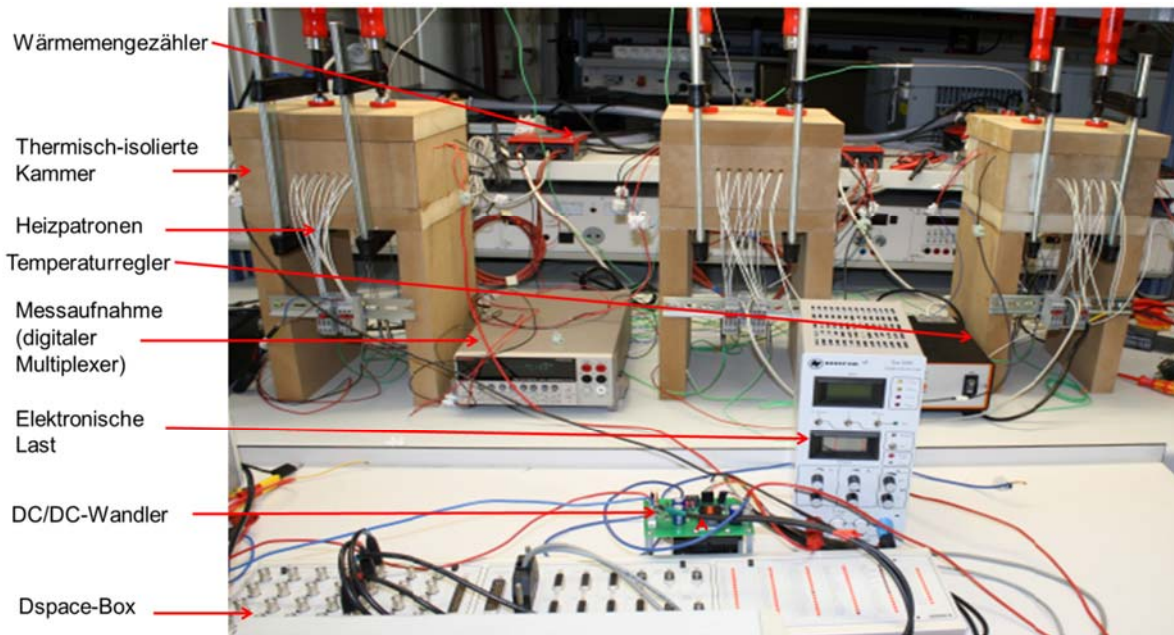


Abbildung 3.3: Bild des gesamten Versuchsaufbaus [3 Kammer-Kalorimeter, DC/DC-Wandler, Messtechnik]

Wichtig für die genaue Ermittlung des thermoelektrischen Wirkungsgrads ist die genaue Messung der abgeführten Wärmeleistung bzw. Wärmemenge in jeder Kammer des Kalorimeters. Hierfür wurden hochgenaue (PTB-geeichte) Ultraschall-Volumenstrom-Messgeräte *US Qn 1,5* von *Herrmann Ehlers GmbH* mit einem Messbereich $0,015 - 1,5 \text{ m}^3/\text{h}$ und einem typischen relativen Messfehler von $\pm 3\%$ verwendet. Vor- und Rücklauftemperatur im Kühlwasserkreislauf werden über ein geeichtes Kabelfühlerpaar (PT100, Vierleitermessung) erfasst. Die registrierten Volume und Temperaturmesswerte werden im Sekundentakt von einem Wärmemengezähler, der als separates Rechenwerk-Modul aufgebaut ist, abgefragt. Die Erfassung der Wärmemenge erfolgt durch eine Mittelwertbildung der registrierten Messwerte im Minutentakt aus dem Volumenstrom und die Temperaturen (vgl. Gleichung G.I.3-2). Die Steuerung der Geräte, die Datenaufnahme und die Anzeige erfolgen über einen LabVIEW-Rechner. Ein Bild des gesamten Aufbaus ist in Abbildung 3.3 dargestellt.

3.2 Darstellung und Diskussion der Messergebnisse

Vor jeder Versuchsdurchführung wird für jeden Betriebspunkt bzw. jede einzustellende Temperatur eine Probemessung bei einem Leerlauf der Thermogeneratoren durchgeführt. Hierbei werden die elektrische Heizleistung und die Wärmemenge im Kühlkreislauf in jeder Kammer des Kalorimeters aufgenommen. Die Differenz zwischen der von den Thermogeneratoren aufgenommenen und der an dem Kühler abgegebenen Wärmeleistung entspricht den parasitären thermischen Verlusten im Aufbau der Kammer (vgl. Gleichung G.I.3-1

für $P_{el} = 0W$). Hierdurch wird die Güte der thermischen Isolierung des Aufbaus ausgewertet und bei der Ermittlung des thermoelektrischen Wirkungsgrads der Thermogeneratoren berücksichtigt. Abbildung 3.4 zeigt beispielhaft die Messergebnisse einer Probemessung an einer Kammer bei einem Leerlauf der Thermogeneratoren und einer Temperaturdifferenz von ca. 120K.

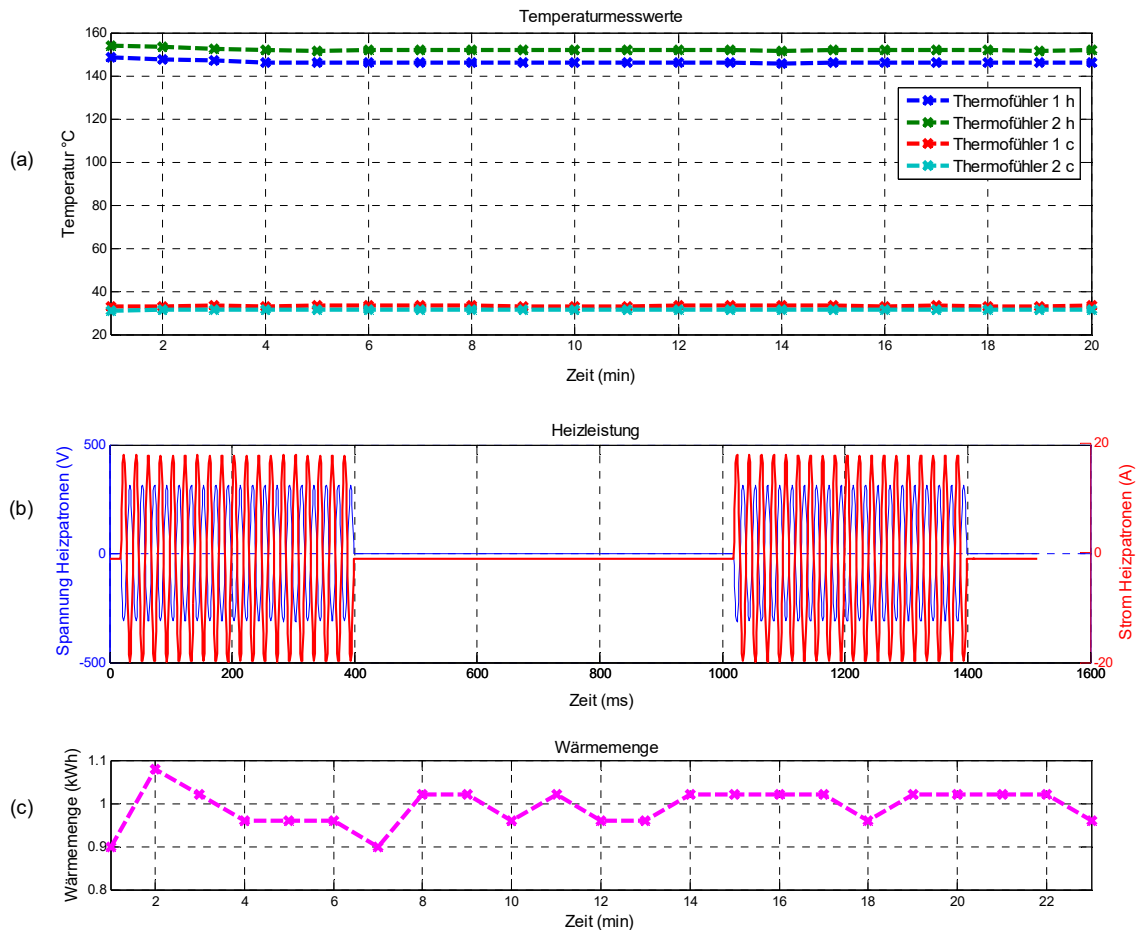


Abbildung 3.4: a) Temperaturmesswerte auf der Keramikoberfläche der Thermogeneratoren auf der warmen (T_{1h}, T_{2h}) und kalten (T_{1c}, T_{2c}) Seite; b) Gemessene Zeitverläufe des Stroms und der Spannung des Leistungstellers für die Heizpatronen; c) Registrierte Wärmemenge aus dem gemessenen Durchflussstrom und der Differenz zwischen Vor- und Rücklauf-temperatur des Kühlwassers

Die Temperaturmesswerte zeigen eine homogene Temperaturverteilung über die Keramikoberfläche der Thermogeneratoren. Der Mittelwert der abgegebenen Wärmemenge an dem Kühler über die gesamte Messdauer beträgt 0,991kWh. Die zugeführte Wärmeenergie beträgt 1,057kWh. Die Wärmeverluste durch Wechselwirkungen mit der Umgebung sind gering und ergeben sich als Differenz zu $Q_{kov} + Q_W = 0,066kWh$ (ca. 6,6% der zugeführten Wärmeenergie). Hierdurch zeigt sich die gute thermische Isolierung des Aufbaus.

Die Messung des thermoelektrischen Wirkungsgrads erfolgte für mehrere kommerzielle Thermogeneratoren unterschiedlicher Hersteller (vgl. Anhang A). Abbildung 3.5 zeigt beispielhaft die Messergebnisse für den ausgewählten Thermogenerator *TEG-127-230-31*. Es wurden Messaufnahmen der elektrischen Leistung P_{el} und der zugeführten Wärmeenergie $Q_{W,TEG}$ bei unterschiedlichen Temperaturdifferenzen durchgeführt. Hierbei wurden die zwölf Thermogeneratoren in den drei Kammern des Kalorimeters in Reihe geschaltet und an einer elektronischen Last angeschlossen. Die Temperaturen in den Kammern wurden gleich eingestellt. Die Temperatur der warmen Seite wurde zwischen ca. 100°C und 230°C variiert. Die Temperatur der kalten Seite wurde auf ca. 33°C konstant geregelt.

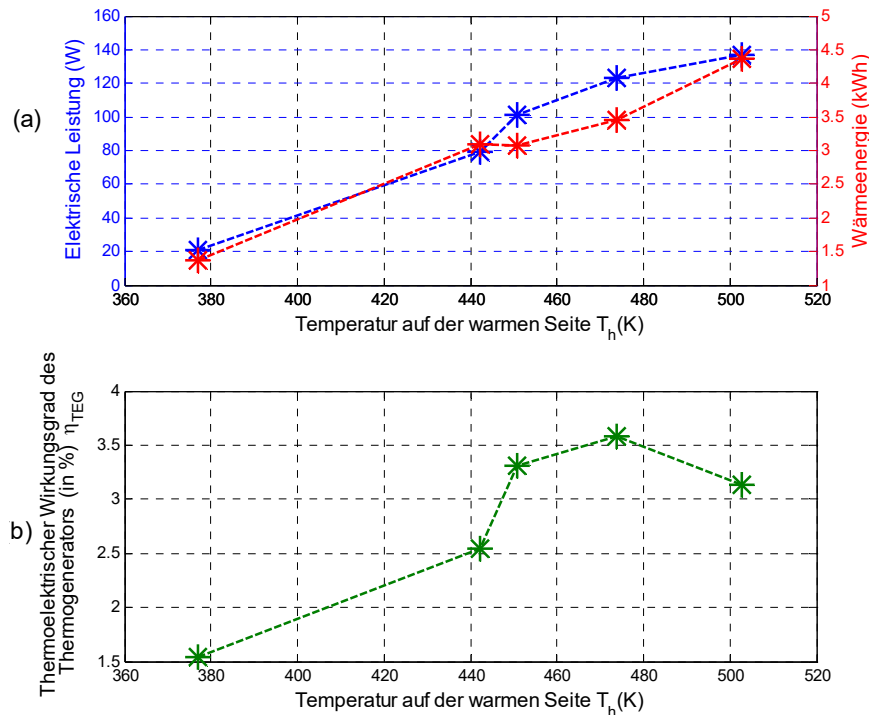


Abbildung 3.5: a) Gemessene elektrische Leistung und zugeführte Wärmeenergie bei einem Betrieb von zwölf Thermogeneratoren in Reihenschaltung in Abhängigkeit von der Temperatur der warmen Seite; b) Gemessener thermoelektrischer Wirkungsgrad in Abhängigkeit von der Temperatur auf der warmen Seite (Temperatur auf der kalten Seite $T_c = 306K = kte$)

Die Messwerte entsprechen den Mittelwerten über eine lange Messdauer von mehr als 15 Minuten bei jeder Temperatur.

Die maximale elektrische Leistung wurde bei einer Temperaturdifferenz von 198K mit 136,7W gemessen. Dies entspricht einer abgegebenen elektrischen Leistung von 11,4W pro Thermogenerator. Dieser gemessene Wert weicht deutlich von dem in Kapitel 2 analytisch ermittelten Wert, der bei ca. 37W lag (vgl. Abbildung 2.6.a).

Die große Abweichung lässt sich dadurch erklären dass die Parametrisierung der Ersatzschaltbilder des Thermogenerators in Kapitel 2 mit sehr ungenauen Herstellerangaben

erfolgte. Die angegebenen Parameter in den Datenblättern sind oft ungenau, weil nur berechnet. Außerdem wurden die thermischen und elektrischen Verluste an den Kontaktwiderständen Metall-Halbleiter und Keramik-Metall im Modell nicht berücksichtigt.

Der gemessene thermoelektrische Wirkungsgrad zeigt einen für Bismuttellurid typischen temperaturabhängigen Verlauf (vgl. Abbildung 2.3.a). Der Maximalwert von 3,6 % (geringer als der analytisch ermittelte Wert von ca. 5%) wurde bei einer Warmseitentemperatur von 201°C gemessen. Die Temperatur der kalten Seite lag bei 33°C. Somit ergibt sich eine mittlere Temperatur von 117°C. Der typische Wert der mittleren Einsatztemperatur von Bismuttellurid für die Erreichung einer maximalen Wandlungseffizienz liegt zwischen 110°C und 130°C [32]. Der Abstieg des Wirkungsgrads am Ende des Verlaufs ist auf die Verschlechterung des Seebeck-Koeffizienten der Bismuttellurid-Schenkel zu höheren Temperaturen hin zurückzuführen. Ein weiterer Faktor der, die Wandlungseffizienz, negativ beeinflusste ist die Fehlanpassung an dem *Maximum Power Point* (MPP). Die Thermogeneratoren wurden an einer elektronischen Last angeschlossen. Der Lastwiderstand R_L wurde in Abhängigkeit von der Temperatur der Wärmequelle statisch eingestellt so dass, die Thermogeneratoren eine maximale elektrische Leistung liefern. Bei einer fehlenden dynamischen Leistungsanpassung durch einen MPPT-geregelten DC/DC-Wandler resultiert durch die Temperaturschwankungen auf den Kupferplatten der Wärmetauscher und die Temperaturunterschiede zwischen den Kammern des Kalorimeters eine Abweichung vom optimalen Arbeitspunkt, was mit beträchtlichen Leistungsverlusten verbunden ist.

Für die Realisierung einer dynamischen Leistungsanpassung mit Hilfe eines MPPT-Reglers soll zusätzlich zur elektrischen Leistung, der temperaturabhängige Verlauf des elektrischen Innenwiderstands aufgenommen werden (vgl. Kapitel 5). Für die Messung des Innenwiderstands $R_{i,TEG}$ wurden abwechselnd die Leerlaufspannung der Thermogeneratoren und die Spannung an der elektronischen Last bei unterschiedlichen Temperaturen gemessen. Abbildung 3.6 zeigt schematisch den Versuchsaufbau zur Messung des elektrischen Innenwiderstands.

Der Elektrische Innenwiderstand ergibt sich aus den gemessenen Spannungen $V_{Leerlauf}$ und V_{Last} zu:

$$R_{i,TEGs} = \frac{(V_{Leerlauf} - V_{Last}) \cdot R_L}{V_{Last}} \quad (G.I.3-3)$$

Die resultierenden Messwerte in Abhängigkeit von der Temperatur der warmen Seite sind in Abbildung 3.7 dargestellt. Durch die Temperaturabhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit der Kupfer-verbindungen ergibt sich ein Erhöhung des Innenwiderstands bei steigender Temperatur

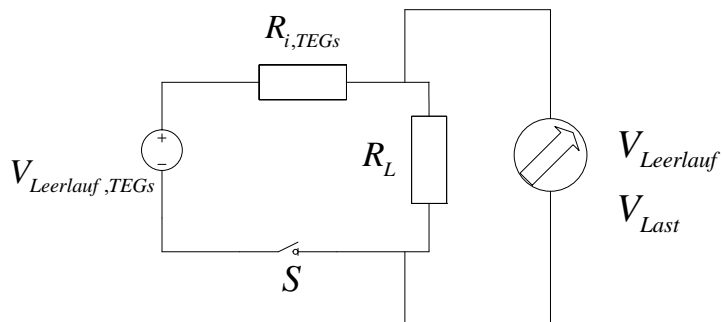


Abbildung 3.6: Schematische Darstellung des Versuchsaufbaus zur Messung des elektrischen Innenwiderstands

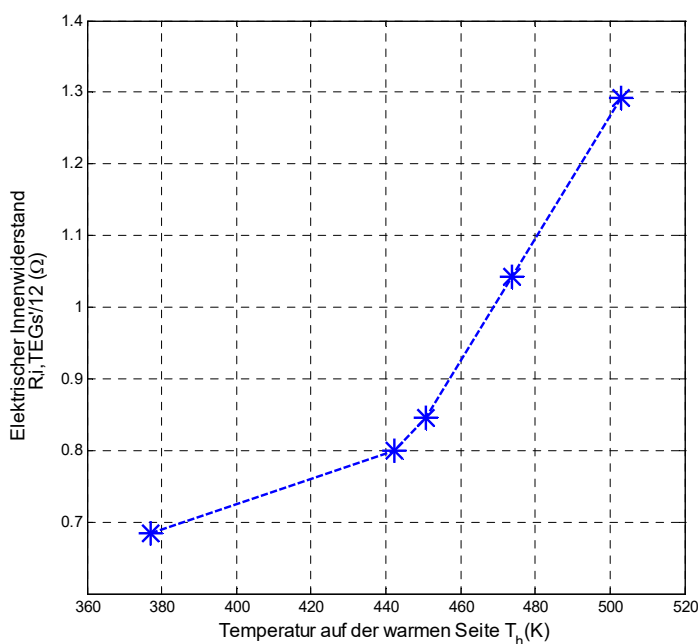


Abbildung 3.7: Gemessener elektrischer Innenwiderstand von zwölf Thermogeneratoren in Reihenschaltung in Abhängigkeit von der Temperatur der warmen Seite (Temperatur der kalten Seite $T_c = 306K = kte$)

Die maximale elektrische Leistung der Thermogeneratoren wird für $R_L = R_{i,TEGs}$ bzw. bei der halben Leerlaufspannung (für $V_{Last} = V_{Leerlauf} / 2$) erreicht und ist umgekehrt proportional zum elektrischen Innenwiderstand:

$$P_{el,MPP} = \frac{V_{Leerlauf}^2}{4 \cdot R_{i,TEGs}} \quad (G.I.3-4)$$

Eine Weiterentwicklung der Thermogeneratoren hinsichtlich der Reduzierung des Innenwiderstands und der Langzeitstabilität bei hohen Temperaturen (bis 350°C) hat einen entscheidenden Einfluss auf die Erhöhung der elektrischen Ausgangsleistung des thermoelektrischen Energiesystems.

3.3 Einsatz von Hochtemperatur-Thermogeneratoren

Die Analyse der Temperaturabhängigkeit der thermoelektrischen Eigenschaften von Bismuttellurid zeigt, dass obwohl der Seebeck-Koeffizient und die elektrische Leitfähigkeit des Materials mit steigender Temperatur sinken, die elektrische Ausgangsleistung durch die Erhöhung der Temperaturdifferenz steigt [33] (Skalierung mit dem Carnot-Wirkungsgrad). Abbildung 3.8 zeigt den Quotienten aus dem Quadrat der Ausgangsspannung und dem spezifischen Widerstand eines Schenkelpaares aus Bismuttellurid in Abhängigkeit von der Temperatur der warmen Seite für verschiedene Kaltseitentemperaturen. Der Anstieg der spezifischen Ausgangsleistung zeigt ein annähernd lineares Verhalten, insbesondere für Kaltseitentemperaturen höher 50°C.

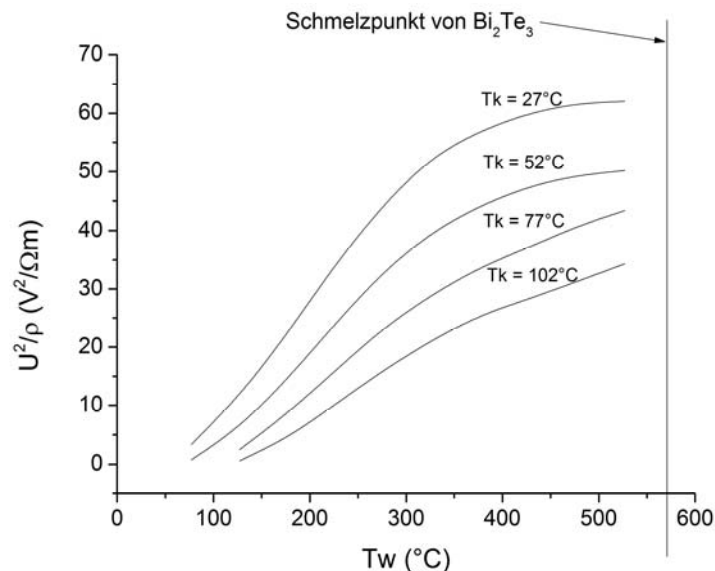


Abbildung 3.8: Spezifische Ausgangsleistung eines Schenkelpaares aus Bismuttellurid in Abhängigkeit von der Temperatur der warmen Seite für verschiedene Kaltseitentemperaturen

Die Einsatztemperatur von den meisten kommerziellen Thermogeneratoren aus Bismuttellurid ist durch die Temperaturbelastbarkeit der Lotverbindungen auf maximal 250°C begrenzt. Die Schmelztemperatur von kommerziell genutzten Loten, wie SnCu (227°C) oder SnSb (232°C) begrenzt den Einsatz der Thermogeneratoren bei höheren Temperaturen. Am Institut für Halbleitertechnik der TU Braunschweig wurde eine Drucksinter-Technik für den Aufbau von Thermogeneratoren und Peltier-Elementen erprobt [25]. Es handelt sich dabei um ein Versintern einer nanoporösen Silber-Zwischenschicht bei relativ niedrigen Temperaturen und hohem Druck. Es ergibt sich eine kompakte Silber-Schicht zwischen zwei Verbundpartnern, die hervorragende elektronische, thermische und mechanische Eigenschaften aufweist und mittlerweile auch als Lot-Ersatz in der Produktion von Leistungselektronik-Bauelementen angewandt wird [34]. Aufgrund der hohen Schmelztemperatur von Silber bei über 900°C, können die Bauteile oberhalb einer Prozesstemperatur von 250°C eingesetzt werden. Ein wesentlicher Vorteil der Drucksinter-Verbindungstechnik gegenüber Lötverfahren ist, dass keine flüssige Phase beim Verbindungsprozess auftritt. Dadurch können die Halbleiterschlenkel nicht verrutschen und keine

Kurzschlüsse im Thermogenerator verursachen. Weitere Vorteile sind die hohe elektrische und thermische Leitfähigkeit, eine hohe Haftfestigkeit der Sinterschicht, sowie gute Beständigkeit bei thermischen Lastwechseln. Außerdem ermöglicht diese Aufbautechnik einen hohen Freiheitsgrad bei der Wahl von Materialdicken und lateralen Abmessungen.

Ein wichtiger Designparameter bei der Auslegung des Hochtemperatur-Thermogenerators ist die auszuwählende Schenkellänge. Bei Verwendung des vorgestellten Modells zur Bestimmung der elektrischen und thermischen Verluste in Kapitel 2, soll die optimale Schenkellänge für eine maximale elektrische Ausgangsleistung abgeleitet werden.

Bei einer Leistungsanpassung ist die elektrische Ausgangsleistung des Thermogenerators von der Leerlaufspannung und dem Innenwiderstand abhängig (vgl. Gleichung G.I.3-4). Der elektrische Innenwiderstand wird mit der Gleichung (G.I.2-12) aus den Längen und Querschnittsflächen der Schenkelpaare und der metallischen Kupferbrücken bestimmt. Die Seebeck-Spannung ist mit dem Temperaturabfall an den Oberflächen der Schenkelpaare gekoppelt und damit von den thermischen Widerständen der Kupferbrücken und der Keramik-Isolationsschicht abhängig. Fasst man die Gleichungen (G.I.2-2) und (G.I.2-11) zusammen, so ergibt sich die Seebeck-Spannung, bei einer Darstellung der thermischen Widerstände in Abhängigkeit von den Querschnittsflächen und Längen der Bauteile, zu:

$$V_{\text{Leerlauf}} = V_{\text{Seebeck}} = N_s \cdot (S_p - S_n) \cdot \frac{l_{p,n} / \lambda_{p,n} \cdot A}{l_{p,n} / \lambda_{p,n} \cdot A + 2 \cdot l_{\text{Ceramik}} / \lambda_{\text{Ceramik}} \cdot A + 2 \cdot l_{\text{Cu}} / \lambda_{\text{Cu}} \cdot A} \cdot (T_h - T_c) \quad (\text{G.I.3-5})$$

Wobei λ die thermische Leitfähigkeit der Materialien bezeichnet. Bei Kenntnis der elektrischen und thermischen Leitfähigkeit der Materialien kann aus den Gleichungen (G.I.2-12), (G.I.3-4) und (G.I. 3-5) die elektrische Leistung pro Flächeneinheit (P_{el} / A) für verschiedene Schenkellängen $l_{p,n}$ bestimmt werden.

Als Keramik-Isolationsschicht wurde das gut wärmeleitende Material Aluminiumoxid Al_2O_3 eingesetzt. Die Abmessungen der Kontakt- und Verbindungsstrukturen wurden auf bestimmte Erfahrungswerte festgelegt (Dicke der Kupferbrücken $l_{Cu} = 0,7mm$, Dicke der Keramik-Isolationsschicht $l_{Ceramik} = 0,8mm$). Für den Aufbau eines Prototypen aus zehn Schenkelpaaren ($N_s = 10$) wurden flächenbezogen (pro mm^2) die Seebeck-Spannung, der Strom und die elektrische Ausgangsleistung bei einer Leistungsanpassung in Abhängigkeit von der Schenkellänge mit Hilfe des Modells berechnet. Die Verläufe sind in der Abbildung 3.9 dargestellt. Die Berechnung erfolgte für eine Temperaturdifferenz von $T_h - T_c = 150K$ und einer Kaltseitentemperatur von $T_c = 303K$. Der Strom lässt sich bei einer Leistungsanpassung ($R_L = R_{i,TEG}$) wie folgt berechnen:

$$I_{TEG} = \frac{V_{\text{Seebeck}}}{2 \cdot R_{i,TEG}} \quad (\text{G.I.3-6})$$

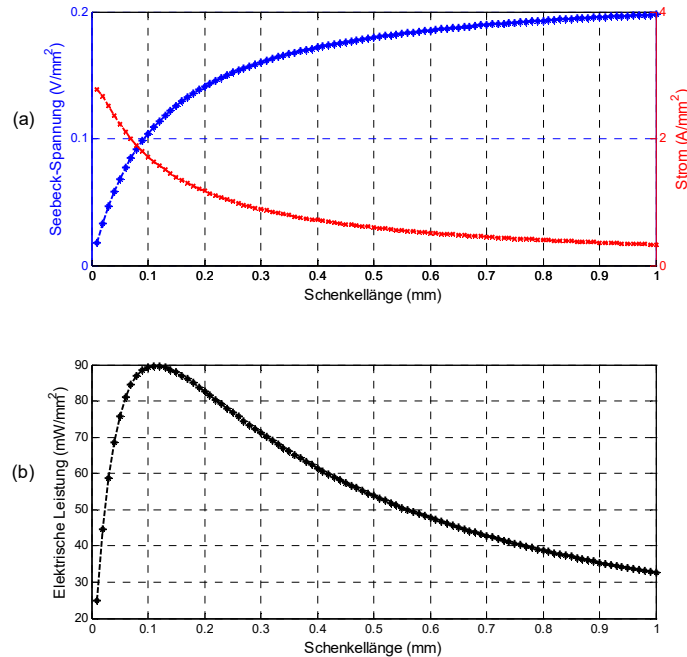


Abbildung 3.9: a) Berechnete Strom- und Spannungsverlauf eines Bismuttellurid-Thermogenerators aus zehn Schenkelpaaren (vgl. Zeichnung in Abbildung 3.10) für verschiedene Schenkellängen; b) Berechnete elektrische Leistung des Thermogenerators bei Leistungsanpassung in Abhängigkeit von der Schenkellänge ($T_h - T_c = 150K$, $T_c = 303K$)

Bei einer Erhöhung der Schenkellänge steigt der thermische Widerstand des Schenkelpaars und damit der Temperaturabfall am thermoelektrischen Material (vgl. Gleichung G.I.2-7). Hierdurch resultiert ein Anstieg der Seebeck-Spannung. Durch die Erhöhung der Schenkellänge resultiert allerdings ein Anstieg des elektrischen Innenwiderstands wodurch der Strom kleiner wird. Die optimale Schenkellänge wird bei Betrachtung des Verlaufs der elektrischen Leistung ermittelt und ergibt sich zu $l_{p,n(opt)} = 120\mu m$.

Ein Prototyp aus zehn Schenkelpaaren wurde mit Hilfe der Druck-Sinter-Verbindungstechnik am Institut für Halbleitertechnik der TU Braunschweig entwickelt. Abbildung 3.10 zeigt schematisch den Aufbau des realisierten Hochtemperatur-Thermogenerators.

Die Kupferbrücken und die Schenkelpaare wurden mit Silberpulver beschichtet. Die Verbindung erfolgte mit dem DSV-Prozess bei einer Temperatur von ca. 250°C und einem Druck von 30MPa [35]. Es wurde ein Modul mit den Abmessungen $(10 \times 6 \times 0,3)mm^3$ hergestellt. Die Seebeck-Spannung und der Innenwiderstand des Hochtemperatur-Thermogenerators wurden bei verschiedenen Temperaturen gemessen. Die Temperatur auf der warmen Seite wurde stufenweise bis auf 350°C erhöht. Die Kaltseitentemperatur wurde auf ca. 33°C konstant geregelt. Die Messergebnisse sind in Abbildung 3.11 dargestellt.

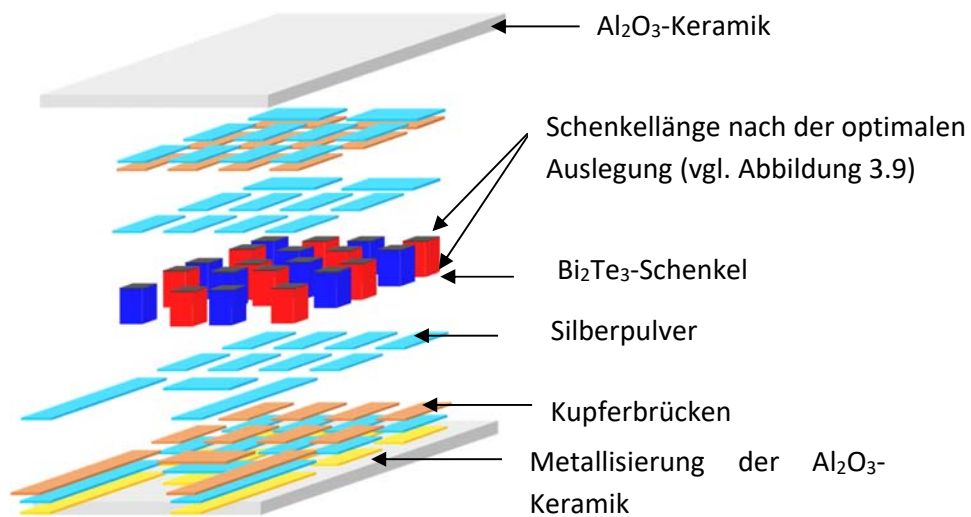


Abbildung 3.10: Schematische Darstellung des mit der Druck-Sinter-Verbindungstechnik aufgebauten Hochtemperatur-Thermogenerators am IHT-Braunschweig

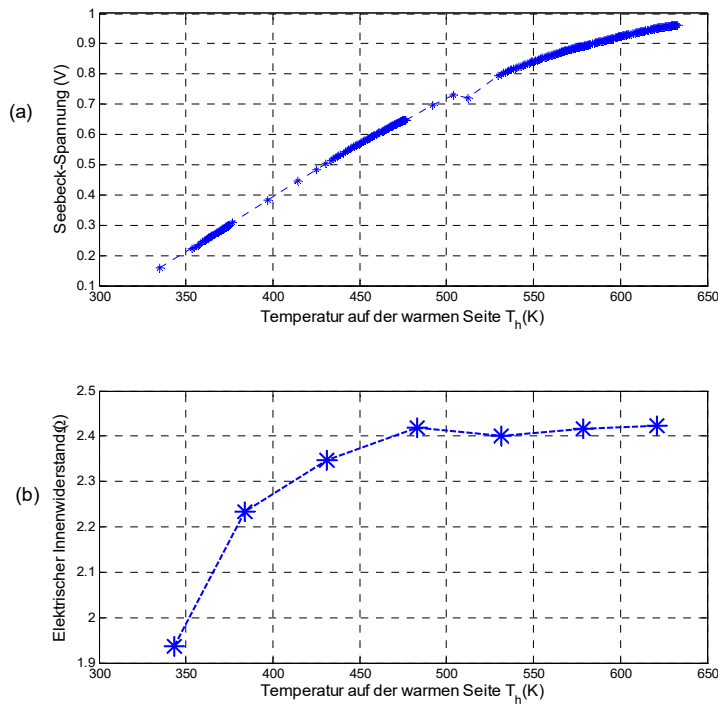


Abbildung 3.11: Gemessene Leerlaufspannung und Innenwiderstand des Hochtemperatur-Thermogenerators in Abhängigkeit von der Temperatur der warmen Seite (Temperatur der kalten Seite $T_c = 306K = kte$)

Aus der Abbildung erkennt man, dass der Verlauf der Spannung bis ca. 200°C eine annähernd konstante Steigung hat. Die Steigung der Spannungskurve beschreibt die Thermokraft des

Thermogenerators. Für den Temperaturbereich zwischen Raumtemperatur und 200°C ergibt sich die Thermokraft des Thermogenerators mit $S_{TEG} = V_{Seebeck} / T_h - T_c$ zu 3,48mV/K.

Bei Betrachtung des proportionalen Zusammenhangs zwischen der Thermokraft und der Anzahl der Schenkelpaare, entspricht die gemessene Thermokraft üblichen Werten bei den konventionellen Thermogeneratoren. Aufgrund der Verschlechterung der ZT -Zahl von Bismutellurid bei höheren Temperaturen (vgl. Abbildung 2.3.a) nimmt die Steigung der Kurve bei Temperaturen oberhalb von 200°C ab. Trotz der Verringerung der Thermokraft des Thermogenerators zu höheren Temperaturen steigt die Ausgangsspannung mit der Erhöhung der Temperaturdifferenz weiter an. Die Messungen zeigen die Temperaturbeständigkeit der Sinterverbindung bei hohen Temperaturen bis zu 350°C.

Die Messergebnisse für den Innenwiderstand zeigen relativ hohe Werte sowie keine Erhöhung des Widerstandswertes bei höheren Temperaturen. Das sind Indizien dafür dass der Innenwiderstand von den Kontaktwiderständen zwischen den Kupferbrücken und den Bismutellurid-Schenkeln dominiert wird.

Aus dem gemessenen Innenwiderstand und der gemessenen Leerlaufspannung wurde die elektrische Leistung des Hochtemperatur-Thermogenerators für den Fall der Leistungsanpassung berechnet (vgl. Gleichung G.I.3-4). Der temperaturabhängige Verlauf der elektrischen Leistung ist in Abbildung 3.12 dargestellt.

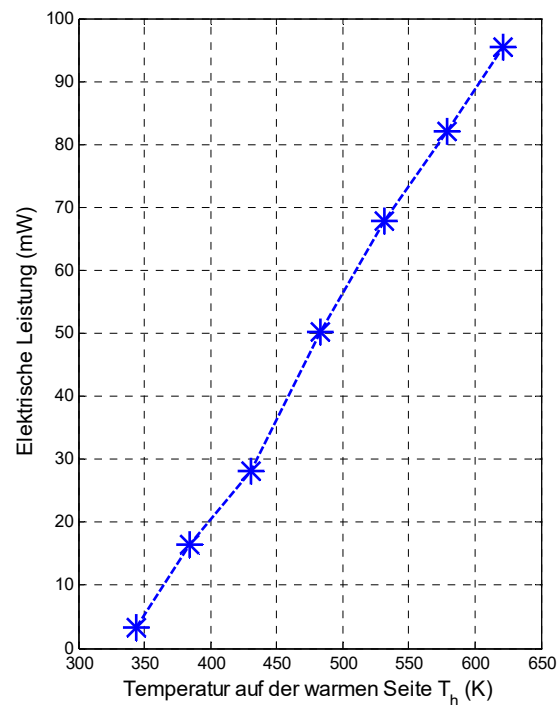


Abbildung 3.12: Elektrische Leistung des Hochtemperatur-Thermogenerators in Abhängigkeit von der Temperatur der warmen Seite (Temperatur der kalten Seite $T_c = 306K = kte$)

Die maximale Leistung wurde bei einer Temperatur von 351°C erreicht und beträgt 79mW. Verglichen mit dem kommerziellen Thermogenerator, ist die Ausgangsleistung um Faktor 4,5

geringer. Die Ursache der geringeren Ausgangsleistung ist der noch verhältnismäßig hohe Innenwiderstand.

Die dominierenden Kontaktwiderstände sind mit der effektiven Kontaktfläche zwischen dem Silberpulver und den Bismuttellurid-Schenkeln gekoppelt. Durch die Rauheit der Schenkel reduziert sich diese Kontaktfläche, was zu hohen Kontaktwiderständen führt. Erste Versuche mit einem, aus mikro- und nanometergroßen Partikeln, gemischten Silberpulver zeigten eine deutliche Erhöhung der effektiven Kontaktfläche [25]. Damit ist in gleichem Maße eine Verringerung der Kontaktwiderstände, auf Werte wie sie mit Loten erzielt werden, zu erwarten. Dies soll der Gegenstand weiterer Forschungsarbeiten sein.

4 Umrichter für die direkte Abwärmeverstromung

Für die Steigerung des Gesamtwirkungsgrads der Abwärmeverstromung mit Thermogeneratoren ist eine dynamische Leistungsanpassung mit Hilfe eines MPPT-geregelten DC/DC-Wandlers unabdingbar. In diesem Kapitel werden unterschiedliche Schaltungstopologien untersucht und hinsichtlich Wirkungsgrads verglichen. Die Struktur des Kapitels entspricht der typischen Methodik zur Konzeption und Analyse von leistungselektronischen Komponenten:

- Festlegung der Designfaktoren und Spezifikation der Schaltkonzepte
- Analyse der Schaltungstopologien und Auslegung der passiven Bauelemente und der Halbleiterschalter
- Modellierung der Verluste und analytische Berechnung des theoretisch zu erwartenden Wirkungsgrads
- Auslegung der Kühleinrichtung
- Ansteuerkonzept und Hardwaretechnische Umsetzung

4.1 Vorteile eines modularen Aufbaus mit Strangwandlern kleiner Leistung

Wichtige Designfaktoren für die Spezifikation des DC/DC-Wandlers sind die elektrische Verschaltung der Thermogeneratoren und der Einsatztemperaturbereich in der industriellen Anwendung.

Nehmen wir als Beispielanwendung die Abwärmenutzung im Abgas- und Kühlsystem eines Dieselfahrzeugs der Mittelklasse (100kW). Die nutzbare Abwärme ist von der Lage der Thermogeneratoren im Abgassystem abhängig.

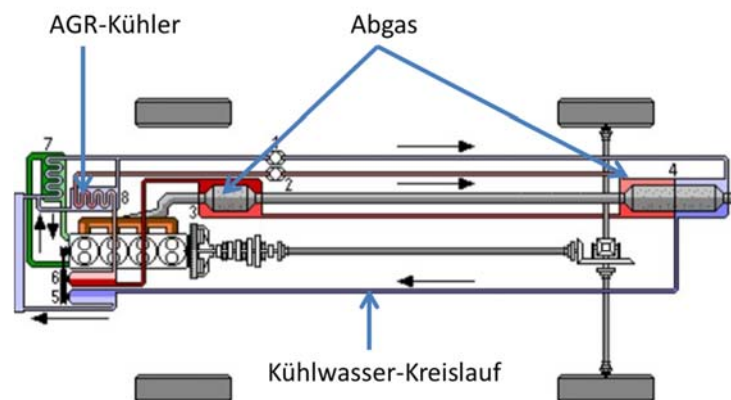


Abbildung 4.1: Mögliche Einbauorte von Thermogeneratoren-Strängen im Abgas- und Kühlsystem eines Dieselfahrzeugs [36]

Bei einer motornahen Platzierung der Thermogeneratoren ist die gewonnene Energie aufgrund des hohen Temperaturniveaus und geringen Wärmeverluste entlang der Abgasanlage höher. Abbildung 4.1 zeigt mögliche Einbauorte von Thermogeneratoren entlang der Abgasanlage eines

Dieselmotors. Die Tabelle 4.1 zeigt die charakteristischen Temperaturdifferenzen und Wärmeströme im Abgas- und Kühlsystem eines „VAG 1,9 I TDI“ Dieselmotors:

Tabelle 4.1: Charakteristische Temperaturdifferenzen und Wärmeströme entlang der Abgasanlage eines VAG 1,9 I TDI-Dieselmotors bei einem Betrieb im neuen europäischen Fahrzyklus (NEFZ): Gewonnene Eckdaten aus Messungen in einem Motorprüfstand [37]

Lage der Thermogeneratoren	Kühlwasser	AGR-Kühler	Abgas-Unterboden	Abgas-motornah
Temperaturdifferenz $T_h - T_c (K)$	60	175	300	350
Wärmefluss $\dot{Q}_{W,TEGs} (kW)$	5,2	2,4	5,6	7,1

Wie Abbildung 4.2.a zeigt, kann Die Rückspeisung der Energie in eine 12V-Batterie über einen zentralen DC/DC-Wandler, bei einer Reihenschaltung aller Thermogeneratoren im Abgas- und Kühlsystem des Fahrzeugs, erfolgen. Eine Alternative stellt der modulare Aufbau mit Strangwandlern kleiner Leistung in Abbildung 4.2.b dar. Hierbei werden die einzelnen Stränge des Thermogeneratorknetzwerkes im Wärmetauscher, im AGR-Kühler, im Krümmer motornah und im Unterboden der Abgasanlage mit jeweils einem DC/DC-Wandler angeschlossen. Die Wandler werden dann parallel an der 12V-Batterie geschaltet.

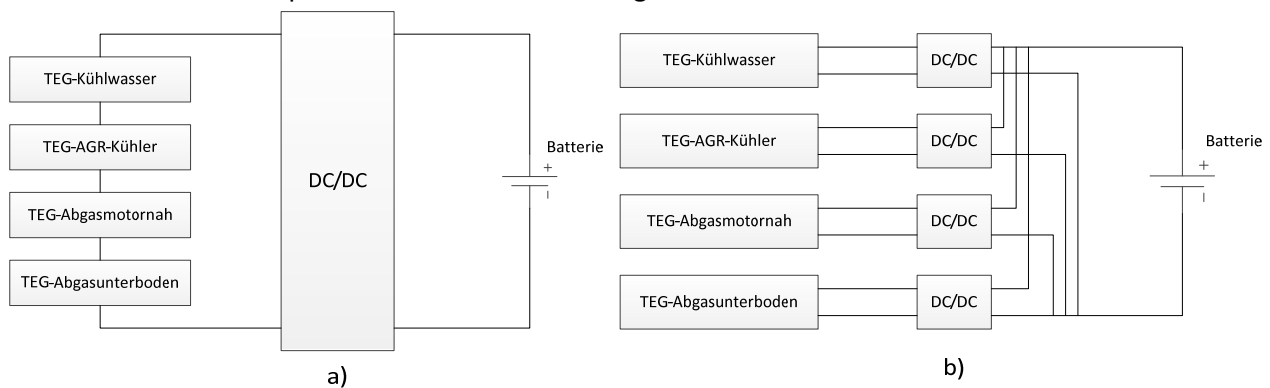


Abbildung 4.2: a) Schaltkonzept des thermoelektrischen Energiesystems bei Verwendung eines zentralen DC/DC-Wandlers; b) Modularer Aufbau des thermoelektrischen Energiesystems bei einer Parallelschaltung von Strangwandlern kleiner Leistung

Mit dem ersten Schaltkonzept in Abbildung 4.2.a erfolgt die Regelung auf einen Arbeitspunkt. Hierdurch werden die einzelnen Stränge abweichend von der optimalen Leistung (*Maximum Power Points*) betrieben. Der modulare Aufbau ist zwar mit höheren Kosten und einem größeren Hardware-Aufwand verbunden, liefert aber eine deutlich höhere Ausgangsleistung durch die Leistungsanpassung an den einzelnen Strängen des Thermogeneratorknetzwerkes. Mit den Eckdaten der Beispielanwendung in der Abgasanlage eines Fahrzeugs werden hier beide Schaltkonzepte untersucht und hinsichtlich ihrer Leistungsbilanz verglichen.

Auf Basis der vorgestellten Messergebnisse zum thermoelektrischen Wirkungsgrad des kommerziellen Thermogenerators *TEG2-127-230-31* in Kapitel 3 wird die zu erwartende

elektrische Leistung in jedem Abgasstrang des Fahrzeugs aus den charakteristischen Wärmeströmen und Temperaturdifferenzen wie folgt berechnet:

$$P_{el}(\Delta T) = \eta_{TEG}(\Delta T) \cdot \dot{Q}_{W,TEG}(\Delta T) \quad (G.I.4-1)$$

Bei dieser Berechnung wird gemessene Kennlinie des thermoelektrischen Wirkungsgrads in Abbildung 3.5.b für hohe Temperaturen ($T_h > 250^\circ C$) linear extrapoliert. Die Umgebungstemperatur bzw. die Kaltseitentemperatur der Thermogeneratoren wird mit $T_c = 33^\circ C$ konstant angenommen. Tabelle 4.2 zeigt die resultierende elektrische Leistung sowie die Anzahl der zu integrierenden Thermogeneratoren in jedem Strang im Abgas- und Kühlsystems des Dieselmotors:

Tabelle 4.2: Berechnete elektrische Ausgangsleistung der Thermogeneratoren entlang der Abgasanlage eines VAG 1,9 I TDI-Dieselmotors und Anzahl der zu integrierenden Thermogeneratoren in jedem Abgasstrang

Lage der Thermogeneratoren	Kühlwasser	AGR-Kühler	Abgas-Unterboden	Abgas-motornah
Thermoelektrischer Wirkungsgrad η_{TEG}	0,96%	3,4%	2,1%	1,1%
Elektrische Leistung $P_{el}(W)$	49,9	81,6	118	78
Anzahl der Thermogeneratoren	12	7	5	3

Die Anzahl der Thermogeneratoren wurde aus dem Verhältnis der zu erwartenden elektrischen Leistung und der gemessenen elektrischen Leistung des kommerziellen Thermogenerators in dem Temperaturbereich des jeweiligen Abgasstrangs ermittelt.

Aus diesen Eckdaten wurden die Strom-Spannungskennlinie und die Strom-Leistungskennlinie für jeden Strang entlang der Abgasanlage berechnet. Die berechneten Kennlinien sind in der Abbildung 4.3 dargestellt.

Die Thermogeneratoren wurden als nicht ideale Gleichspannungsquellen modelliert und in jedem Strang in Reihe geschaltet. Die Leerlaufspannungen und die Innenwiderstände entsprechen den aufgenommenen Messwerten mit dem Kalorimeter.

Bei Verwendung eines zentralen Wandlers fließt der gleiche Strom durch die Reihenschaltung der Thermogeneratoren. Die Ausgangsspannung der einzelnen Stränge weicht deutlich von der halben Leerlaufspannung ab. Die elektrische Gesamtleistung beträgt 255W.

Bei einem modularen Aufbau mit Strangwandlern beträgt die Gesamtleistung 321W. Es resultiert eine deutliche Steigerung des Gesamtwirkungsgrads um 26%.

In den meisten Industrieanwendungen hat man ein heterogenes Temperaturfeld. Ein modularer Aufbau mit einzelnen Wandlereinheiten kleiner Leistung (bis 120W) verbessert signifikant den Gesamtwirkungsgrad des thermoelektrischen Energiesystems. Der hier zu entwickelnde DC/DC-Wandler soll eine Nennleistung von 100W übertragen. Weitere Anforderungen an dem Wandler sind ein möglichst hoher Wirkungsgrad ($\eta_{DC/DC} > 94\%$) auch im Teillastbetrieb, eine hohe

Schaltfrequenz von 100kHz für einen kompakten Aufbau und eine MPPT-Regelung mit einem hohen dynamischen MPPT-Wirkungsgrad ($\eta_{MPPT} > 98\%$).

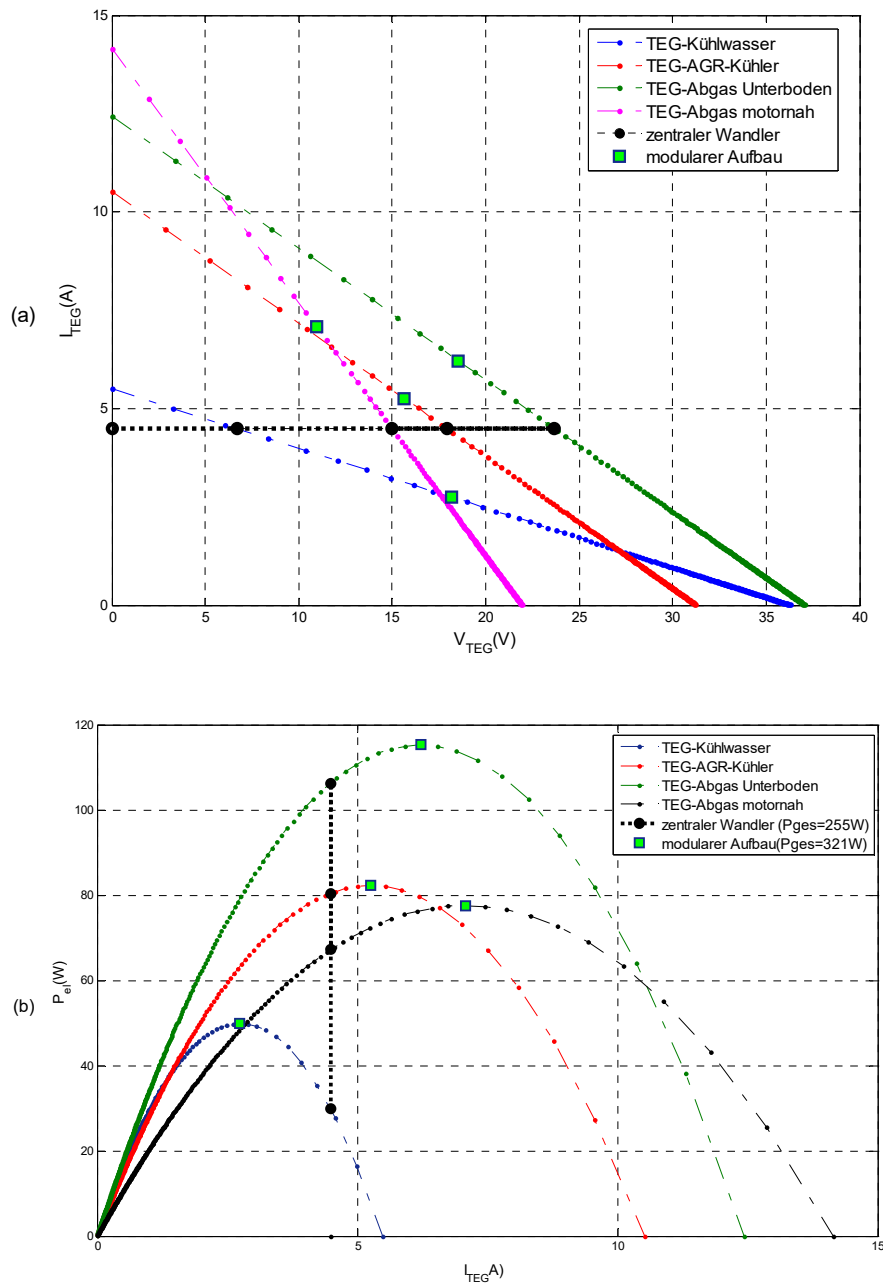


Abbildung 4.3: Berechnete Strom-Spannungskennlinien (a) und Strom-Leistungskennlinien (b) der Thermogeneratoren in den verschiedenen Strängen entlang der Abgasanlage eines VAG 1,9 I TDI-Dieselmotors

Der Eingangsspannungsbereich des Wandlers wird durch die elektrische Verschaltung der Thermogeneratoren bestimmt. Bei einer Reihenschaltung verursacht den Ausfall eines Thermogenerators einen Ausfall des gesamten Strangs. Bei einer Parallelschaltung resultieren aufgrund der niedrigen Ausgangsspannung der Thermogeneratoren hohe Ströme. Hierdurch

steigen die ohmschen Verluste in dem Wandler, was den Wirkungsgrad verschlechtert. Der Wandler soll die Leistungsanpassung unterschiedlicher Schaltkonfigurationen der Thermogeneratoren (in Serie, parallel und in parallel-serielle Stränge) ermöglichen. Auf Basis der aufgenommenen Messdaten zum Thermogenerator *TEG2-127-230-31* mit dem Kalorimeter (vgl. Kapitel 3) und bei Betrachtung aller möglichen Verschaltungen der Thermogeneratoren in den drei Kammern des Kalorimeters ergibt sich eine Eingangsspannung des Wandlers von $V_{TEGs,min} = 3,3V$ bis $V_{TEGs,min} = 40V$. Der Wandler ist somit ein Hoch-Tiefsetzsteller der in Abhängigkeit von der anliegenden Temperaturdifferenz die Spannung aufwärts oder abwärts wandelt. Bei einer Parallelschaltung der Thermogeneratoren bzw. bei geringen nutzbaren Temperaturdifferenzen, ist die Eingangsspannung des Wandlers kleiner als 12V. Hier kann der DC/DC-Wandler als Aufwärtswandler ausgeführt werden.

4.2 Analyse der Wandlertopologien und Auslegung des Leistungsteils

Für die Gleichspannungswandlung können verschiedene Schaltungen verwendet werden. In diesem Abschnitt wird eine detaillierte Analyse möglicher Grundschaltungen ausgeführt. Für die Auslegung und den Vergleich der Wandlertopologien hinsichtlich Wirkungsgrads, erfolgt die Analyse nach dem skizzierten Vorgehen in Abbildung 4.4.

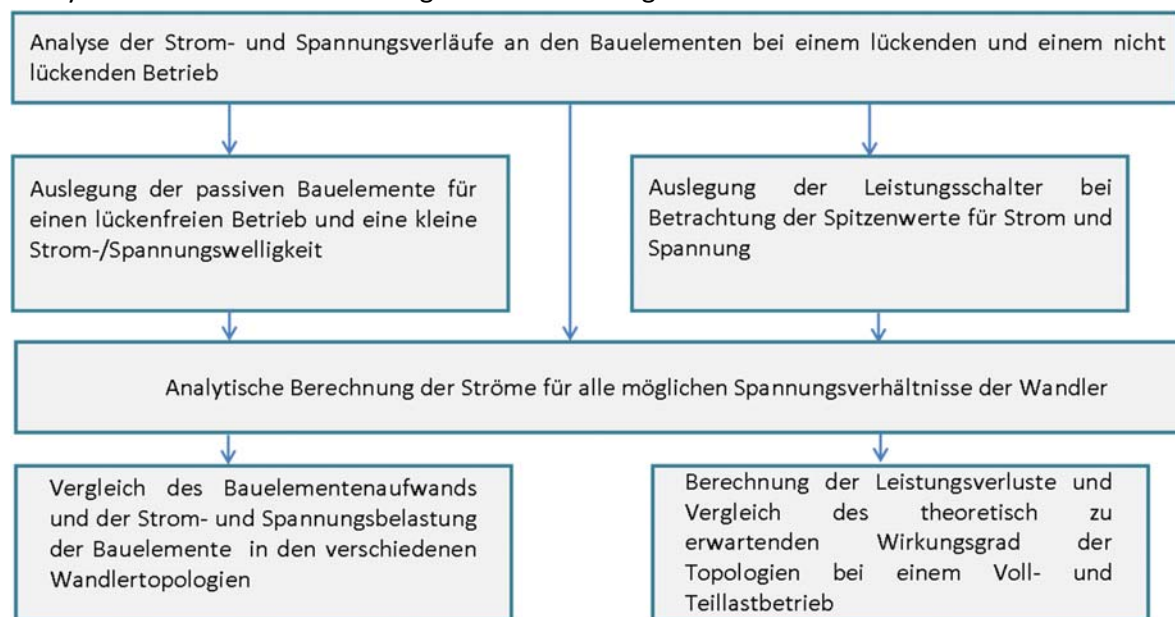


Abbildung 4.4: Schematische Darstellung des Vorgehens bei der Analyse der Wandlertopologien

Für den Bereich kleiner bis mittlerer Leistung und kleiner Spannungen werden vorwiegend Wandler ohne Transformator verwendet. Aufgrund von hohen ohmschen Verlusten auf der Primär- und Sekundärseite des Transformators, sowie den Verlusten in den Streuinduktivitäten, die nur die nur mit einem hohen Bauteil Aufwand durch eine aktive *Clamping*-Schaltung wiedergewonnen werden können, besitzen die Wandler mit galvanischer Trennung bei mittlerer

Leistung und kleiner Spannung einen niedrigen Wirkungsgrad [38]. Im Folgenden werden hauptsächlich DC/DC-Wandler ohne Transformator analysiert.

Die Topologien eines Vollbrückenwandlers, eines SEPIC-Wandlers und eines Zweiphasen-Synchronwandlers werden untersucht.

4.2.1 Lückender und nicht lückender Betrieb

Ein Hoch-/Tiefsetzsteller soll in Abhängigkeit von der anliegenden Temperaturdifferenz die Ausgangsspannung der Thermogeneratoren aufwärts oder abwärts wandeln.

Die Grundschaltung eines Hoch-/Tiefsetzstellers ohne galvanische Trennung ist in Abbildung 4.5 dargestellt.

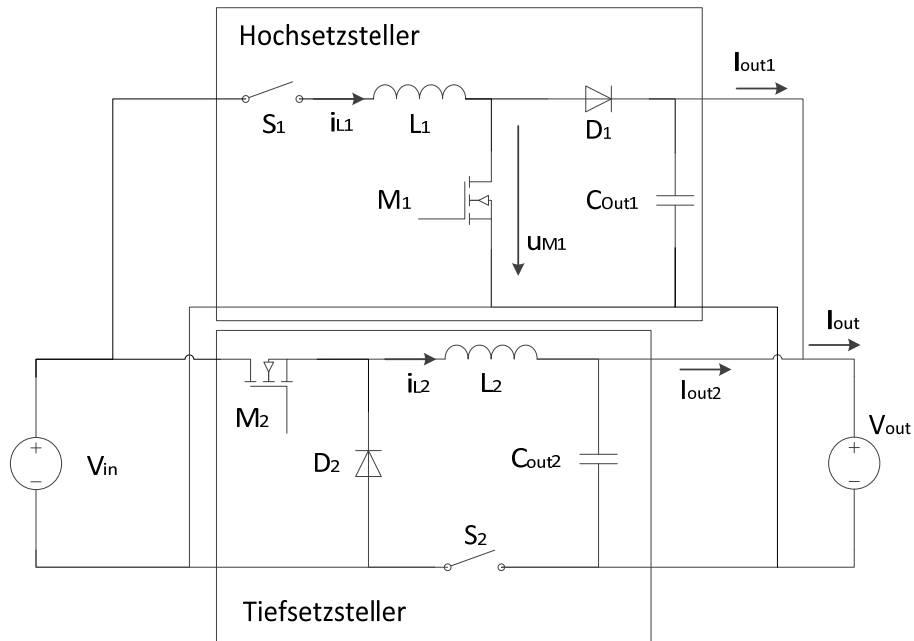


Abbildung 4.5: Schematische Darstellung der Grundschaltung eines Hoch-/Tiefsetzstellers

Durch die Ansteuerung der Kippschalter S_1 und S_2 erfolgt das Umschalten zwischen dem Aufwärts- und dem Abwärtsbetrieb. Aufgrund der hohen Schaltfrequenz von 100kHz werden MOSFETs als Halbleiterschalter eingesetzt. Durch die hohe Schaltfrequenz können die Induktivitäten L_1, L_2 und die Ausgangskondensatoren C_{out1}, C_{out2} klein dimensioniert werden. Für die Auslegung des Hoch-/Tiefsetzstellers werden die Strom- und Spannungsverläufe an den Bauelementen analysiert. In Anlehnung an [39] erfolgt hier die Analyse beispielhaft für den Aufwärtsbetrieb.

Bei einem lückenden Betrieb wird der Strom durch die Induktivitäten i_{L1} bzw. i_{L2} im letzten Abschnitt der Schaltperiode vor der Kommutierung null. Abbildung 4.6 zeigt die Stromverläufe in der Induktivität L_1 , dem MOSFET M_1 und der Diode D_1 bei einem lückenden Strom.

Während der Einschaltzeit des MOSFETs M_1 ($[0; t_e]$) wird die Spule L_1 durch die Spannungsquelle V_{in} am Eingang geladen wodurch der Spulenstrom i_{L1} um den Stromrippel Δi_{L1} steigt:

$$V_{in} = L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L1}}{t_e} \quad (G.1.4-2)$$

In der Sperrphase des MOSFETs ($[t_e; t_e + t_d]$) wird die gespeicherte Energie in der Spule durch die leitende Diode D_1 an die Last übertragen. Der Spulenstrom sinkt auf null. Während des Zeitintervalls $[t_e + t_d; T_s]$ fließt kein Strom durch die Spule:

$$V_{out} - V_{in} = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{t_d} \quad (\text{G.I.4-3})$$

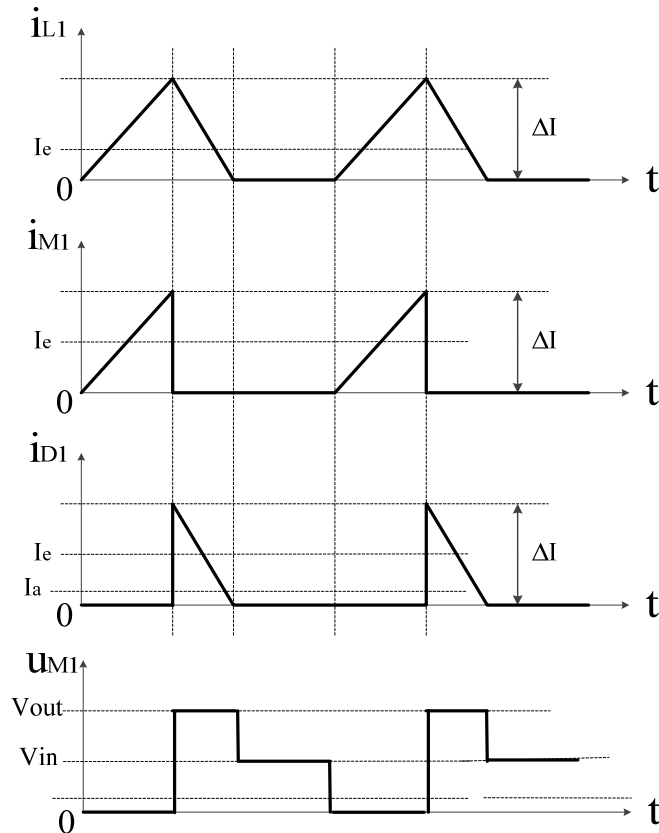


Abbildung 4.6: Prinzipielle Strom- und Spannungsverläufe in den Bauelementen des Hoch-/Tiefsetzstellers bei einem Aufwärtsbetrieb und lückendem Strom

Der Strom fließt auf die Ausgangsseite nur während des Zeitintervalls $[t_e; t_e + t_d]$. Der Mittelwert des Ausgangsstroms über eine Schaltperiode ergibt sich somit zu:

$$I_{out} = \frac{\Delta I_{L1}}{2} \cdot t_d \cdot f_s \quad (\text{G.I.4-4})$$

Wobei f_s die Schaltfrequenz bezeichnet. Setzt man die Gleichungen (G.I.4-2) und (G.I.4-4) in die Gleichung (G.I.4-3) so ergibt sich der folgende Zusammenhang zwischen der Eingangs- und Ausgangsspannung bei einem Aufwärtsbetrieb:

$$V_{out} - V_{in} = \frac{V_{in}^2}{2 \cdot L_1 \cdot I_{out}} \cdot t_e^2 \cdot f_s \quad (\text{G.I.4-5})$$

Das Spannungsverhältnis des Wandlers in Abhängigkeit vom Tastverhältnis $D = t_e / T_s$ resultiert zu:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_{in} \cdot D^2}{2 \cdot L_1 \cdot I_{out} \cdot f_s} + 1 \quad (\text{G.I.4-6})$$

Im lückenden Betrieb wird das Spannungsverhältnis nicht allein durch das Tastverhältnis D bestimmt. Die Spannung hängt in dem Fall vom Laststrom ab. Wenn das Tastverhältnis erhöht wird, steigt der Spitzenwert des Spulenstroms i_{L1} , was gleichbedeutend mit dem Anstieg der Leitdauer der Diode D_1 ist. Bei einem bestimmten Induktivitätswert und einem bestimmten Tastverhältnis, erreicht der Strom nicht mehr den Wert null und die Schaltung geht in den lückenfreien Betrieb. Abbildung 4.7 zeigt die Stromverläufe bei einem nicht lückenden Strom.

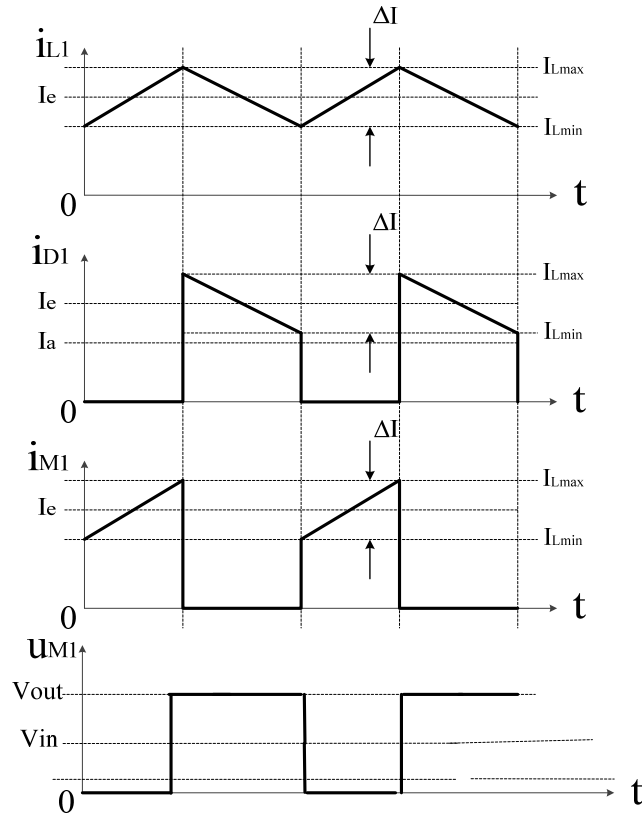


Abbildung 4.7: Prinzipielle Strom- und Spannungsverläufe in den Bauelementen des Hoch-/Tiefsetzstellers bei einem Aufwärtsbetrieb und nicht lückendem Strom

Bei einem lückenfreien Betrieb ist $T_s = t_e + t_d$. Beim Einsetzen in den Gleichungen (G.I.4-2) und (G.I.4-3) ergibt sich das Spannungsverhältnis bei einem Tastverhältnis D zu:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (\text{G.I.4-7})$$

Für die Erreichung eines hohen Gesamtwirkungsgrads des thermoelektrischen Energiesystems soll die MPPT-Regelung des Wandlers eine hohe Regelgüte aufweisen. Hierfür soll ein Wechsel zwischen dem lückenden und nicht lückenden Betrieb vermieden werden. Die Auslegung des Wandlers erfolgt hier für einen stationären Betrieb im lückenfreien Bereich. Bei einem lückenfreien Betrieb wird das Spannungsverhältnis allein durch das Tastverhältnis bestimmt. Die Regelstrecke kann bei Betrachtung der Spannungs- und Strommittelwerte über eine Schaltperiode als lineares zeitinvariantes System modelliert werden (vgl. Kapitel 5). Bei einem

lückenden Strom ist das System nicht linear (vgl. Gleichung (G.I.4-6), [40]). Eine analytische Beschreibung des Übertragungsverhaltens des Wandlers für die Auslegung eines optimalen Reglers ist in dem Fall unmöglich. Dies führt zu einem instabilen Systemverhalten und damit zu einer Verschlechterung des dynamischen MPPT-Wirkungsgrads bei Temperaturschwankungen bzw. bei schnellen Lastwechseln. Für die Auslegung des Wandlers soll die Grenzkurve des lückenfreien Betriebs für den gesamten Stellbereich des Tastverhältnisses in Abhängigkeit vom Laststrom ermittelt werden. Setzt man die Spannungsverhältnisse des lückenden und nicht lückenden Betriebs in den Gleichungen (G.I.4-6) und (G.I.4-7) gleich, so ergibt sich der Laststrom im Grenzfall zu:

$$I_{out,g} = \frac{V_{in}^2}{V_{out}^2} \cdot \frac{V_{out} - V_{in}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \quad (G.I.4-8)$$

Für die Darstellung der Grenzkurve des lückenfreien Betriebs für alle möglichen Spannungsverhältnisse betrachten wir den normierten Laststrom:

$$I_{out,gN} = \frac{I_{out,g} \cdot L_1 \cdot f_s}{V_{in}} \quad (G.I.4-9)$$

Beim Zusammenfassen der Gleichungen (G.I.4-7), (G.I.4-8) und (G.I.4-9) ergibt sich der Zusammenhang zwischen dem normierten Laststrom und dem Tastverhältnis an der Grenze zum lückenden Betrieb zu:

$$I_{out,gN} = \frac{D}{2} \cdot (1 - D) \quad (G.I.4-10)$$

Der Stellbereich des Tastverhältnisses ergibt sich aus den gemessenen Ausgangsspannungen der Thermogeneratoren. Bei Betrachtung aller möglichen Schaltkonfigurationen der Thermogeneratoren und bei einer konstanten Ausgangsspannung $V_{out} = 12V$ werden das kleinstmögliche und größtmögliche Tastverhältnis des Wandlers wie folgt bestimmt:

$$D_{min,max} = 1 - \frac{V_{TEGs,max,min}(\Delta T)}{V_{out}} \quad \text{für den Aufwärtsbetrieb und:} \quad (G.I.4-11)$$

$$D_{min,max} = \frac{V_{out}}{V_{TEGs,max,min}(\Delta T)} \quad \text{für den Abwärtsbetrieb.} \quad (G.I.4-12)$$

Wobei $V_{TEGs,max,min}$ die geringste bzw. größte gemessene Ausgangsspannung der Thermogeneratoren am Eingang des Wandlers bezeichnet. Abbildung 4.8 zeigt die Betriebsbereiche des Wandlers für den Stellbereich $0 < D \leq 0,9$ in Abhängigkeit vom normierten Laststrom $I_{out,gN}$. Bei großen Lastströmen im lückenfreien Betrieb wird das Spannungsverhältnis des Wandlers durch das konstante Tastverhältnis bestimmt. Bei geringen Lastströmen im

lückenden Betrieb muss das Tastverhältnis in Abhängigkeit von dem Laststrom variiert werden um die Ausgangsspannung konstant zu halten (nicht lineares Verhalten).

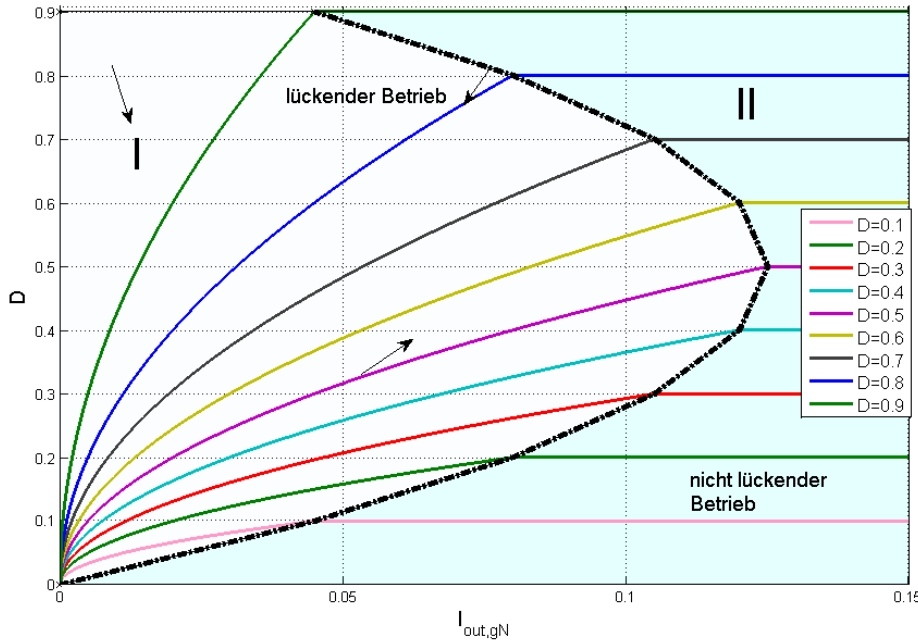


Abbildung 4.8: Berechnete Grenzkurve zwischen dem lückenden und nicht lückenden Betrieb des Wandlers für den gesamten Stellbereich des Tastverhältnisses in Abhängigkeit von dem normierten Laststrom $I_{out,gN}$ (bei der Annahme einer konstanten Ausgangsspannung und einer Induktivität $L_1 = L_{1,min}$ nach der Gleichung G.I.4-13)

4.2.2 Auslegung der passiven Bauelemente

Für einen lückenfreien Betrieb des Wandlers muss folgendes gelten: $\forall D_{min} \leq D \leq D_{max} : I_{out} > I_{out,g}$. Bei Betrachtung der Gleichungen (G.I.4-9) und (G.I.4-10) kann eine Dimensionierungsvorschrift für die Induktivität L_1 abgeleitet werden:

$$L_1 > L_{1,min} = \frac{V_{TEGs,min}}{f_s} \cdot \frac{V_{out}}{P_N} \cdot \frac{D_{max}}{2} \cdot (1 - D_{max}) \quad (G.I.4-13)$$

Wobei P_N die Nennleistung des Wandlers bezeichnet. Bei Betrachtung des gesamten Eingangsspannungsbereichs des Wandlers ergibt sich, bei einer Schaltfrequenz von 100 kHz und einer Nennleistung von 100W, der Mindestwert $L_{1,min} = 5,5\mu H$.

Der resultierende Stromripple ΔI_{L1} ist vom Tastverhältnis abhängig und ergibt sich aus den Gleichungen (G.I.4-2) und (G.I.4-7) zu:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{out}}{f_s \cdot L_1} \cdot D \cdot (1 - D) \quad (G.I.4-14)$$

Für die Auslegung der Wicklung der Spule wird der maximale Stromripple bei einem Tastverhältnis $D = 0,5$ betrachtet. Die Wicklung wird für einen maximalen Spulenstrom $i_{L1,max}$ dimensioniert:

$$i_{L1,max} = \frac{P_N}{V_{TEGs,min}} + \frac{\Delta I_{L1,max}(D=0,5)}{2} = 34,7A \quad (G.I.4-15)$$

Die Auslegung des Ausgangskondensators $C_{out,1}$ erfolgt für eine geringe Spannungswelligkeit am Ausgang des Wandlers. Der Kapazitätswert wird für einen zulässigen Spannungsrippel $\Delta V_{out} = 0,3V$ bestimmt. Während der Einschaltzeit des MOSFETs M_1 , fließt kein Strom von der Energiequelle in die Last. Der Laststrom wird während dieses Zeitintervalls vom Ausgangskondensator geliefert:

$$\frac{C_{out,1} \cdot \Delta V_{out}}{t_e} = I_{out} \quad (G.I.4-16)$$

Bei Betrachtung des Entladevorgangs des Kondensators für die größtmögliche Einschaltzeit des MOSFETs bzw. das maximalen Tastverhältnis, ergibt sich die Ausgangskapazität zu:

$$C_{out,1} = \frac{P_N}{V_{out}} \cdot D_{max} \cdot \frac{\Delta V_{out}}{f_s} = 220\mu F \quad (G.I.4-17)$$

Für die Auslegung der Spule L_2 und des Kondensators $C_{out,2}$ wurde die Analyse für den Abwärtsbetrieb des Wandlers in analoger Weise ausgeführt. Die Analyse ergibt die gleiche Grenzkurve des lückenfreien Betriebs für den Abwärtswandler. Somit wird die Induktivität L_2 nach derselben Dimensionierungsvorschrift in Gleichung (G.I.4-13) ausgelegt. Das maximale Tastverhältnis D_{max} in der Gleichung soll allerdings für den Abwärtsbetrieb (vgl. Gleichung G.I.4-12) ausgewählt werden. Es ergibt sich ein Mindestwert der Induktivität $L_{2,min} = 4,5\mu H$.

Während der Sperrzeit des MOSFETs M_2 wird die Spule L_2 durch die Last entladen. Somit gilt:

$$V_{out} = L_2 \cdot \frac{\Delta I_{L2} \cdot f_s}{1-D} \quad (G.I.4-18)$$

Aus der Gleichung (G.I.4-18) wird der Stromrippel berechnet. Der maximale Stromrippel ergibt sich bei dem kleinstmöglichen Tastverhältnis $D = D_{min}$. Die Wicklung wird für einen maximalen Spulenstrom $i_{L2,max}$ dimensioniert:

$$i_{L2,max} = \frac{P_N}{V_{TEGs,min}} + \frac{\Delta I_{L2,max}(D=D_{min})}{2} = 33A \quad (G.I.4-19)$$

Die Auslegung des Ausgangskondensators $C_{out,2}$ erfolgt bei Betrachtung des Stromverlaufs durch den Kondensator: $i_{C,out2} = i_{L2} - i_{out}$. Bei der Annahme einer ideal geglätteten Gleichspannung am Ausgang des Wandlers ist der Ausgangsstrom ein Gleichstrom ($i_{out} = I_{out}$). Somit entspricht der Kondensatorstrom $i_{C,out2}$ dem Wechselanteil des Spulenstroms i_{L2} . Die Kondensatorspannung kann durch die Integration des dreieckförmigen Wechselanteils des Spulenstroms i_{L2} mit dem Stromrippel ΔI_{L2} berechnet werden. Die Änderung der Kondensatorspannung über eine

Schaltperiode entspricht dem zulässigen Spannungsrippel ($\Delta V_{out} = 0,3V$) am Ausgang des Wandlers und berechnet sich zu:

$$\Delta V_{C_{out,2}} = \Delta V_{out} = \frac{1}{C_{out,2}} \int_0^{D \cdot T_s / 2} \frac{\Delta I_{L2}}{D \cdot T_s} \cdot t \cdot dt + \frac{1}{C_{out,2}} \int_0^{(1-D) \cdot T_s / 2} \left(\frac{\Delta I_{L2}}{2} - \frac{\Delta I_{L2}}{(1-D) \cdot T_s} \cdot t \right) \cdot dt \quad (G.1.4-20)$$

Der Kapazitätswert $C_{out,2}$ ergibt sich aus der Lösung des Integrals zu:

$$C_{out,2} = \frac{\Delta I_{L2}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_{out}} = 150 \mu F \quad (G.1.4-21)$$

4.2.3 Der Vollbrückenwandler

In der dargestellten Grundschialtung des Hoch-/Tiefsetzstellers in Abbildung 4.5 entstehen hohe Leitverluste durch die Flussspannungen der Dioden D_1 und D_2 . Für die Steigerung des Wirkungsgrads des Wandlers werden die Dioden durch Highside-MOSFETs, die während der Leitzeit der Dioden eingeschaltet sind (Synchronschalter) ersetzt. Die Durchlassverluste werden durch die kleinen R_{DSon} -Widerstände der MOSFETs deutlich reduziert. Durch die Kaskadierung des Abwärts- und Aufwärtswandlers bei Verwendung einer gemeinsamen Spule, vermeidet man zusätzlich die Umschaltverluste in den Kippschaltern S_1 und S_2 . Die Verlustleistung an den Induktivitäten wird reduziert. Abbildung 4.9 zeigt die verbesserte Topologie eines Vollbrückenwandlers.

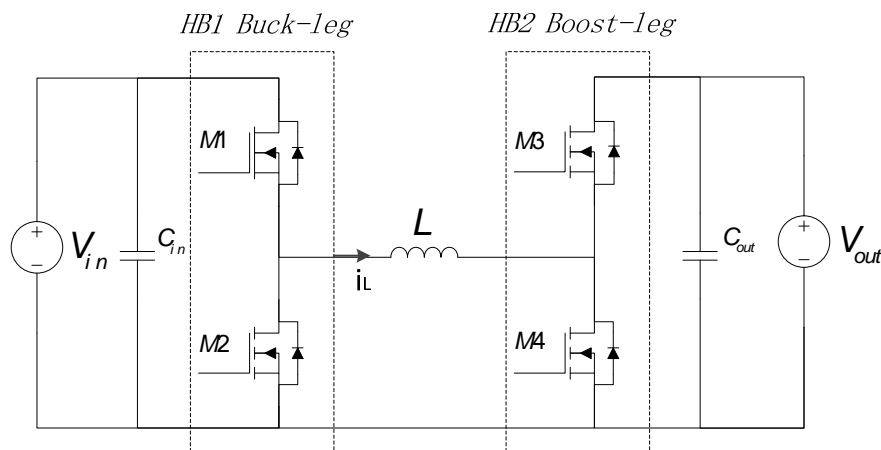


Abbildung 4.9: Schematische Darstellung der Schaltungstopologie eines Vollbrückenwandlers

Im Abwärtsbetrieb werden die MOSFETs der ersten Halbbrücke M_1 und M_2 mit einem Tastverhältnis D entgegengesetzt getaktet, während M_3 und M_4 dauerhaft ein- und ausgeschaltet sind. Im Aufwärtsbetrieb werden die MOSFETs der zweiten Halbbrücke M_3 und M_4 entgegengesetzt getaktet, während M_1 und M_2 dauerhaft ein- und ausgeschaltet sind. Der Spulenstrom wird während der Totzeit vor der Kommutierung von einem MOSFET einer Halbbrücke auf dem gegenüber liegenden durch die Freilaufdioden durchgeleitet.

In der Grundschialtung in Abbildung 4.5 wurden die beiden Fälle des lückenden und lückenfreien Betriebs analysiert. Dies war notwendig da die Dioden nur in Flussrichtung leiten und keine negativen Ströme zulassen. Bei Verwendung der MOSFETs als Synchronschalter in dem

Vollbrückenwandler findet kein lückender Betrieb statt. Bei einem bestimmten Tastverhältnis ist allerdings eine Umkehrung der Stromrichtung des Spulenstroms i_L und damit des Energieflusses . Um eine Umkehrung des Energieflusses zu vermeiden wird die Induktivität L nach der Dimensionierungsvorschrift in (G.l.4-13) für einen unidirektionalen Betrieb ausgelegt ($L > L_{min} = 5,5\mu H$).

Abbildung 4.10 zeigt die Stromverläufe in der Spule und den Halbleiterschaltern der getakteten Halbbrücke HB2 bei einem unidirektionalen Aufwärtsbetrieb des Vollbrückenwandlers.

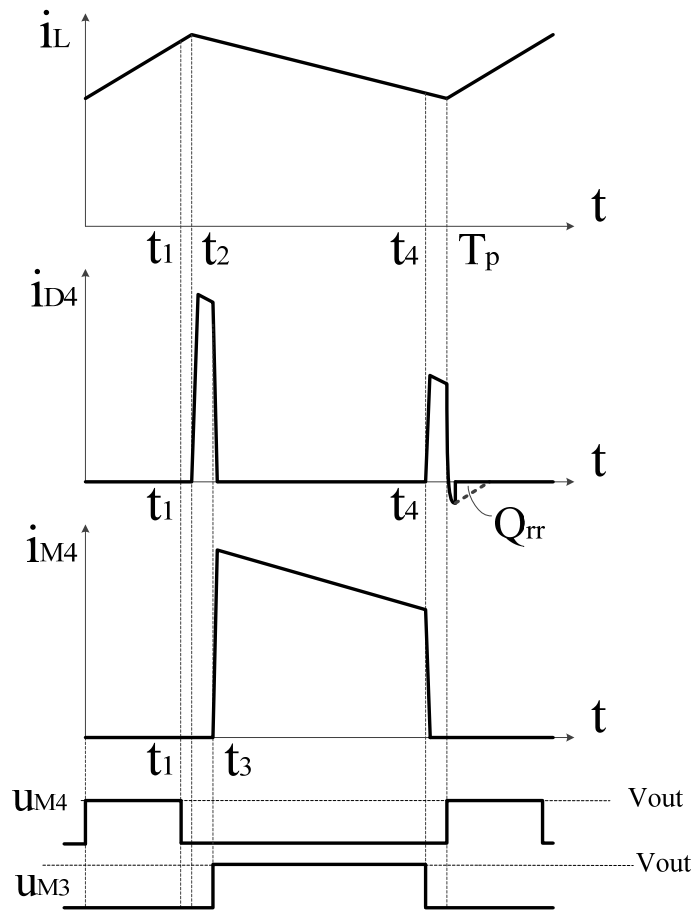


Abbildung 4.10: Prinzipielle Strom- und Spannungsverläufe in den Halbleiterschaltern der getakteten Halbbrücke HB2 und in der Spule L bei einem unidirektionalen Aufwärtsbetrieb des Vollbrückenwandlers

Wie in Abbildung 4.10 dargestellt, wird der MOSFET M_4 zum Zeitpunkt t_4 kurz vor dem Wiedereinschalten des MOSFETs M_3 zum Beginn der nächsten Schaltperiode ausgeschaltet. Während dieser Totzeit ($T_s - t_4$) wird der Spulenstrom durch die Freilaufdiode D_3 geleitet. Nach

Ablauf der Totzeit wird die Body-Diode durch das MOSFET kurzgeschlossen. Bei einer klein gewählten Totzeit können die *Reverse Recovery*-Verluste der Diode reduziert werden.

Bei der Spezifikation der MOSFETs ist auf die kritische Stromdichte S_{krit} als wichtiger Auswahlparameter zu achten. Die kritische Stromdichte eines MOSFETs ist wie folgt definiert:

$$S_{krit} = \frac{V_F}{r_D' - R_{DSon}'} \quad (G.1.4-22)$$

Wobei V_F die Vorwärtsspannung der Diode ist. R_{DSon}' und r_D' bezeichnen die spezifischen Durchlasswiderstände des MOSFETs und der Diode bezogen auf die Chipfläche des Bauteils. Bei einer Überschreitung der kritischen Stromdichte teilt sich der Strom zwischen dem MOSFET und der Diode auf. Es erfolgt keine vollständige Kommutierung des Stroms. Hierdurch wird das Synchronschalten verhindert und die Durchlassverluste werden nicht reduziert. Die maximale Stromdichte im MOSFET wird aus Verhältnis des Spitzenstroms $i_{L,max}$ und der Chipfläche des Bauteils ermittelt und soll deutlich kleiner als S_{krit} sein. Der Spitzenstrom $i_{L,max}$ entspricht dem größten Wert von den ermittelten Stromwerten $i_{L1,max}$ und $i_{L2,max}$ in den Gleichungen (G.1.4-14) und (G.1.4-18):

$$i_{L,max} = \max(i_{L1,max}, i_{L2,max}) \approx 35A \quad (G.1.4-23)$$

Im Vollbrückenwandler erfolgt die Glättung der Ausgangsspannung durch einen gemeinsamen Kondensator C_{out} für den Aufwärts- und Abwärtsbetrieb. Somit ergibt sich der Kapazitätswert für die Einhaltung des Spannungsrippels $\Delta V_{out} = 0,3V$ für beide Betriebsmodi zu:

$$C_{out} = \max(C_{out1}, C_{out2}) = 220\mu F \quad (G.1.4-24)$$

4.2.4 Der SEPIC-Wandler

Eine Alternative zum Vollbrückenwandler bietet der SEPIC-Wandler (Single Ended Primary Inductance Converter). Abbildung 4.11 zeigt die Schaltungstopologie des Wandlers. Für die Reduzierung der Durchlassverluste wird auch hier anstatt einer Diode ein *Highside*-MOSFET M_2 als Synchronschalter verwendet.

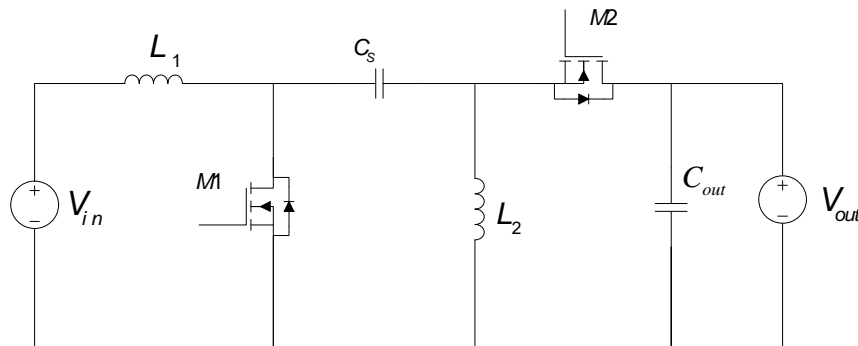


Abbildung 4.11: Schematische Darstellung der Schaltungstopologie eines SEPIC-Wandlers

Der SEPIC-Wandler bietet der Vorteil einer geringen Zahl an Schalter ($n=2$) besitzt aber, eine höhere Anzahl an passiven Bauelemente ($m=3$). Der Wandler nutzt zwei Spulen (L_1, L_2) und

einen zusätzlichen Kondensator C_s für den Energietransfer zwischen der Eingangs- und der Ausgangsseite. Der SEPIC-Wandler ist durch den Zwischenkondensator C_s kurzschlussfest. Der lückende und nicht lückende Betrieb des SEPIC-Wandlers werden in [41] ausführlich analysiert. Abbildung 4.12 zeigt die prinzipiellen Stromverläufe in den Bauelementen des Wandlers bei einem lückenfreien Betrieb.

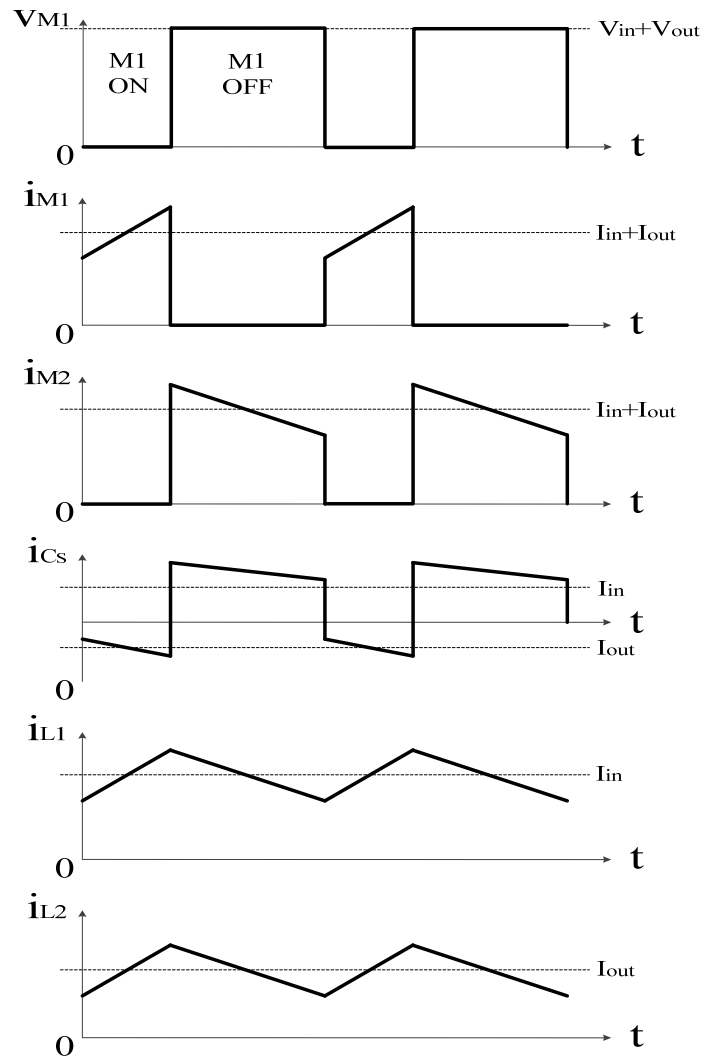


Abbildung 4.12: Prinzipielle Strom- und Spannungsverläufe in den Bauelementen des SEPIC-Wandlers bei einem lückenfreien Betrieb

Wenn der MOSFET M_1 eingeschaltet ist, wird die Spule L_1 durch die Eingangsspannung V_{in} geladen. Der Strom i_{L1} steigt um den Stromrippel Δi_{L1} an. Der, auf die Spannung V_{in} , aufgeladene Kondensator C_s wirkt als zweite Spannungsquelle und lädt die Spule L_2 . Der Strom i_{L2} steigt ebenfalls rampenförmig an. In dieser Phase sperrt der Synchronschalter M_2 . Während der Sperrphase des Hauptschalters M_1 , kehrt sich die Polarität der Spannung an den Spulen um ($V_{L1} = V_{L2} = -V_{out}$). Der Synchronschalter M_2 leitet die gespeicherte Energie in den Spulen an die

Last. Betrachtet man die den Lade- und Entladevorgang der Spule L_1 während den beiden Schaltphasen des Hauptschalters M_1 so gilt:

$$V_{in} = \frac{L_1 \cdot \Delta I_{L1}}{D \cdot T_s}; V_{out} = \frac{L_1 \cdot \Delta I_{L1}}{(1-D) \cdot T_s} \quad (G.I.4-25)$$

Fasst man die beiden Gleichungen zusammen so erhält man für das Spannungsverhältnis des SEPIC-Wandlers:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (G.I.4-26)$$

Das Umschalten zwischen dem Abwärts- und dem Aufwärtsbetrieb erfolgt durch das Tastverhältnis als Stellgröße ($D > 0,5 \Rightarrow$ Hochsetzbetrieb, $D < 0,5 \Rightarrow$ Tiefsetzbetrieb).

Die Induktivitäten L_1 und L_2 werden aus der Gleichung (G.I.4-25) für den denselben Stromrippel $\Delta I_L = \Delta I_{L1} = \Delta I_{L2}$ wie folgt gleich ausgelegt:

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{in,min}}{\Delta I_L \cdot f_s} \cdot D_{max} = 4,5 \mu H \quad (G.I.4-27)$$

Der Spitzenwert des Spulenstroms $i_{L,max}$ für die Dimensionierung der Wicklung der Spulen ergibt sich zu:

$$i_{L,max} = i_{L1,max} = i_{L2,max} = \frac{P_N}{V_{in,min}} + \frac{\Delta I_L}{2} = 27 A \quad (G.I.4-28)$$

Während der Einschaltphase des Hauptschalters M_1 wird die gespeicherte Energie im Zwischenkondensator C_s in die Spule L_2 umgeladen. Bei Betrachtung der Energiebalance während dieser Schaltphase und der Annahme eines maximalen Spannungsrippels $\Delta V_{Cs} = 0,3V$ am Kondensator C_s gilt:

$$C_s \cdot V_{in} \cdot \Delta V_{Cs} = L_2 \cdot I_{out} \cdot \Delta I_L \quad (G.I.4-29)$$

Der Kapazitätswert C_s ergibt sich zu:

$$C_s = \frac{L_2 \cdot \Delta I_L}{V_{in,min} \cdot \Delta V_{Cs}} \cdot \frac{P_N}{V_{out}} = 320 \mu F \quad (G.I.4-30)$$

Während der Sperrphase des Synchronschalters M_2 wird die Last durch den Ausgangskondensator C_{out} versorgt. Der Ausgangskondensator des SEPIC-Wandlers wird analog zum Ausgangskondensator eines Aufwärtswandlers C_{out1} nach der Gleichung (G.I.4-17) gleich ausgelegt.

Bei der Auswahl des Hauptschalters M_1 muss eine hohe Sperrspannungsfestigkeit von $V_{in,max} + V_{out}$ berücksichtigt werden. Durch die Überlappung von Strom und Spannung während des Ein- und Ausschaltvorgangs des MOSFETs entstehen bei der hohen Sperrspannung große Schaltverluste. Diese können bei einem weichen Schalten des MOSFETs reduziert werden. Der Stromanstieg durch den MOSFET kann durch die parasitären Induktivitäten des Bauteilgehäuses und der Leiterbahnen der Platine L_{Streu} verlangsamt werden. Der MOSFET ist in dem Fall vollständig geschaltet bevor die Stromkommutierung abgeschlossen ist. Hierfür muss der MOSFET schnell genug einschalten. Die Ladezeit der Eingangskapazität des ausgewählten

MOSFETs, die aus der Gate-Source- und Gate-Drain-Kapazitäten besteht, muss kleiner als die Stromkommutierungszeit Δt_k sein. Diese berechnet sich zu:

$$\Delta t_k = \frac{L_{Streu} \cdot (I_{in} + I_{out})}{V_{in}} \quad (G.1.4-31)$$

4.2.5 Strom- und Spannungsbelastung der Bauelemente

Nach der Bestimmung der wichtigsten Kenngrößen für die Dimensionierung der vorgestellten Wandlertopologien, werden die Effektivwerte der Ströme durch die Bauelemente für alle möglichen Spannungsverhältnisse bestimmt.

Tabelle 4.3: Abgeleitete Effektivströme durch die Bauelemente des Vollbrückenwandlers und des SEPIC-Wandlers nach [42], [43] in Abhängigkeit vom Tastverhältnis

Wandlertopologie	Bauteil	Stromeffektivwert(I_{eff})
Vollbrückenwandler	L	$I_{L,eff} = \sqrt{\frac{\Delta I_L^2}{12} + \left(\frac{P_N}{V_{out} * (1-D)}\right)^2}$
	M_1	$I_{M_1,eff} = I_{L,eff}$
	M_2	$I_{M_2,eff} = \sqrt{1-D} * I_{L,eff}$
	M_3	$I_{M_3,eff} = \sqrt{1-D} * I_{L,eff}$
	M_4	$I_{M_4,eff} = \sqrt{D} * I_{L,eff}$
	C_{out}	$I_{C_{out},eff} = \sqrt{\frac{\Delta I_L^2 * (1-D)}{12} + \left(\frac{P_N}{V_{out}}\right)^2 * \left(\frac{D}{1-D}\right)^2}$
SEPIC-Wandler	L_1	$I_{L_1,eff} = \sqrt{\frac{D}{1-D} * \left(\frac{P_N}{V_{out}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta I_L}{3}\right)^3}$
	L_2	$I_{L_2,eff} = \sqrt{\left(\frac{P_N}{V_{out}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta I_L}{3}\right)^3}$
	M_1	
	M_2	$I_{M_2,eff} = \sqrt{1-D} * I_{L_2,eff}$
	C_s	$I_{C_s,eff} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_L}{3}\right)^3 + \frac{D}{1-D} * \left(\frac{P_N}{V_{out}}\right)^2}$
	C_{out}	$I_{C_{out},eff} = \frac{\sqrt{3}}{6} * \Delta I_L$

Die abgeleiteten Effektivströme durch die Bauelemente des Vollbrückenwandlers und des SEPIC-Wandlers in Abhängigkeit vom Tastverhältnis sind in der Tabelle 4.3 zusammengefasst.

Die Stromrippeln ΔI_L für die beiden Wandler werden aus den Gleichungen (G.I.4-14) und (G.I.4-25) in Abhängigkeit vom Tastverhältnis bestimmt. Für den Vollbrückenwandler wurde die Strombelastung der MOSFETs M_1 und M_2 (bzw. M_3 und M_4) während der Ansteuerung der entsprechenden Halbbrücke HB_1 (bzw. HB_2) betrachtet. Die maximale Strombelastung der passiven Bauelemente des Vollbrückenwandlers ergibt sich bei einem Aufwärtsbetrieb.

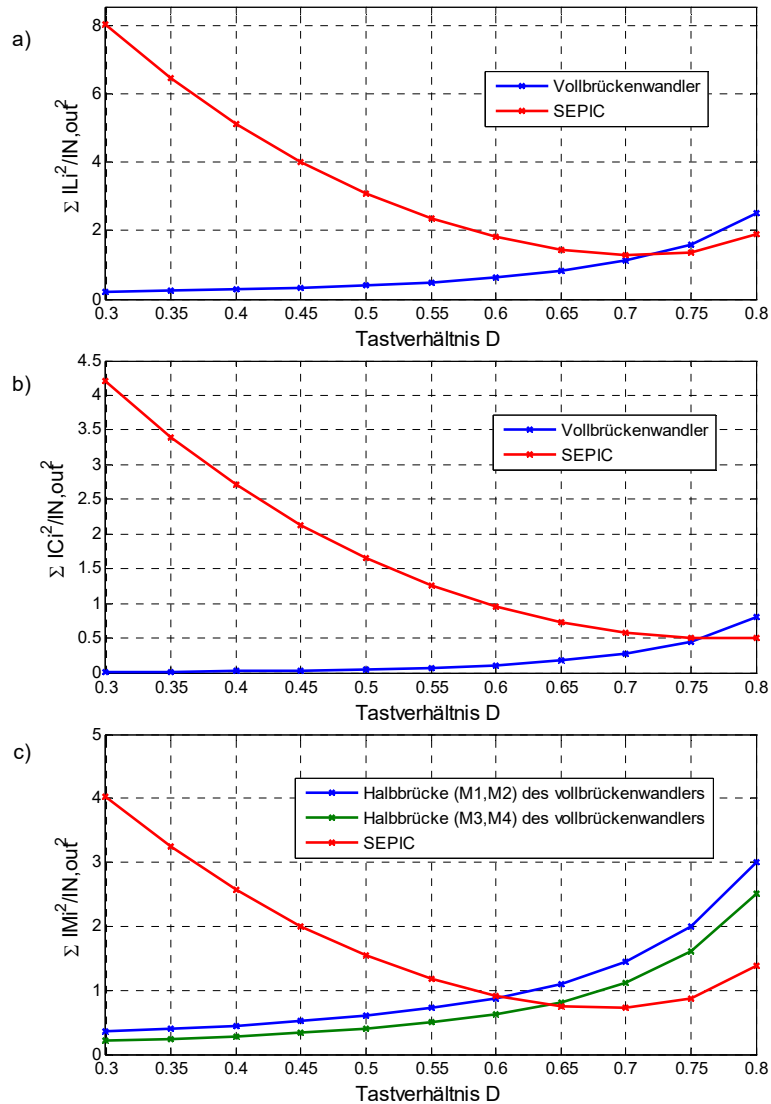


Abbildung 4.13: Normierte Quadratsumme der Stromeffektivwerte a) durch die Induktivitäten; b) durch die Kapazitäten; c) durch die Halbleiterschalter, in den beiden Wandlerkonzepten in Abhängigkeit vom Tastverhältnis

Für den Vergleich der Strombelastung der MOSFETs und der passiven Bauelemente in den beiden Wandlerkonzepten wird eine normierte Quadratsumme der Stromeffektivwerte für den gesamten Stellbereich des Tastverhältnisses $D_{min} = 0,3 \leq D \leq D_{max} = 0,8$ bei einem

Volllastbetrieb mit der Nennleistung ($P_N = 100W$) in Abbildung 4.13 dargestellt. Die Normierung erfolgt bezogen auf dem Quadrat des Nennstroms $I_{N,out}^2 = \left(\frac{P_N}{V_{out}}\right)^2$.

Mit dieser Darstellung lässt sich eine erste Abschätzung der zu erwartenden Durchlassverluste in den beiden Wandlern ablesen. Bei Betrachtung des gesamten Stellbereiches des Tastverhältnisses resultiert eine hohe Strombelastung der passiven Bauelemente in dem SEPIC-Wandler. Dementsprechend sind die zu erwartenden Durchlassverluste in den parasitären Widerständen der Spulen und der Kondensatoren in diesem Wandler im Vergleich zum Vollbrückenwandler deutlich höher.

Bei kleinen Eingangsspannungen (Bereich $D > 0,6$ für den SEPIC-Wandler) ist die Strombelastung der Halbleiterschalter des SEPIC-Wandlers im Vergleich zum Vollbrückenwandler geringer. Für $V_{in} < 10V$ sind die zu erwartenden Durchlassverluste in den getakteten Halbleiterschaltern (M_3, M_4) bei einem Aufwärtsbetrieb des Vollbrückenwandlers hoch. Zur Reduktion der Strombelastung der Halbleiterschalter im Aufwärtsbetrieb wird für Anwendungen mit kleiner Eingangsspannung die Schaltungstopologie des Zweiphasen-Synchronwandlers im nächsten Abschnitt 4.2.6 vorgestellt.

Was die Spannungsbelastung der MOSFETs angeht, entspricht die Sperrspannung der MOSFETs im Vollbrückenwandler der maximale Leerlaufspannung der Thermogeneratoren am Eingang des Wandlers ($V =_{TEGS,Leerlauf\ max} = 80V$). Für den SEPIC-Wandler ist die Sperrspannung des Hauptschalters M_1 höher und beträgt $V =_{TEGS,Leerlauf\ max} + V_{out} = 92V$.

4.2.6 Der Zweiphasen-Synchronwandler

Bei einer Parallelschaltung der Thermogeneratoren am Eingang des Wandlers resultieren kleine Eingangsspannungen und hohe Ströme. Abbildung 4.13.c zeigte eine hohe Strombelastung der Halbleiterschalter des Vollbrückenwandlers im Aufwärtsbetrieb. Durch die Unterteilung des Wandlers in zwei parallel geschaltete und versetzt getaktete Phasen werden die Ströme durch die MOSFETs halbiert, wobei jedoch die Anzahl der MOSFETs verdoppelt wird ($n=4$). Insgesamt ergibt sich aber eine Halbierung der Durchlassverluste in den MOSFETs und den parasitären Widerständen der Leiterplatte:

$$P_{v,Durchlass} = 2 \cdot \sum_{i=1}^N R_{DSon,i} \cdot (I/2)^2 + 2 \cdot \sum_{i=1}^K R_{Leiter,i} \cdot (I/2)^2 \quad (G.I.4-32)$$

Auch die Spulenströme werden halbiert was bedeutet dass insgesamt weniger Kernmaterial benötigt wird. Die Parallelschaltung der Phasen erfolgt an einem gemeinsamen Ausgangskondensator. Abbildung 4.14 zeigt die Topologie des Zweiphasen-Synchronwandlers. Die Halbleiterschalter der beiden Phasen werden mit demselben Tastverhältnis D und derselben Schaltfrequenz angesteuert. Die beiden Phasen werden um $T_s/2$ versetzt getaktet. Hierdurch

reduziert sich der Stromrippel. Durch die phasenverschobene Ansteuerung (*Interleaving*) resultiert eine höhere effektive Schaltfrequenz ($f_{s,eff} = 2 \cdot f_s$).

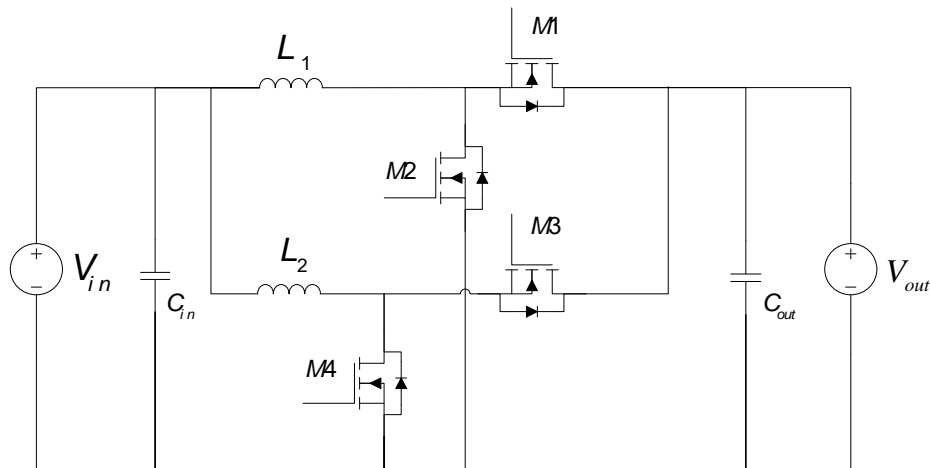


Abbildung 4.14: Schematische Darstellung der Schaltungstopologie eines Zweiphasen-Synchronwandlers

Somit verringert sich auch der Spannungsrippel am Ausgangskondensator des Wandlers. Für einen gleichen zulässigen Spannungsrippel ΔV_{out} kann der Ausgangskondensator kleiner dimensioniert werden.

Mit Hilfe der Toolbox *Simpowersystems* wurde ein Simulationsmodell des Wandlers in *MATLAB/Simulink* erstellt. Hierbei wurden die MOSFETs als steuerbare Drain-Source-Widerstände modelliert und die parasitären Widerstände der Spulen und Kondensatoren als vernachlässigbar klein angenommen. Die Simulation erfolgte für einen gesteuerten Betrieb mit der Nennleistung $P_N = 100W$ und der kleinstmöglichen Spannung der Thermogeneratoren am Eingang des Wandlers $V_{in,min} = V_{TEGs,min} = 3,3V$.

Abbildung 4.15 zeigt die zeitlich versetzten Spulenströme in den einzelnen Phasen des Wandlers sowie die simulierten Eingangs- und Ausgangsströme und -Spannungen. Die Abbildung zeigt eine symmetrische Aufteilung des Eingangsstroms auf die beiden Phasen:

$\bar{i}_{L1} = \bar{i}_{L2} = I_{in} / 2 = P_N / 2 \cdot V_{in} = 15,15A$. Durch die versetzte Taktung ergibt sich bei der Addierung der Ströme i_{L1} und i_{L2} eine Halbierung des Stromrippels $\Delta I_{L,ges} = \Delta I_{L1} / 2$. Die Abbildung zeigt eine gute Glättung der Ausgangsspannung. Für einen gleichen Spannungsrippel wie beim

Vollbrückenwandler ($\Delta V_{out} = 0,3V$) wurde hier der Ausgangskondensator kleiner ausgelegt ($C_{out} = 150\mu F$).

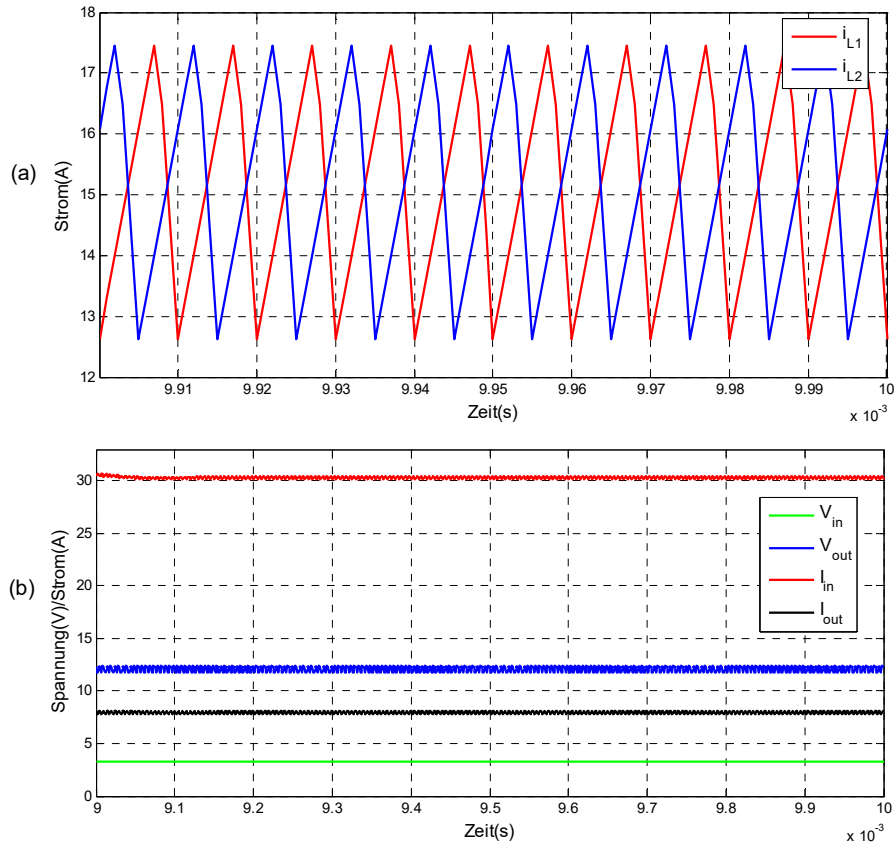


Abbildung 4.15: a) Simulierte Ströme in den Spulen der einzelnen Phasen des Zweiphasen-Synchronwandlers bei einer phasenverschobenen Ansteuerung; b) Simulierte Eingangs- und Ausgangsströme und -Spannungen des Zweiphasen-Synchronwandlers im gesteuerten Betrieb bei $P_N = 100W$ und $V_{in,min} = V_{TEGS,min} = 3,3V$

Durch die Halbierung der Ströme in den Halbleiterschaltern des Zweiphasen-Synchronwandlers resultiert eine überproportionale Reduzierung der Durchlassverluste. Aus den simulierten Stromverläufen wurden die Effektivströme durch die MOSFETs des Wandlers berechnet. Abbildung 4.16 zeigt die resultierende normierte Quadratsumme der Stromeffektivwerte in den MOSFETs des Zweiphasen-Synchronwandlers im Vergleich zum Vollbrückenwandler im Aufwärtsbetrieb für den gesamten Stellbereich des Tastverhältnisses.

Die Bauelemente in den einzelnen Phasen des Zweiphasen-Synchronwandlers werden aufgrund der geringeren Strombelastung kleiner dimensioniert. Dies hat den Vorteil, dass sich die parasitären Induktivitäten und Kapazitäten durch den kompakteren Aufbau und die kürzeren Verbindungswege verringern. Weitere Vorteile des mehrphasigen Wandlerkonzepts sind die

Möglichkeit der Steigerung des Wirkungsgrads im Teillastbetrieb durch das gezielte Abschalten einer Phase und die gegebene Redundanz beim Ausfall einer Wandlereinheit.

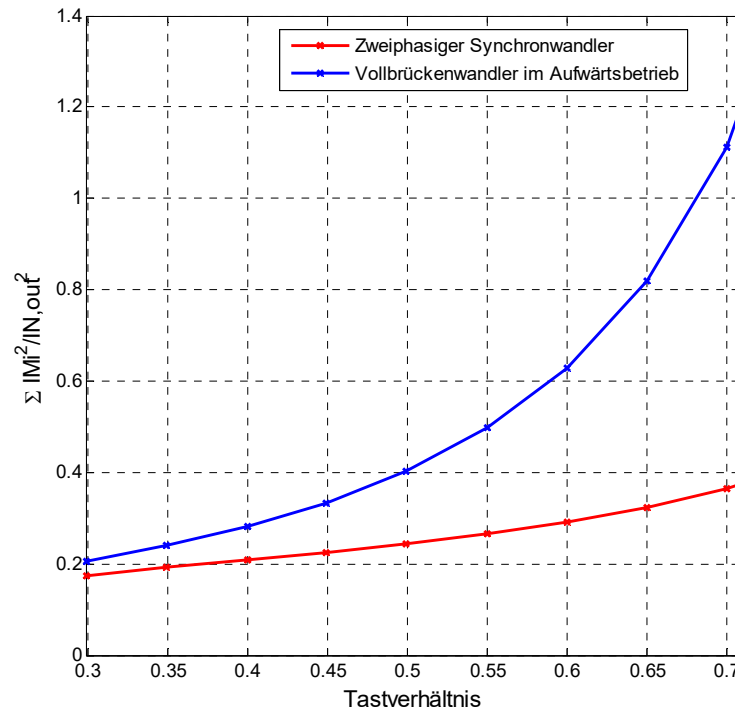


Abbildung 4.16: Normierte Quadratsumme der Stromeffektivwerte durch die Halbleiterschalter des Zweiphasen-Synchronwandlers und des Vollbrückenwandlers im Aufwärtsbetrieb in Abhängigkeit vom Tastverhältnis

Im realen Aufbau des Zweiphasen-Synchronwandlers entsteht eine unsymmetrische Phasenstromaufteilung. Toleranzen bei der Totzeitgenerierung der MOSFETs-Treiber sowie Widerstandsdifferenzen, bedingt durch die Unterschiede beim Aufbau der Bauelemente und der Leiterplatte der einzelnen Phasen führen zu ungleicher Phasenstromaufteilung. Als Folge dieser Unsymmetrie, resultiert ein schlechtes Einschwingverhalten der Regelung des Wandlers [44]. Es treten höhere Stromripple in den einzelnen Phasen auf, was zu höherer Verlustleistung und ungleichmäßiger Temperaturverteilung auf der Platine führen könnte [45]. Im Hinblick auf die Reduzierung dieser parasitären Effekte, erfolgt der Aufbau bei Verwendung von SMD-Bauteilen (*surface-mounted-device*) die, besser platziert werden können. Hierdurch verringert sich die Länge der Verbindungswege und Leiterbahnabstände. Um Synchronisationsprobleme bei der Ansteuerung der MOSFETs der beiden Phasen zu vermeiden, wird ein Vollbrückentreiber mit *Bootstrap* (vgl. Abschnitt 4.4.1) verwendet. Dadurch werden die Unterschiede bei der Totzeitgenerierung minimiert.

4.3 Berechnung der Leistungsverluste und Vergleich der Topologien

Eine der wichtigsten Anforderungen an dem zu entwickelnden DC/DC-Wandler ist ein hoher Wirkungsgrad ($\eta_{DC/DC} > 94\%$) im Voll- und Teillastbetrieb. Zur Ermittlung des theoretisch zu erwartenden Wirkungsgrads der vorgestellten Wandlertopologien wird eine analytische

Berechnung der Leistungsverluste durchgeführt. Hierbei werden folgende Verlustanteile berücksichtigt:

- Durchlassverluste in den Halbleiterschaltern
- Schaltverluste in den Halbleiterschaltern
- Ohmsche Verluste in den parasitären Widerständen der Spulen und der Kondensatoren
- Kernverluste in den Spulen
- Umladeverluste der Gate-Treiber

In diesem Abschnitt wird die Modellierung der Verluste dargestellt. Die Berechnung der Wirkungsgrade erfolgt unter der Annahme linearer Strom- und Spannungsverläufe während der Schaltvorgänge und einer stationären Sperrschichttemperatur. Mit Hilfe der Verlustanalyse wird ein Kühlkörper für die Haltung einer maximalen Temperatur an der Chipfläche der MOSFETs ausgelegt (vgl. Abschnitt 4.4.4).

Die Durchlassverluste in den Steuer-FETs und den Synchron-FETs werden mit den maximalen Effektivströmen für das größtmögliche Spannungsverhältnis V_{out} / V_{in} gemäß der Gleichung (G.I.4-33) berechnet:

$$P_{V,Durchlass,Mi} = \sum_{i=1}^N R_{DSon,i}(I_D) \cdot I_{eff,Mi}^2 \quad (G.I.4-33)$$

Der Durchlasswiderstand R_{DSon} ist strom- und temperaturabhängig. Ein hoher Drainstrom bzw. eine hohe Sperrschichttemperatur führen zu einer Zunahme der Stoßwahrscheinlichkeit der Ladungsträger und damit zu einer Erhöhung des Durchlasswiderstands (*Carrier-Carrier Scattering-Effekt*) [46]. Bei der Annahme einer stationären Sperrschichttemperatur wird hier auf die iterative Berechnung der Verluste in Abhängigkeit von der Temperatur verzichtet. Die Stromabhängigkeit des Durchlasswiderstands wird durch die angegebenen Durchlasskennlinien $R_{DSon} = f(I_D)$ in den Datenblättern der ausgewählten MOSFETs berücksichtigt.

Die Durchlassverluste in den Freilaufdioden sind aufgrund der sehr kurzen Totzeit der Gate-Treiber ($t_d = 0,5\mu s$) vernachlässigbar klein und können gemäß der Gleichung (G.I.4-34) berechnet werden:

$$P_{V,Leit,FDi} = \frac{1}{T_s} \cdot \sum_{i=1}^N \int_0^{t_{d,i}} V_{F,i} \cdot i_{FD,i}(t) + r_{d,i} \cdot i_{FD,i}^2(t) dt \quad (G.I.4-34)$$

Bei einer Realisierung der Wandler mit Schottky-Dioden anstatt der Synchronschalter, sind die Durchlassverluste in den Dioden dominierend und müssen berücksichtigt werden. In dem Fall werden die Totzeiten $t_{d,i}$ in der Gleichung (G.I.4-34) durch die Leitzeiten der Schottky-Dioden $t_{on,Schottky} = (1 - D) \cdot T_s$ ersetzt.

Bei der Annahme eines idealisierten linearen Verlaufs der Ströme und Spannungen während der Schaltvorgänge ergeben sich die Ein- und Ausschaltverluste der MOSFETs nach [47] zu:

$$P_{V,schalt,on} = \sum_{i=1}^N V_{DS,on,Mi} \cdot (i_{Mi}^- - \Delta I / 2) \cdot \frac{t_{fu,i} + t_{ri,i}}{2} \cdot f_s \quad (G.I.4-35)$$

$$P_{V,schalt,off} = \sum_{i=1}^N V_{DS,off,Mi} \cdot (i_{Mi}^- + \Delta I / 2) \cdot \frac{t_{ru,i} + t_{fi,i}}{2} \cdot f_s \quad (G.I.4-36)$$

Wobei $V_{DS,on,Mi}$ und $V_{DS,off,Mi}$ die Ein- bzw. Ausschaltspannung der MOSFETs bezeichnen. Im Vollbrückenwandler und Zweiphasen-Synchronwandler entsprechen diese Spannungen der Eingangsspannung V_{in} für die Steuer-FETs und der Ausgangsspannung V_{out} für die Synchron-FETs. Für den Hauptschalter im SEPIC-Wandler beträgt die Ein- bzw. Ausschaltspannung $V_{in} + V_{out}$. Die Ein- und Ausschaltströme der MOSFETs am Anfang bzw. am Ende der Kommutierung entsprechen den Spitzenwerten der trapezförmigen Stromverläufe. Die Spitzenwerte lassen sich aus dem Strommittelwert und dem Stromrippel berechnen. Die Strom- und Spannungsanstiegszeiten (t_{ri}, t_{ru}) sowie die Ausfallzeiten (t_{fi}, t_{fu}) sind von dem Gate-Strom, der Gate-Source- und der Gate-Drain-Kapazitäten des MOSFETs abhängig. Bei Berücksichtigung des Miller-Effekts und der Spannungsabhängigkeit der Gate-Drain-Kapazität $C_{GD} = f(V_{DS})$ wird in [39] eine Methode zur Berechnung dieser Zeiten aus den Datenblätter-Angaben ausgeführt. Die Berechnung erfolgt für einen bestimmten Wert des Gatewiderstands.

Wie in den Verläufen in Abbildung 4.10 zu erkennen ist, können die die Reverse-Recovery-Verluste der Freilaufdioden bei Synchronwandlern vernachlässigt werden. Bei der Einstellung einer kurzen Totzeit ($t_d = 0,5\mu s$) wird die Freilaufdiode vor dem Ablauf der Sperrerholzeit t_{rr} durch den MOSFET kurzgeschlossen. Bei einer Realisierung der Wandler mit Schottky-Dioden anstatt der Synchronschalter müssen diese Verluste berücksichtigt werden und lassen sich nach gemäß der Gleichung (G.I.4-37) berechnen:

$$P_{V,rr} = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^N Q_{rr,i} \cdot V_{out} \cdot f_s \quad (G.I.4-37)$$

$Q_{rr,i}$ bezeichnet die *Reverse-Recovery*-Ladung der Dioden und wird aus dem Datenblatt entnommen.

Die Durchlassverluste in den parasitären Widerständen (*Equivalent Series Resistance ESR*) der Spulen und Kondensatoren werden gemäß der Gleichung (G.I.4-38) berechnet:

$$P_{V,Durchlass,R_i} = \sum_{i=1}^M R_{L,i} \cdot I_{eff,L,i}^2 + \sum_{i=1}^M R_{C,i} \cdot I_{eff,C,i}^2 \quad (G.I.4-38)$$

Der erste Term in der Gleichung bezeichnet die ohmschen Verluste in den Wicklungen der Spulen. Die Wicklungsverluste sind von der Anzahl der Windungen N , der mittleren Länge einer Windung l_w und dem Leiterquerschnitt A_w der Windung abhängig.

$$R_{L,i} = \frac{N \cdot l_w}{\sigma \cdot A_w} \quad (G.I.4-39)$$

Im zweiten Term der Gleichung werden die ohmschen Verluste in den Elektroden und die Verluste durch den Leckstrom des Dielektrikums der Kondensatoren durch den Widerstand $R_{C,i}$ modelliert:

$$R_{C,i} = R_{Cs}(Elektroden) + \frac{1}{R_p(Dielektrikum)} \quad (G.I.4-40)$$

Bei Kapazitätswerten von $200\mu F$ bis $300\mu F$ und einer Schaltfrequenzen $f_s < 100kHz$ überwiegen die Leitverluste der Elektroden [48]. Bei der Realisierung der Wandler werden

mehrere Ausgangskondensatoren parallel geschaltet um den gesamten äquivalenten Serienwiderstand zu reduzieren.

Beim Durchlaufen der Hystereseschleife des Kernmaterials in den Spulen entsteht durch die Änderung der Orientierung der magnetischen Momente eine Verlustleistung im eingesetzten Kern (Weißsche Bezirke). Ein weiterer Anteil in den Kernverlusten stellen die sogenannten Wirbelstromverluste dar [49]. Die durch das äußere Magnetfeld verursachte Flussänderung im Kern induziert gemäß lenzscher-Regel entgegenwirkende Kreisströme die eine Feldschwächung im Kern bewirken.

Die von der Hystereseschleife aufgespannte Fläche (und damit die Kernverluste) steigt mit steigender Flussdichte ($B_{\max} < B_{\text{Sättigung}}$). Weiterhin sind die Verluste proportional zur Anzahl der Hysteresedurchläufe pro Sekunde bzw. zur Schaltfrequenz f_s . Die Wirbelstromverluste sind proportional zu f_s^2 . Beide Verlustanteile lassen sich durch die Steinmetz-Gleichung analytisch beschreiben [50]:

$$P_{V,L,Kern}^* = k \cdot f_s^\alpha \cdot B_{\max}^\beta \quad (\text{G.I.4-41})$$

Die Parameter k, α und β sind Materialkonstanten. $P_{V,L,Kern}^*$ bezeichnet die spezifischen Volumenbezogenen Kernverluste. Die Gleichung wurde bei der Annahme eines sinusförmigen Verlaufs der Flussdichte abgeleitet. Der Zeitverlauf des Spulenstroms in den Wandlern ist bei einem lückenfreien Betrieb nahe zu dreieckförmig. Bei Verwendung der Gleichung (G.I.4-41) für die analytische Berechnung der Kernverluste, wird die grundfrequente Magnetisierung als dominant betrachtet. Die Verlustanteile durch die Oberschwingungen werden vernachlässigt. Weiterhin ist der Mittelwert des Spulenstroms ungleich null. Der Gleichanteil der magnetischen Flussdichte B_{DC} bewirkt eine Verschiebung der Hystereseschleife in der H-B-Ebene, was eine Änderung der Kernverluste bedeutet [51]. Diese Verschiebung wird durch die Multiplikation der Verlustleistung in der Gleichung (G.I.4-41) mit einem Korrekturfaktor DPF (*Displacement Factor*) abgebildet. Für das hier in den Spulen eingesetzte Ferrit-Material *EPCOS N87* lässt sich der Korrekturfaktor näherungsweise durch die folgende Funktion beschreiben:

$$DPF \approx \frac{P_{V,L,Kern}^*(H_{DC})}{P_{V,L,Kern}^*(H_{DC} = 0)} = 1 + 3,96 \cdot e^{-15,7 \cdot B_{\max}} \cdot (1 + 0,00495 \cdot H_{DC}) \quad (\text{G.I.4-42})$$

Die Funktion wurde aus den veröffentlichten Messungen der Kernverluste des Materials in Abhängigkeit vom Gleichanteil der magnetischen Feldstärke H_{DC} in [52] bestimmt. Somit ergeben sich die Kernverluste in den Spulen zu:

$$P_{V,L,Kern} = DPF \cdot k \cdot f_s^\alpha \cdot B_{\max}^\beta \cdot l_{Kern} \cdot A_{Kern} \quad (\text{G.I.4-43})$$

Die maximale Flussdichte B_{\max} wird aus dem Spitzenwert des Spulenstroms, dem Induktivitätswert und den Abmessungen des Kerns wie folgt bestimmt:

$$B_{\max} = \frac{L \cdot i_{l,\max}}{N \cdot A_{Kern}} \quad (\text{G.I.4-44})$$

Die vom Mikroprozessor generierten PWM-Ansteuersignale liefern keinen ausreichend hohen Strom für die Umladung der Gate-Source-Kapazitäten der Leistungsschalter. Als Verstärker zwischen der Steuerungselektronik und dem Leistungsteil werden MOSFETs-Treiber eingesetzt.

Bei einer Schaltfrequenz von 100kHz müssen die Umladeverluste der Treiber bei der Berechnung des Wirkungsgrads berücksichtigt werden. Beim Einschalten werden die Gate-Source-Kapazitäten auf der Versorgungsspannung des Gate-Treibers V_{DD} geladen. Das Entladen erfolgt über einen Gatewiderstand. Die Umladeverluste der Gatetreiber ergeben sich zu:

$$P_{V,Treiber} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N C_{GS,i} \cdot V_{DD}^2 \cdot f_s \quad (\text{G.I.4-45})$$

Das vorgestellte Modell für die analytische Berechnung der Wandlerverluste wurde als *MATLAB*-Skript erstellt und mit den Datenblätter-Kennwerten ausgewählter Bauelemente parametrisiert. Die ausgewählten Bauelemente für den Aufbau des Vollbrückenwandlers und des Zweiphasen-Synchronwandlers werden im nächsten Abschnitt 4.4 ausgeführt.

Zunächst soll die resultierende Steigerung des Wirkungsgrads bei Verwendung von Synchronschaltern anstatt von Dioden gezeigt werden.

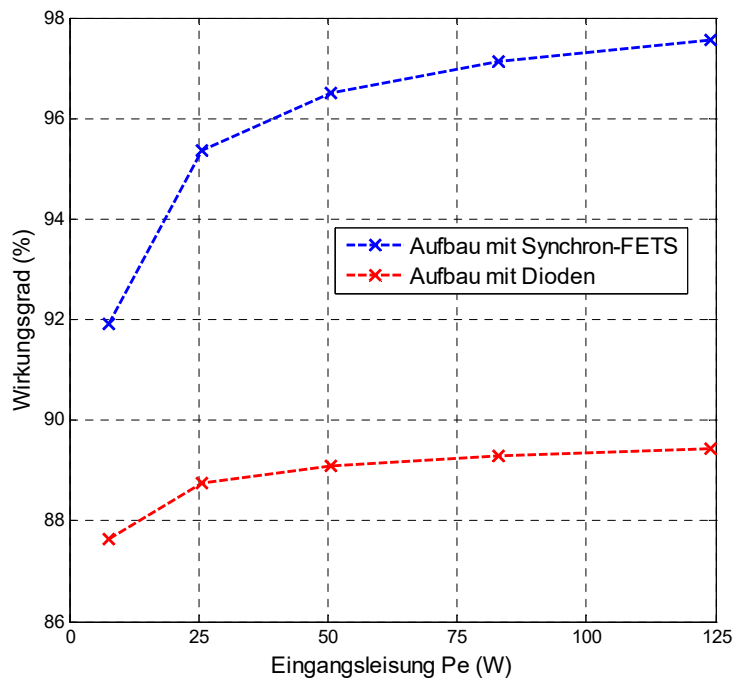


Abbildung 4.17: Berechneter Wirkungsgrad des Zweiphasen-Aufwärtswandlers für verschiedene Eingangsleistungen bei einem Aufbau mit Synchron-FETs im Vergleich zu einem Aufbau mit Schottky-Dioden

Abbildung 4.17 zeigt den berechneten Wirkungsgrad des Zweiphasen-Aufwärtswandlers bei einem Aufbau mit Synchron-FETs im Vergleich zu einem Aufbau mit Schottky-Dioden. Durch die geringeren Durchlassverluste in den Leitwiderständen $R_{DS,on}$ der MOSFETs und die geringeren Reverse-Recovery-Verluste in den Body-Dioden bei einer kurzen Totzeit, resultiert eine deutliche Steigerung des Wirkungsgrads bei einem Aufbau mit Synchron-FETs. Der Wirkungsgrad des Zweiphasen-Aufwärtswandlers wird hierdurch um mehr als fünf Größenordnungen über den gesamten Arbeitsbereich verbessert.

Auf Basis der Verlustanalyse wurde der theoretisch zu erwartende Wirkungsgrad der Wandler bei einem Voll- und Teillastbetrieb berechnet. In Abbildung 4.18 ist der berechnete

Wirkungsgrad des Vollbrückenwandlers, des SEPIC-Wandlers und des Zweiphasen-Synchronwandlers für verschiedene Eingangsleistungen dargestellt.

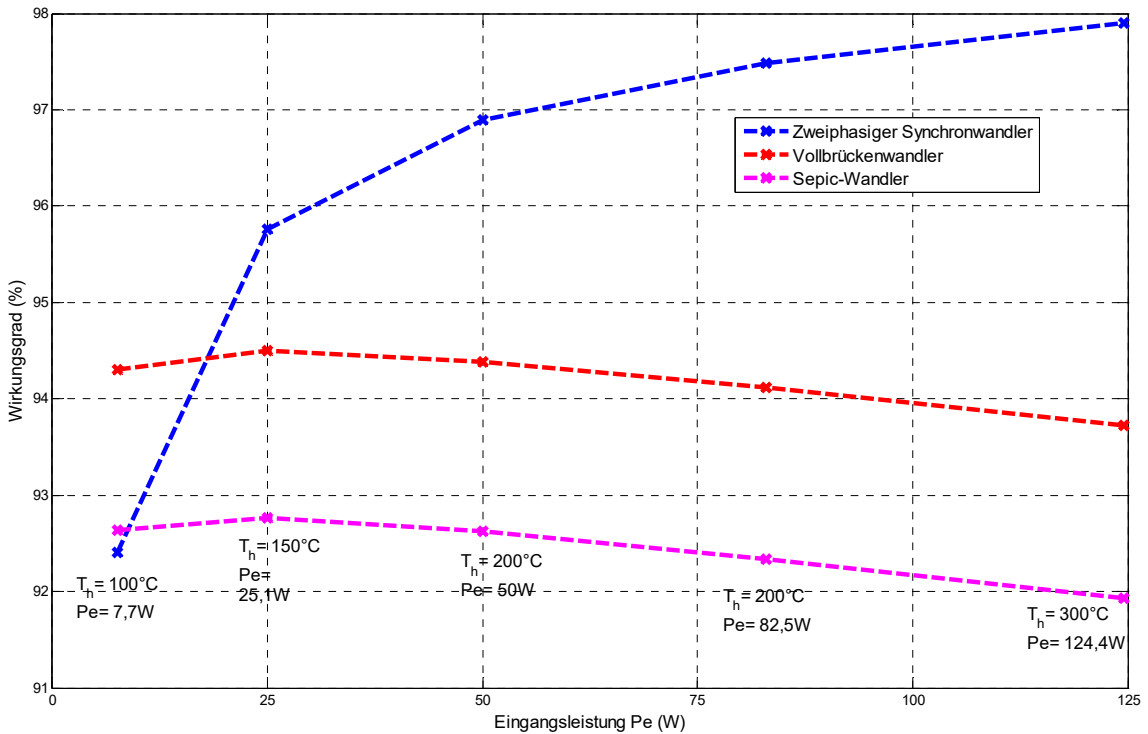


Abbildung 4.18: Berechneter Wirkungsgrad der Wandler im gesamten Arbeitsbereich (ausgewählte Bauelemente und Parameter: vgl. Abschnitt 4.4.1)

Die Arbeitspunkte der Wandler bzw. die Eingangsleistungen und –Spannungen wurden aus den Messungen der Leistungskennlinie der Thermogeneratoren in den anwendungsrelevanten Temperaturbereichen entnommen.

Für die Bestimmung der Wandlerverluste wurden die Stromeffektivwerte und die Stromspitzenwerte in den Bauelementen der Wandler für jeden Arbeitspunkt berechnet. Aufgrund der hohen Strombelastung der passiven Bauelemente in dem SEPIC-Wandler (vgl. Abbildung 4.13) entstehen große Durchlassverluste in den parasitären Widerständen der Energiespeicher (L_1, L_2, C_s, C_{out}). Die Schaltverluste im Hauptschalter M_1 des SEPIC-Wandlers sind aufgrund der hohen Spannungsbelastung $V_{in} + V_{out}$ ebenfalls sehr hoch. Der angestrebte Wirkungsgrad ($\eta_{DC/DC} > 94\%$) kann mit dem SEPIC-Wandler nicht erreicht werden. Der Vollbrückenwandler weist einen theoretischen Wirkungsgrad von über 94% auf. Im Zweiphasen-Synchronwandler ist die Strombelastung der Halbleiterschalter in den beiden Phasen reduziert. Bei einem Vollastbetrieb mit der Nennleistung $P_N = 100W$ kann ein Wirkungsgrad von ca. 97,5% erreicht werden. Im Teillastbetrieb ist der prädierte Wirkungsgrad geringer. Ein vergleichbarer Wert mit dem Vollastbetrieb kann durch das Abschalten einer Phase, bei kleinen Eingangsleistungen, erreicht werden (vgl. Abschnitt 4.4.5).

Anhand der Verlustanalyse wurden die Bauteile mit den größten Verlusten identifiziert. Die einzelnen Verlustanteile am Beispiel des Vollbrückenwandlers sind in Abbildung 4.19 dargestellt. Die Umladeverluste der Treiberschaltungen sowie die Verluste an den parasitären Widerständen

der Kondensatoren sind bezogen auf die Gesamtverluste vernachlässigbar gering und wurden in dieser Darstellung nicht berücksichtigt.

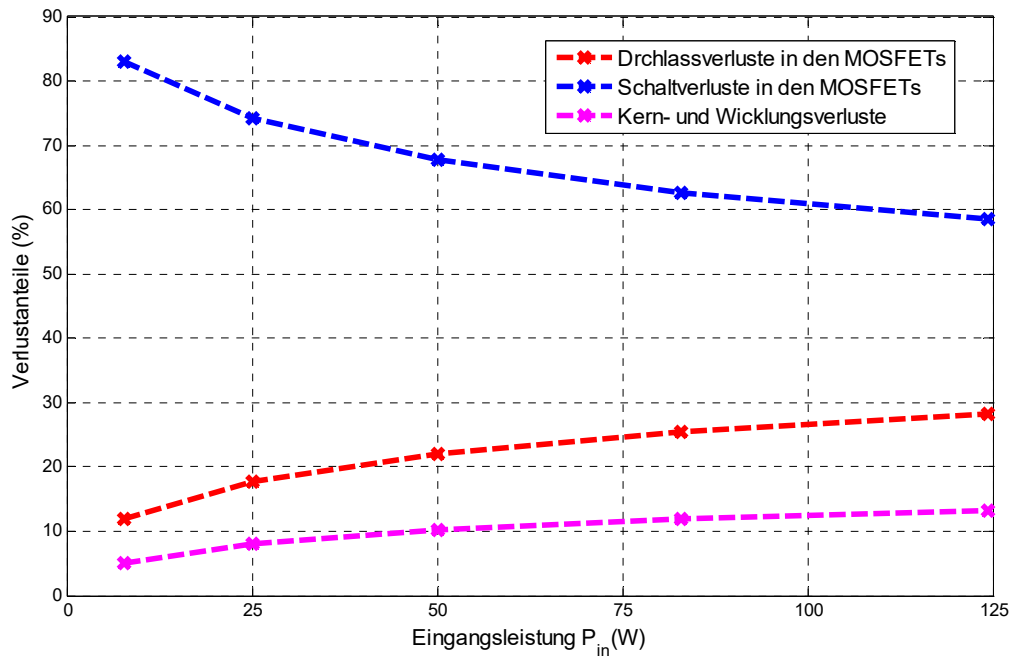


Abbildung 4.19: Berechnete Verlustanteile im Vollbrückenwandler für verschiedene Eingangsleistungen (ausgewählte Bauelemente und Parameter: vgl. Abschnitt 4.4.1)

Durch die Verwendung von MOSFETs mit einem geringen Durchlasswiderstand fallen die Durchlassverluste auch bei hohen Stromstärken (bis zu 35A) wie erwartet gering aus ($P_{V,Durchlass,MOSFETs} / P_{V,gesamt} < 30\%$). Bei einer hohen Schaltfrequenz von 100kHz weisen die Schaltverluste mehr als 60% der gesamten Verlustleistung auf. Für eine weitere Verbesserung des Wirkungsgrads können die Schaltverluste aktiv durch Entlastungsnetzwerke reduziert werden. Eine ausführliche Analyse der Schaltkonzepte für einen weichschaltenden Betrieb der Wandler sowie die Auswertung des damit erreichbaren Wirkungsgrads werden in Kapitel 8 dargestellt.

4.4 Realisierung der Wandler

Anhand der Verlustanalyse im letzten Abschnitt wurde gezeigt dass der geforderte Wirkungsgrad von mindestens 94% mit den folgenden Wandlertopologien:

- Vollbrückenwandler als Hoch-/Tiefsetzsteller für Anwendungen mit variabler Eingangsspannung von 3,2V bis 40V
- Zweiphasen-Synchronwandler für Anwendungen mit kleiner Eingangsspannung von 3,2V bis 10V,

möglich ist. In diesem Abschnitt wird die hardwaretechnische Umsetzung der beiden Wandlerkonzepte beschrieben. Die Messergebnisse zum Wirkungsgrad der Wandler im Voll- und Teillastbetrieb werden dargestellt.

4.4.1 Auswahl der Bauelemente

Um einen möglichst hohen Wirkungsgrad zu erreichen sollen die verwendeten Bauteile für den Aufbau der Wandler bestimmte Eigenschaften aufweisen. Hierbei haben mehrere Parameter wie die Gehäuse-Bauform, die Abmessungen, die Anzahl der Windungen der Spulen und die Werte der parasitären Widerstände und Induktivitäten einen maßgeblichen Einfluss auf die Effizienz der Wandler. Im Folgenden werden die Auswahlkriterien der Bauteile dargestellt.

- **Halbleiterschalter**

MOSFETs werden für den Bereich kleiner und mittlerer Leistung in SMD-Bauform eingesetzt. Die SMD-Bauteile sind in verschiedenen Gehäusebauformen (TO-220, DPAK, SO-8 oder die neue *DirectFET*-Bauform von *International-Rectifier* [53]) verfügbar. Die parasitären Induktivitäten und Kapazitäten, die dem Gehäuse zuzuordnen sind, haben einen direkten Einfluss auf das dynamische Verhalten des MOSFETs und damit, auf die Schaltverluste. Für eine hohe Effizienz sollten die MOSFETs folgende Merkmale besitzen:

- Niedriger Durchlasswiderstand $R_{DS,on}$ und geringe parasitäre Widerstände zwischen dem Chip und den Drain- und Source-Anschlüssen (R_D, R_S) für eine minimale Verlustleistung im stationär leitenden Zustand,
- geringe Gateladung Q_g bzw. geringe Gate-Source- und Gate-Drain-Kapazitäten (C_{GS}, C_{GD}) für ein schnelles Ein- und Ausschaltverhalten,
- eine Body-Diode mit geringer *Reverse-Recovery*-Ladung Q_{rr} und einem niedrigen spezifischen Leitwiderstand r_D (vgl. Gleichung G.I.4-22),
- geringe parasitäre Induktivitäten an den Verbindungen zwischen dem Chip und den Gate-, Drain- und Source-Anschlüssen (L_G, L_D, L_S).

Für den Aufbau des Zweiphasen-Synchronwandlers wird der MOSFET *IRF6619* von *International Rectifier* [54] als Haupt- und Synchronschalter eingesetzt. Der MOSFET ist im *DirectFET*-Gehäuse erhältlich und besitzt einen niedrigen Durchlasswiderstand $R_{Dson} = 1,9m\Omega$ und eine geringe Gateladung $Q_g = 38nC$. Die Body-Diode besitzt eine geringe *Reverse-Recovery*-Ladung $Q_{rr} = 18nC$. Bei einem spezifischen Leitwiderstand

$r_D' = 1,9m\Omega/mm^2$, einer Vorwärtsspannung $V_F = 0,8V$ und einer Chipfläche $A_{Chip} = 1,64mm^2$, ergibt sich eine kritische Stromstärke für den Synchronschalter nach (G.I.4-22) zu 157A. Diese liegt deutlich oberhalb dem Spitzenstromwert des Wandlers.

Durch den direkten Kontakt zwischen dem Halbleiterchip und den Pin-Anschlüssen besitzt der MOSFET niedrige Werte der parasitären Widerstände und Induktivitäten. Das *Direct-FET*-Gehäuse bietet auch gute Kühlungseigenschaften. Über die metallische Oberfläche und die Ausführung des Drain-Anschlusses auf beide Seiten des Chips kann die Wärme gut abgeführt werden. Der Wärmewiderstand des *DirectFET*-Gehäuses beträgt 1K/W. Für den Aufbau des Vollbrückenwandlers wird aufgrund der höheren Spannungsbelastung ein anderer MOSFET *IPD180N10N3* von *Infenion* [55] eingesetzt.

- **Treiberschaltung**

Der Treiber soll die Gateladung möglichst schnell umladen und eine genügend große Gate-Source-Spannung ($V_{GS} > V_{GS,Th} = 2,5V$) liefern um einen nicht definierten Zustand der MOSFETs zu vermeiden. Eine genaue Einstellung der Totzeit soll damit auch möglich sein.

Feldeffekttransistoren sind spannungsgesteuerte Schalter. Der Treiberstrom wird als kurzer Peak während des Ein- und Ausschaltvorgangs geliefert. Für ein schnelles Ein- und Ausschalten kann der erforderliche Treiberstrom aus den MOSFET-Eigenschaften bestimmt werden. Während des Schaltvorgangs wird die Eingangskapazität des MOSFETs $C_{iss} = C_{GD} + C_{GS}$ umgeladen. Für eine kurze Ein- bzw. Ausschaltzeit ($t_{on}, t_{off} < 30ns$) ergibt sich der Treiberstrom bei einem geringen Gatewiderstand zu:

$$i_{Gate,peak} = \frac{C_{iss} \cdot V_{GS,Th}}{t_{on}} = 420mA \quad (G.I.4-46)$$

Bei der Ansteuerung des Zweiphasen-Synchronwandlers werden zwei *High-Side* und zwei *Low-Side*-MOSFETs getaktet. Der Source-Anschluss der beiden *Highside*-MOSFETs liegt nicht an Masse. Für die Ansteuerung der *High-Side*-MOSFETs wird eine Ladungspumpe (*Bootstrap*) benötigt. Für eine Phasenverschobene Ansteuerung ist eine Synchronisation der Ansteuersignale notwendig. Die Totzeiten zwischen den Einschaltzeitpunkten des *Highside*- und des *Lowside*-MOSFETs der beiden Halbbrücken müssen gleich sein. Hierfür wird der Vollbrückentreiber *HIP4082* von *Intersil* eingesetzt. Abbildung 4.20 zeigt das Funktionsschaltbild des Treiber-ICs *HIP4082* mit der externen Beschaltung mit einem Bootstrap-Schaltkreis zur Ansteuerung der High-Side-MOSFETs [56].

Der Source-Anschluss der beiden *High-Side*-MOSFETs M_1 und M_3 liegt im Leitzustand an dem Potenzial V_{AHB} bzw. V_{BHB} . Zur Ansteuerung der MOSFETs ist eine Gate Spannung von mindestens $V_{DD} + V_{DS}$ erforderlich. Diese Spannung wird durch die *Bootstrap*-Schaltkreise sichergestellt. Im Sperrzustand der MOSFETs, werden die *Bootstrap*-Kondensatoren (C_{B1}, C_{B3}) durch die Dioden (D_{B1}, D_{B3}) auf die Versorgungsspannung V_{DD} geladen. Im Leitzustand der MOSFETs gehen die Dioden in den Sperrzustand. Die Spannung beträgt an den Pins *AHS* und *BHS* immer $V_{DD} + V_{DS}$.

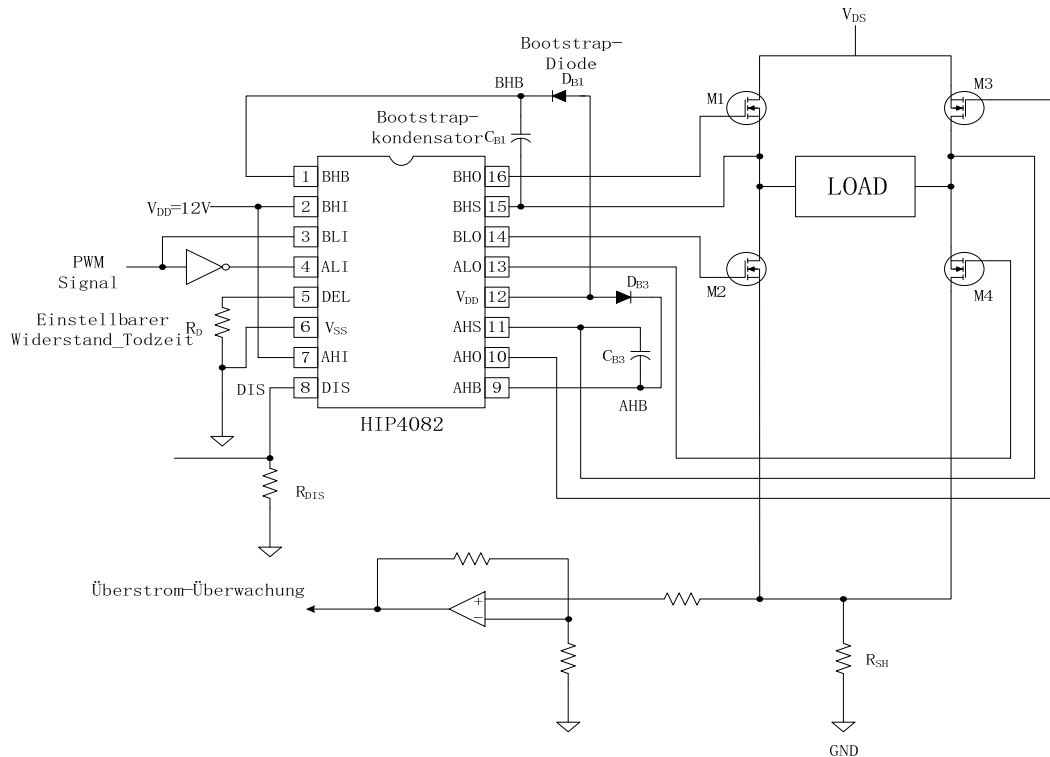


Abbildung 4.20: Funktionsschaltbild des Vollbrückentreibers *HIP4082* mit einem *Bootstrap*-Kreis zur Ansteuerung der *High-Side*-MOSFETs

Die *Bootstrap*-Kondensatoren (C_{B1}, C_{B3}) sind so zu wählen dass der Ladevorgang auf die Treiberspannung $V_{DD} = 12V$ in der kürzesten Sperrzeit der *High-Side*-MOSFETs (bzw. bei dem kleinstmöglichen Tastverhältnis) abgeschlossen wird. Somit ergibt sich für die Kondensatoren:

$$C_{B1} = C_{B3} = \frac{I_{Gate} \cdot (D_{\min} \cdot f_s - t_d)}{V_{DD}} = 0,8nF \quad (G.I.4-47)$$

Wobei I_{Gate} der Treiberstrom im stationären Ein- und Ausschaltzustand bezeichnet. Die Totzeit t_d wird über den Vorwiderstand R_D auf $0,5\mu s$ eingestellt. Der Treiber verfügt nicht über eine invertierende Logik. Die PWM-Signale werden im Mikroprozessor vor der Treiberstufe invertiert.

Im Vollbrückenwandler ist je nach Betriebsmodus (Aufwärts- bzw. Abwärtsbetrieb) einer der *High-Side*-MOSFETs dauerhaft eingeschaltet. Dort können potentialgetrennte Treiber verwendet werden. Bei einem Aufbau des Vollbrückenwandlers mit Schottky-Dioden anstatt der Synchronschalter kann derselbe Treiber IC *HIP4082* eingesetzt werden.

- **Spule**

Die Spule eines DC/DC-Wandlers ist bezüglich der Baugröße und der entstehenden Verluste eine besonders kritisch anzusehende Komponente. Die Auslegung der Spule für eine minimale Verlustleistung hängt von vielen Parametern ab (Kernmaterial, Kernbauform und Anzahl der Wicklungen). Dabei sind die Sättigungsflussdichte des verwendeten Kernmaterials $B_{sätt}$ und der eingesetzte Kernquerschnitt A_{Kern} von besonderer Bedeutung.

Für die Realisierung von DC/DC-Wandlern mit kompakter Baugröße erweisen sich Ferrit-Materialien mit großer Sättigungsflussdichte wie *EPCOS N87* und planare Kernbauformen als geeignet [57].

Die Induktivität der Spule berechnet sich nach Auflösung des magnetischen Flusses Φ zu:

$$L = \frac{N \cdot \Phi}{I_L} = \frac{N^2 \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_{Kern}}{l_{Kern}} \quad (G.I.4-48)$$

Mit der Gleichung (G.I.4-44) wird die maximale Flussdichte im Kern der Spule B_{max} aus dem maximalen Spulenstrom berechnet. Diese Gleichung im Zusammenhang mit der Gleichung (G.I.4-48) und den berechneten Kern- und Wicklungsverlusten in den Gleichungen (G.I.4-38), (G.I.4-39) und (G.I.4-43) bilden die Grundlage für die Spezifikation der Spule.

Um die Kernverluste in der Gleichung (G.I.4-43) möglichst klein zu halten wird die Fläche des Kernmaterials auf den minimalen Wert $A_{Kern,min}$ dimensioniert. Dieser Wert ergibt sich aus Gleichung (G.I.4-48) zu:

$$A_{Kern,min} = \frac{L \cdot I_{l,max}}{N \cdot B_{sätt}} \quad (G.I.4-49)$$

Hierbei wurde die maximale Flussdichte B_{max} gleich dem oberen Grenzwert bei einer Sättigung des Ferrit-Kerns $B_{sätt}$ gesetzt. Betrachtet man die Gleichungen (G.I.4-49) und (G.I.4-43) so ergibt sich eine Verringerung der Kernverluste mit steigender Windungszahl N . Die Wicklungsverluste nehmen durch die größere Gesamtlänge der Wicklung hingegen zu (vgl. G.I.4-39). Zur Minimierung der Gesamtverlustleistung kann eine optimale Windungszahl N_{opt} bei Betrachtung der beiden Verlustanteile in den verschiedenen Arbeitspunkten des Wandlers analytisch bestimmt werden.

Der maximale Magnetisierungsstrom $I_{l,max}$ wird bei einem Vollastbetrieb des Wandlers mit der Nennleistung ($P_N = 100W$) und einer minimalen Eingangsspannung des Wandlers ($V_{TEGS,min} = 3,2V$) bestimmt. Basierend auf den Steinmetz-Parametern des Ferritmaterials *EPCOS N87* und den Abmessungen des Planarkerns *EILP58* in [58] werden die Kern- und Wicklungsverluste der Spule des Vollbrückenwandlers in Abhängigkeit von der Windungszahl berechnet. Die Windungszahl darf allerdings nur oberhalb einer Mindestwindungszahl N_{min} zur Vermeidung der Sättigung des Ferritmaterials gewählt werden:

$$N_{min} = \frac{L \cdot I_{l,max}}{B_{sätt} \cdot A_{Kern,min}} = 24 \quad (G.I.4-50)$$

Für die Spezifikation der Spule wird die Verlustberechnung bei einer Variation der Windungszahl ($N > 24$) für verschiedene Eingangsleistungen des Wandlers durchgeführt. Abbildung 4.21.a zeigt die resultierenden Kern- und Wicklungsverluste für den kritischen

Arbeitspunkt ($P_N, V_{TEGS,min}$). In Abbildung 4.21.b ist die Gesamtverlustleistung in der Spule in Abhängigkeit von der Windungszahl für verschiedene Eingangsleistungen dargestellt.

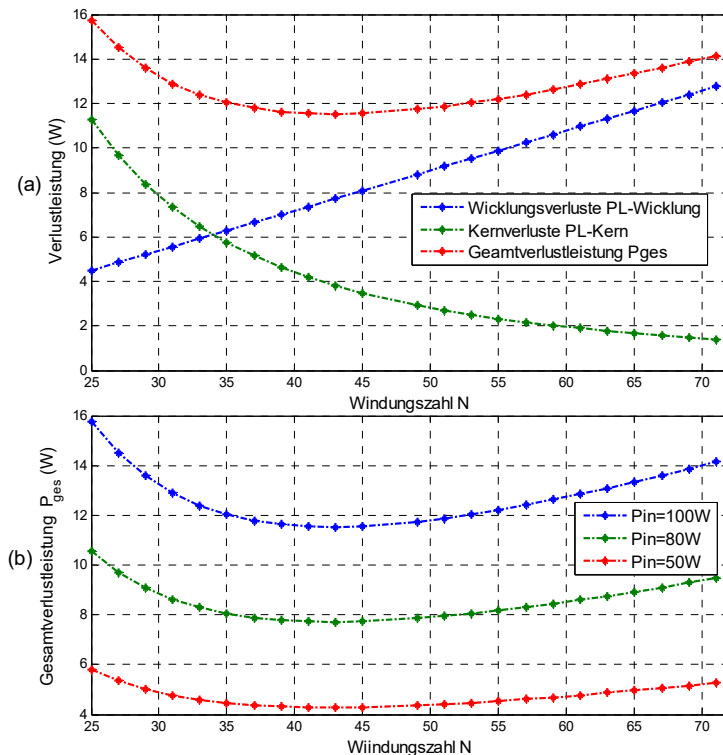


Abbildung 4.21: a) Berechnete Kern- und Wicklungsverluste in der Spule des Vollbrückenwandlers in Abhängigkeit von der Windungszahl bei einem Volllastbetrieb ($P_N = 100W, V_{TEGS,min} = 3,2V$); b) Berechnete Gesamtverlustleistung in der Spule für verschiedenen Arbeitspunkte des Wandlers

Für eine minimale Verlustleistung ergibt sich die optimale Windungszahl $N_{opt} = 44$. Da eine Abführung der Kernverluste über den, an den Kern angebonden Metallschirm, einfacher ist, wird eine Auslegung mit höheren Kernverlusten und niedrigeren Wicklungsverlusten bevorzugt ($N \leq 44$). Für den Aufbau der Wandler wurden Baureihen von EPCOS eingesetzt. Im Zweiphasen-Synchronwandler wird der Strom auf die beiden Phasen aufgeteilt. Die Spulen wurden für diesen Wandler überdimensioniert ausgewählt.

- **Kondensatoren**

Keramik-Vielschicht-Kondensatoren besitzen bezogen auf die Nennkapazität ein geringes Volumen. Elektrolytkondensatoren besitzen eine hohe Strombelastbarkeit und niedrige Verluste [59]. Als Glättungskondensatoren am Ausgang der Wandler werden zwei Elektrolytkondensatoren mit Kapazitätswerten von $150\mu F$ parallel geschaltet. Die verwendeten Kondensatoren besitzen einen niedrigen Serienwiderstand (ESR) und eine hohe Resonanzfrequenz ($ESR_{Cout} = 0,24\Omega, f_r = 1MHz$). Nach Überschreiten der Resonanzfrequenz wirken die Kondensatoren induktiv und nicht mehr kapazitiv.

Für die Stabilisierung der Eingangsspannung werden mehrere Keramik-Kondensatoren kleinerer Bauform am Eingang der Wandler eingesetzt.

4.4.2 Strom- und Spannungsmessung

Für die Regelung der Wandler und die Messung des Wirkungsgrads, werden die Eingangs- und Ausgangsströme und –Spannungen (I_{in} , I_{out} , V_{in} , V_{out}) mit hoher Genauigkeit erfasst. Für die Strommessung wird ein präziser Hall-Sensor ACS712 der Firma *Allegro Microsystems* [60] eingesetzt. Der fließende Strom erzeugt ein magnetisches Feld, das von einem integrierten Hall-IC erfasst und in eine proportionale Spannung umgewandelt wird. Die Genauigkeit des Sensors ist durch den geringen Abstand zwischen dem Strompfad und dem Hall-Übertrager optimiert. Damit lassen sich DC-Dauerströme bis zu 30A und kurze Überschwinger mit Spitzenwerten bis zu 100A messen.

Die Empfindlichkeit des Stromwandlers in Volt/Ampere wird über einen Differenzverstärker erhöht. Die Ausgangsspannung des Stromwandlers wird durch den Verstärker auf dem Messbereich ($\pm 10V$) der A/D-Wandler angepasst. Für die Verringerung des Messrauschens wird ein Tiefpassfilter auf dem analogen Pfad des Messsignals vor dem A/D-Wandler eingesetzt. Abbildung 4.22 zeigt das Funktionsschaltbild der Strommessung mit dem Hall-IC und der äußeren Beschaltung mit dem Differenzverstärker und dem Tiefpassfilter.

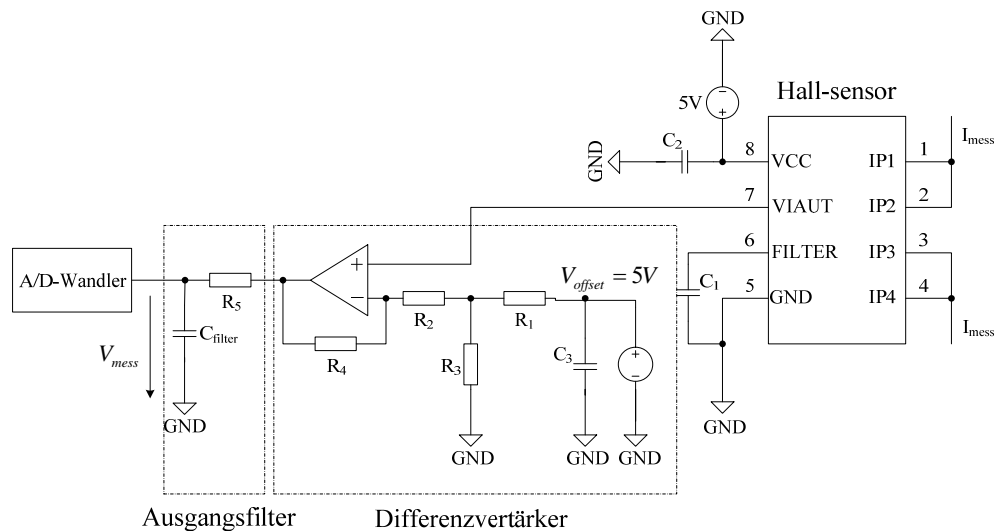


Abbildung 4.22: Funktionsschaltbild der Strommessung mit dem Hall-IC ACS712 und der äußeren Beschaltung mit einem Differenzverstärker zur Erhöhung der Empfindlichkeit des Stromwandlers und zur Anpassung der Spannung auf dem Messbereich des A/D-Wandlers

Die Messspannung V_{mess} vor dem A/D-Wandler ergibt sich in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung des Stromwandlers V_{I_AUT} und der Offset-Spannung des Differenzverstärkers V_{offset} zu:

$$V_{mess} = \frac{R_2 + R_4}{R_2} \cdot V_{I_AUT} - \frac{R_4}{R_2} \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot V_{offset} \quad (G.I.4-51)$$

Abbildung 4.23 zeigt die gemessene Spannung V_{mess} für unterschiedliche Stromstärken bis zu 30A. Die gemessene Kurve zeigt einen nahezu linearen Verlauf. Die Empfindlichkeit des Stromwandlers ergibt sich zu 180mV/A mit einer Offset-Spannung von 2,5V.

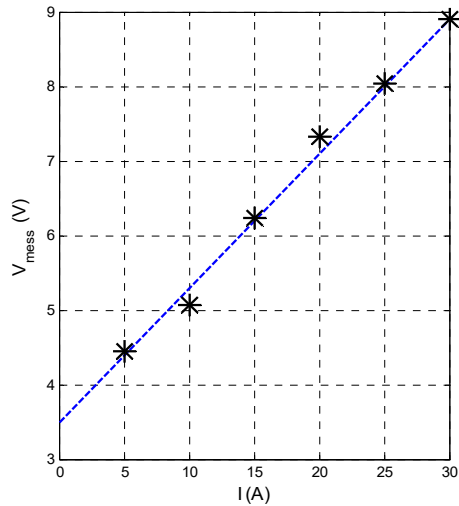


Abbildung 4.23: Gemessene Spannung vor dem A/D-Wandler in Abhängigkeit vom fließenden Strom

Der relative Messfehler des Hall-Sensors beträgt 1,5% bezogen auf dem Messbereich (0-30A). Damit ist eine genaue Messung der Ströme bzw. des elektrischen Wirkungsgrads möglich. Eine Fehlerrechnung für die Bestimmung der Messgenauigkeit des Wirkungsgrads der Wandler wird in Kapitel 6 ausgeführt.

4.4.3 Autarke Versorgung der Sensorik und der MOSFET-Treiber

Die Versorgung der MOSFET-Treiber, der Stromwandler und der Operationsverstärker erfolgt über die Thermogeneratoren. Die Umwandlung der Spannung der Thermogeneratoren in die erforderlichen Spannungslevels 5V und 12V erfolgt zweistufig über Linearregler von *LinearTechnology* (Abbildung 4.24).

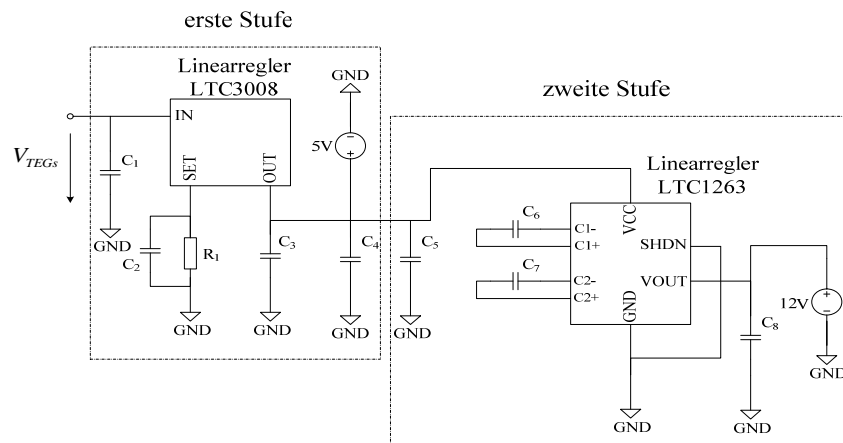


Abbildung 4.24: Funktionsschaltbild der zweistufigen Spannungsumwandlung über Linearregler für die autarke Versorgung der Sensorik und der MOSFET-Treiber über die Thermogeneratoren

Mit Hilfe des ersten Linearreglers *LT3008* wird die Spannung der Thermogeneratoren V_{TEGs} in die Hall-Sensoren-Spannung 5V umgewandelt. Der Linearregler ist für einen weiten Eingangsspannungsbereich (2V bis 45V) ausgelegt. Der Chip zeichnet sich durch eine geringe

Dropout-Spannung von 300mV und einen geringen Ruhestrom von 30µA aus. Die Ausgangsspannungstoleranz beträgt ±2% über den gesamten Eingangsspannungsbereich. Über die Verbindung mit Keramik-Ausgangskondensatoren ergibt sich eine Stabilität der Versorgungsspannung. In der zweiten Stufe erfolgt die Umwandlung in den Treiber-Spannungslevel 12V über einen zweiten Linearregler *LTC1263*.

4.4.4 Auslegung des Kühlkörpers

Die Verluste in den MOSFETs sind mit der Sperrschichttemperatur T_j gekoppelt. Eine Erhöhung der Sperrschichttemperatur führt zu einer Erhöhung des Durchlasswiderstands $R_{DS,on}$. Hierdurch entstehen höhere Durchlassverluste die wiederum zu einem Anstieg der Sperrschichttemperatur führen. Die Abhängigkeit des Durchlasswiderstands der MOSFETs von der Sperrschichttemperatur wird durch die Temperaturkoeffizienten (α_1, α_2) wie folgt beschrieben:

$$R_{DSon} = R_{DSon, T=T_{ref}} \cdot (1 + \alpha_1 \cdot \Delta T_j + \alpha_2 \cdot \Delta T_j^2) \quad (G.1.4-52)$$

Betrachtet man die Datenblätter-Angaben zu den Temperaturkoeffizienten der ausgewählten MOSFETs, so ergibt sich ein ca. 1.5-facher Anstieg des Durchlasswiderstands bei einer Sperrschichttemperatur von 120°C. Durch den Einsatz eines Kühlers wird die Sperrschichttemperatur begrenzt. Ein vereinfachtes thermisches Modell für die Auslegung des Kühlers ist in Abbildung 4.25 dargestellt.

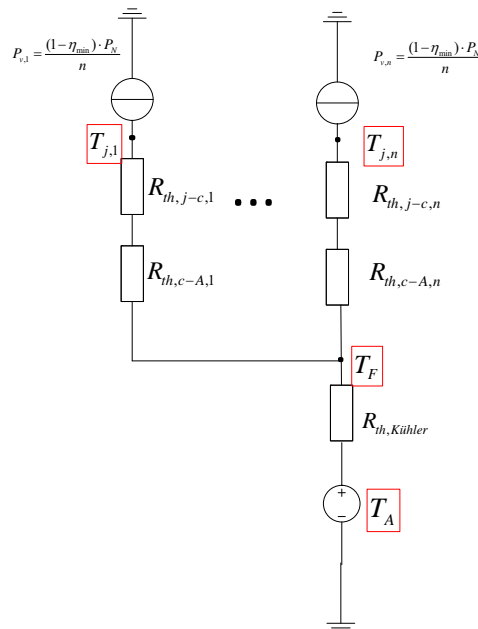


Abbildung 4.25: Vereinfachtes thermisches Ersatzschaltbild für die Auslegung des Kühlkörpers

$R_{th,j-c}$ bezeichnet den thermischen Widerstand zwischen der Sperrschicht und dem Gehäuse des Bauteils. Der thermische Widerstand $R_{th,c-A}$ ist zwischen dem Gehäuse und der

Oberfläche des Kühlers. Der Widerstandwert $R_{th,j-c}$ ist aus den Datenblättern der MOSFETs zu entnehmen. Der thermische Widerstand des Wärmeleitmaterials $R_{th,c-A}$ berechnet sich zu:

$$R_{th,c-A} = \frac{d_{WL}}{\lambda_{WL} \cdot A_B} \quad (G.I.4-53)$$

Er wird für eine typische Dicke einer isolierenden Wärmeleitpaste $d_{WL} = 0,1mm$, mit einer typischen Wärmeleitfähigkeit $\lambda_{WL} = 2W/K$ berechnet. Die zur Wärmeleitung genutzte Fläche entspricht der Fläche der Grundplatte des MOSFET-Gehäuses.

Die durchgeführte Analyse der Leistungsverluste in den Wandlern ergab dass die Durchlass- und Schaltverluste in den Leistungsschaltern mehr als 80% der gesamten Verlustleistung darstellen. Bei der Annahme eines minimalen Wirkungsgrads $\eta_{min} \approx 94\%$ bei einem Vollastbetrieb ($P = P_N = 100W$) der Wandler (*Worstcase*) und einer gleichmäßigen Aufteilung der Gesamtverlustleistung auf die einzelnen MOSFETs, berechnet sich der erforderliche thermische Widerstand des Kühlers mit dem oben dargestellten thermischen Ersatzschaltbild zu:

$$R_{th,Kühler} = \frac{T_{j,max} - T_A}{(1 - \eta_{min} \cdot P_N)} - \frac{R_{th,j-c} + R_{th,c-A}}{n} \approx 7K/W \quad (G.I.4-54)$$

Als Umgebungstemperatur T_A wird $30^\circ C$ angenommen. Als Kühlkörper wird ein 60mm- langer Kühler *SKDC8160SA* von *Fischer Elektronik* mit einem thermischen Widerstand $6K/W$ eingesetzt.

4.4.5 Realisierung der Wandlerplatinen und Messung des Wirkungsgrads

Die Wandler wurden auf zweilagige Platinen mit den Abmessungen $(100 \times 100)mm^2$ und einer Beschichtung von $70\mu m$ realisiert. Beim Layout-Design wurden folgende Aspekte berücksichtigt:

- Die MOSFETs sind auf der Bottom-Lage der Platine montiert. Damit ergeben sich kurze Entfernungen bzw. geringe parasitären Widerstände der Leitungen. Hin- und Rückleiter liegen dicht beieinander so dass die aufgespannte Fläche zwischen den beiden Leitern klein ist. Damit ergeben sich geringe parasitäre Induktivitäten.
- Die Bottom-Lage der Platine wird als Massefläche verwendet. Hierdurch werden Vermischungen von Massenflächen vermieden. Der Zugriff auf Masse ist kurz und direkt.
- Die Leiterbahndicke ist entsprechend der Strombelastung ausgelegt. Die Platinendicke bzw. die Auslegung der Durchkontaktierungen erfolgte in Anlehnung an die ausgeführte Berechnung von Vias für beispielhafte Layouts in [61].

Abbildung 4.26 zeigt die Wandlerplatinen der realisierten Prototypen (die Schaltpläne und die entsprechenden Board-Layouts sind im Anhang B dargestellt).

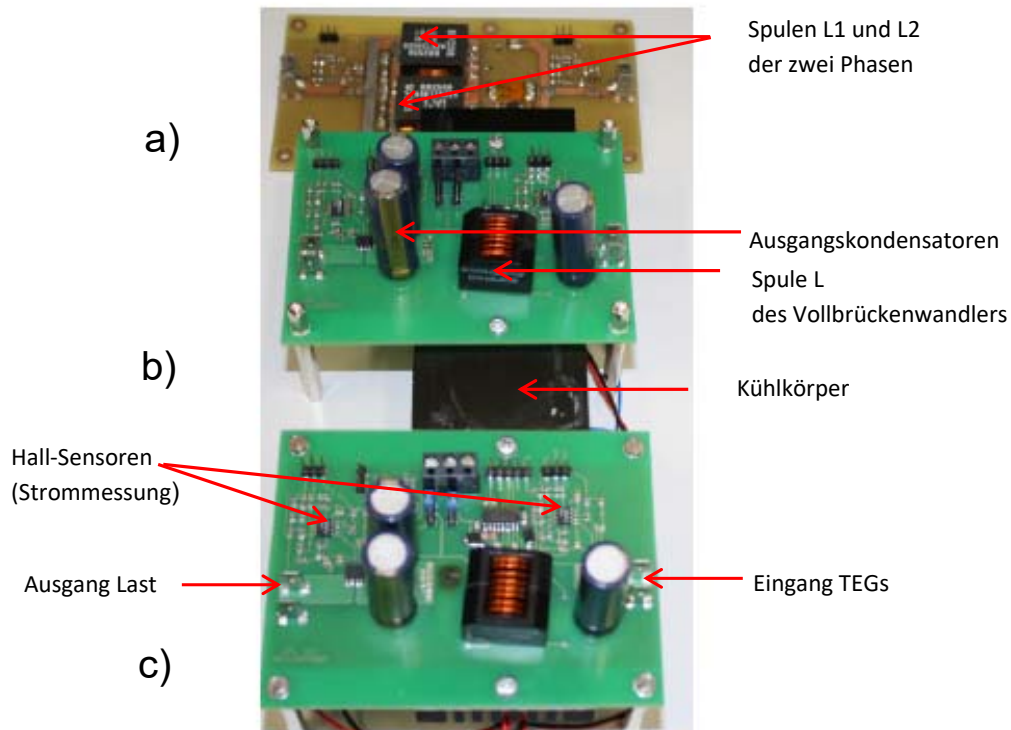


Abbildung 4.26: Foto der Wandlerplatinen: a) des Zweiphasen-Synchronwandlers; b) des Vollbrückenwandlers mit Synchron-FETs; c) des Vollbrückenwandlers mit Schottky-Dioden

Der Vollbrückenwandler wurde in zwei Varianten mit Schottky-Dioden und mit Synchron-FETs realisiert. Für die Messung des Wirkungsgrads werden die Wandler auf die Eingangsseite an einem Gleichstromnetzteil mit einem elektrischen Innenwiderstand angeschlossen. Die Thermogeneratoren sind somit durch eine nichtideale Spannungsquelle nachgebildet. Auf die Ausgangsseite wird eine elektronische Last mit einem einstellbaren Lastwiderstand R_L angeschlossen. Die Messaufnahme erfolgt über die A/D-Wandler eines *DSPACE-Controllerboards DS1103* [62]. Die Abtastzeit wird auf 1ms festgelegt. Die Messung erfolgt im gesteuerten Betrieb bei einem festen Tastverhältnis ($D = 0,5$) für verschiedene Eingangsleistungen. Die Eingangsleistung wird über die Veränderung der Netzteil-Spannung variiert. Hochfrequentes Messrauschen wird über einen implementierten digitalen Tiefpassfilter vor dem Zwischenspeichern der Messwerte gefiltert. Aus den erhaltenen Strom- und Spannungsmesswerten werden Sekunden-Mittelwerte der Ein- und Ausgangsleistung ermittelt. Eine schematische Darstellung des Messaufbaus sowie die resultierenden Wirkungsgrade der Wandler für verschiedene Eingangsleistungen sind in Abbildung 4.27 dargestellt.

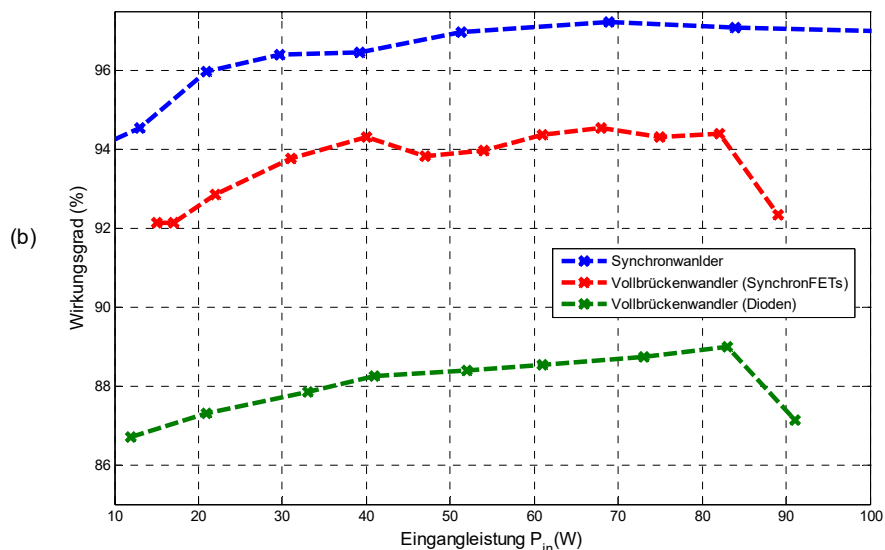
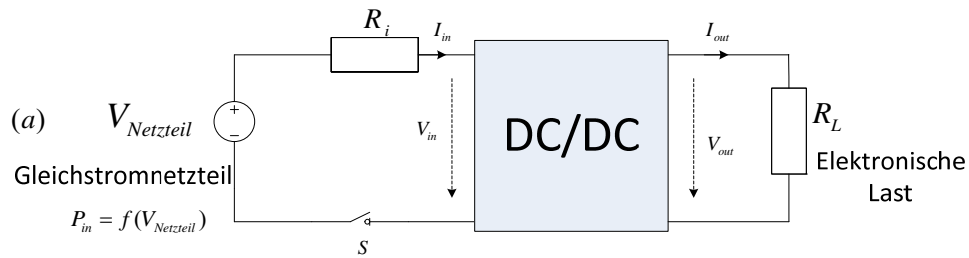


Abbildung 4.27: a) Schematische Darstellung des Messaufbaus für die Messung des Wirkungsgrads; b) Gemessene Wirkungsgrade der Wandler im Voll- und Teillastbetrieb für verschiedene Eingangsleistungen

Der Wirkungsgrad des Zweiphasen-Synchronwandlers ist über den gesamten Arbeitsbereich über 94%. Bei einem Vollastbetrieb des Vollbrückenwandlers mit Synchron-FETs wird dieser angestrebte Wert auch erreicht. Bei einem Aufbau mit Schottky-Dioden resultiert, durch die hohen Durchlassverluste, wie erwartet eine geringe Effizienz ($\eta_{DC/DC} < 89\%$). Durch den kompakten Aufbau der Platinen mit dicht beieinander angeordneten SMD-Bauelementen konnten die ohmschen Verluste der Leiterbahnen minimiert werden. Die gemessenen Wirkungsgrade liegen nur wenig niedriger als die analytisch prädierten Werte (vgl. Abbildungen 4.17 und 4.18).

Der gemessene Wirkungsgrad des Zweiphasen-Synchronwandlers zeigt niedrigere Werte im Teillastbetrieb bei geringer Eingangsleistung ($P_{in}/P_N < 0,3$). Beim Einsatz des Wandlers in Anwendungen mit hohen Temperaturschwankungen soll eine hohe Effizienz auch im Teillastbetrieb erreicht werden. Um vergleichbare Werte des Wirkungsgrads bei einem Vollastbetrieb zu erreichen, kann bei Unterschreitung eines Grenzwertes der Eingangsleistung eine Phase abgeschaltet werden. Hierdurch werden die stromabhängigen Durchlass- und Schaltverluste reduziert und die konstanten stromunabhängigen Ansteuerungsverluste einer Phase vermieden. Bei einer symmetrischen Stromaufteilung in den

beiden Phasen des Wandlers bzw. bei einem gleichmäßigen Leistungsbetrag der einzelnen Phasen gilt:

$$\eta_{\text{zweiphasen}}(P_{in}) = \eta_{\text{einphasen}}\left(\frac{P_{in}}{2}\right) \quad (\text{G.I.4-55})$$

Durch die Fertigungstoleranzen in den Bauelementen und die aufbaubedingten Unterschiede in den Leitungslängen und Bahnabständen in den beiden Phasen, wird der Strom nicht symmetrisch aufgeteilt. Der Wirkungsgrad des Wandlers bei Abschaltung einer Phase weicht von der Gleichung (G.I.4-55) ab und kann nur messtechnisch ermittelt werden.

Die Messung des Wirkungsgrads des Wandlers bei einem Einphasenbetrieb erfolgte für mehrere Arbeitspunkte ($P_{in} \leq P_N/2 = 50W$).

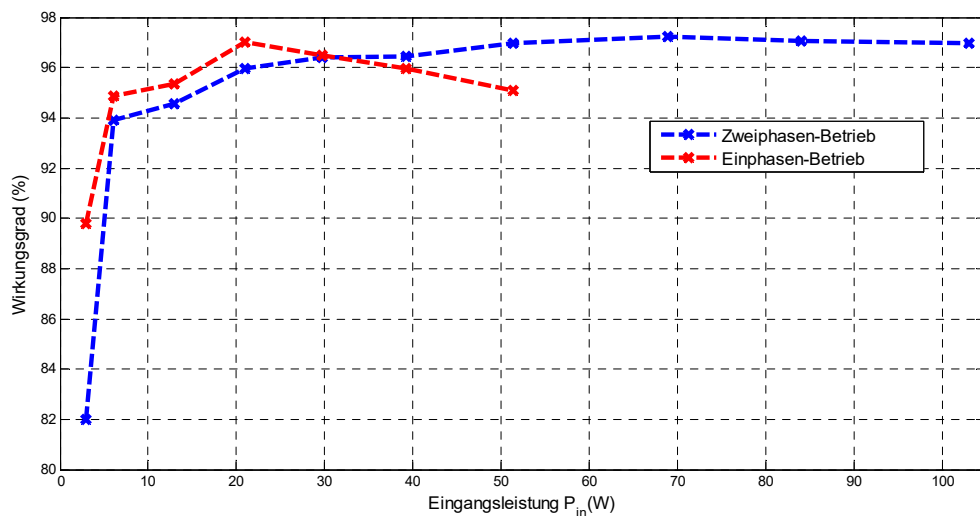


Abbildung 4.28: Gemessener Wirkungsgrad des Zweiphasen-Synchronwandlers bei Abschaltung einer Phase im Teillastbetrieb (rot) im Vergleich zum Messwert bei einem Zweiphasenbetrieb (blau) für verschiedene Eingangsleistungen

Abbildung 4.28 zeigt die gemessenen Werte des Wirkungsgrads im Vergleich zu den Messwerten bei einem Zweiphasenbetrieb.

Die Grenzleistung für das Abschalten einer Phase entspricht dem Schnittpunkt der beiden gemessenen Kurven und ergibt sich zu: $P_{thGrenz} = 31,5W$. Bei weniger als 30% der Nennleistung des Wandlers soll eine Phase abgeschaltet werden.

Die Verbesserung der Effizienz im Teillastbetrieb hierdurch ist deutlich. Bei einer Eingangsleistung $P_{in} = 20\% \cdot P_N$ resultiert eine Steigerung des Wirkungsgrads von ca. 95,9% auf 96,8%.

5 Regelung des Umrichters

Bei einem geregelten Betrieb sollen die Thermogeneratoren auf der Eingangsseite des Wandlers die maximale elektrische Leistung liefern. Wie in Abbildung 2.7 (vgl. Kapitel 2) dargestellt, liegt der optimale Arbeitspunkt (*MPP Maximum Power Point*) von Thermogeneratoren bei der halben Leerlaufspannung. Die Lage des Arbeitspunkts hängt von der Temperaturdifferenz und der Lastimpedanz ab. Die Wandlerregelung soll in der Lage sein, bei Veränderung der Temperaturdifferenz bzw. bei einem schnellen Lastwechsel, den Arbeitspunkt mit hoher Dynamik anzupassen. Die Reglerauslegung erfolgt für ein stabiles Betriebsverhalten des Wandlers im gesamten Spannungsbereich und ein schnelles Einschwingen der Regelgröße. Bei einem stabilen Regelverhalten werden die transienten Störungen ausgeglichen und somit Leistungsverluste vermieden.

Der erste plausible Ansatz zur Realisierung einer MPPT-Reglung kann über die direkte Erfassung der Leerlaufspannung und die anschließende Regelung auf den halben Messwert erfolgen. Hierzu soll eine lange Pulspause programmiert werden, so dass sich die Spannung eines Kondensators auf der Eingangsseite des Wandlers an die Leerlaufspannung angleicht. Dieser Ansatz wird aufgrund der notwendigen Wartezeit bis zum Einschwingen der Kondensatorspannung (bei jeder Aktualisierung des Sollwertes) und der dadurch hohen resultierenden Verluste nicht verfolgt. Für die Realisierung des MPPT-Reglers werden folgende Ansätze erprobt:

1. Iterative Verfolgung des Leistungsgradienten dP/dV über die Zeit und Änderung des Tastverhältnisses mit variabler Schrittweite.
2. PI-Spannungsregler mit Vorsteuerung. Hierbei wird der Spannungssollwert in Abhängigkeit von den gemessenen Temperaturen auf der heißen und kalten Seite der Thermogeneratoren berechnet. Die Sollwertvorgabe erfolgt durch eine Funktion des Leistungssollwertes und des Innenwiderstands. Die Werte werden aus abgespeicherten Kennlinien der eingesetzten Thermogeneratoren (*Look-up-Tables*) abgelesen.

5.1 Iterative Verfolgung des Leistungsgradienten

Bei diesem Ansatz wird der Leistungsgradient nach der Gleichung:

$$\frac{dP(k)}{dV(k)} = I(k) + V(k) \cdot \frac{dI(k)}{dV(k)} \quad (\text{G.I.5-1})$$

verfolgt und ein Istwert nahe null, durch eine iterative Änderung des Tastverhältnisses des Wandlers $D(k)$ in positiver oder negativer Richtung mit einer bestimmten Schrittweite $dD(k)$, angestrebt. Das Verfahren stellt den Stand der Technik bei der Regelung von PV-Wechselrichtern dar ([63]) und wird auf die Leistungskennlinie von Thermogeneratoren übertragen. In Abhängigkeit von der Lage des Arbeitspunktes auf der Leistungskennlinie ergeben sich die folgenden Ungleichungen:

$$\frac{dP(k)}{dV(k)} > 0 \Rightarrow \frac{dI(k)}{dV(k)} = \frac{I(k) - I(k-1)}{V(k) - V(k-1)} > -\frac{I(k)}{V(k)} \text{ bzw.} \quad (\text{G.I.5-2})$$

$$\frac{dP(k)}{dV(k)} < 0 \Rightarrow \frac{dI(k)}{dV(k)} = \frac{I(k) - I(k-1)}{V(k) - V(k-1)} < -\frac{I(k)}{V(k)} \quad (\text{G.1.5-3})$$

Bei einem positiven Leistungsgradienten, liegt der optimale Arbeitspunkt (MPP) rechts. Die Spannung muss über das Tastverhältnis des Wandlers erhöht werden. Bei einem negativen Leistungsgradienten, liegt der optimale Arbeitspunkt links. Die Spannung muss in dem Fall reduziert werden. Das Tastverhältnis $D(k)$ ist die Stellgröße des MPPT-Reglers. Die iterative Verfolgung des Leistungsgradienten entlang der Kennlinie eines Thermogenerators ist in Abbildung 5.1 dargestellt.

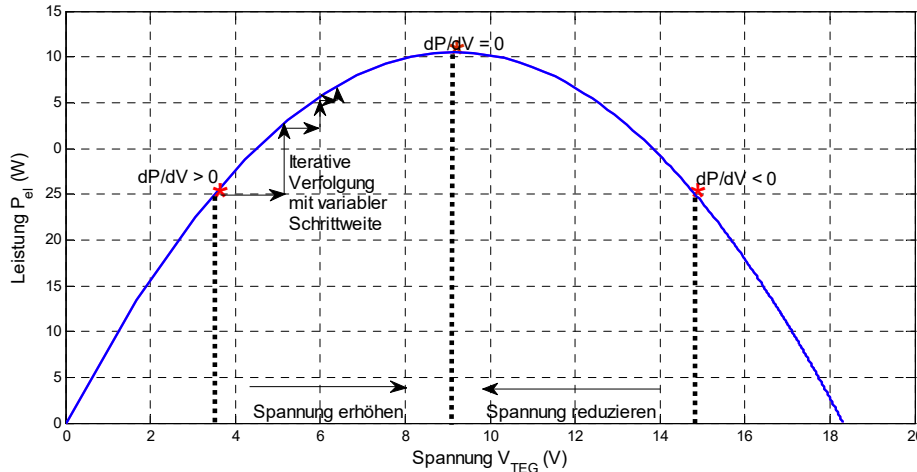


Abbildung 5.1: Darstellung des Ansatzes der iterativen Verfolgung des Leistungsgradienten entlang der berechneten Leistungskennlinie des eingesetzten Thermogenerators

Bei einer Änderung der Stellgröße mit einer großen Schrittweite ergibt sich zwar eine schnelle Dynamik des Regelkreises, aber eine große statische Regelabweichung vom optimalen Arbeitspunkt. Bei einer kleinen Schrittweite ergibt sich umgekehrt ein gutes statisches Verhalten aber eine langsame Regelung. Um das statische und dynamische Verhalten des Reglers zu verbessern wird die Schrittweite im Laufe der Iterationen verändert. Die Schrittweite $dD(k)$ wird in Abhängigkeit vom gemessenen Leistungsgradienten variiert.

Bei einer Temperaturänderung bzw. einem Lastwechsel soll die Änderung des Tastverhältnisses größer eingestellt werden um die Findung des optimalen Arbeitspunktes zu beschleunigen. Bei konstanter Temperatur bzw. konstanter Last soll die Schrittweite reduziert werden um die Schwankungen um den Arbeitspunkt klein zu halten. Eine dynamische Leistungsanpassung mit variabler Schrittweite je nach Lage des Arbeitspunktes führt somit zu einem besseren MPPT-Wirkungsgrad (η_{MPPT}). Die Änderung des Tastverhältnisses erfolgt hier über eine exponentielle Funktion des Leistungsgradienten:

$$dD(k) = \left| \frac{dP(k)}{dV(k)} \right|^{a+b \cdot e^{-|dP(k)|}} \quad (\text{G.1.5-4})$$

Nahe dem optimalen Arbeitspunkt sind der Betrag des Leistungsgradienten und entsprechend die Schrittweite klein. Die optimalen Parameter ($a=0,8$; $b=0,6$) wurden empirisch nach einer Messung und Auswertung von Spannungsverläufen bei mehreren Lastwechseln bestimmt.

(vgl. Abbildung 5.12). Die Koeffizienten wurden für eine möglichst kleine Anregelzeit bestimmt. Das Strukturgramm des Algorithmus ist in Abbildung 5.2 dargestellt.

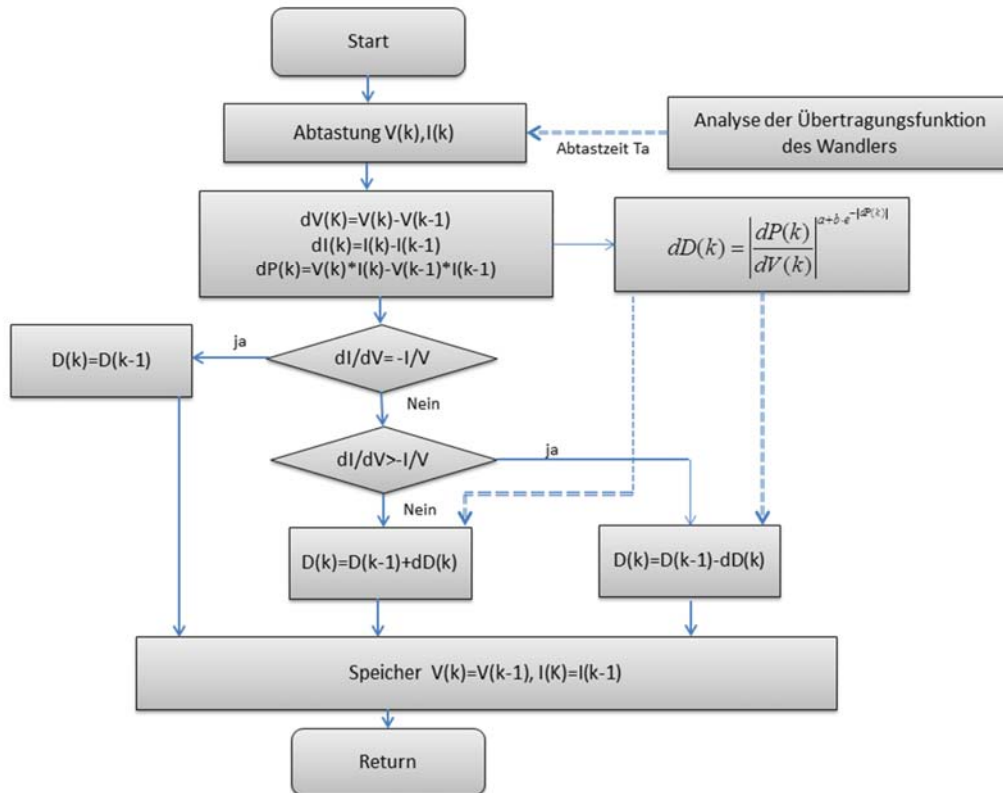


Abbildung 5.2: Strukturgramm des MPPT-Algorithmus zur iterativen Verfolgung des Leistungsgradienten mit variabler Schrittweite

Das Verfahren wurde zunächst als *Rapidprototyping*-Lösung in einem *DSPACE*-Echtzeitsystem umgesetzt. Der Leistungsgradient wurde hierbei in jedem Zeitschritt aus den gemessenen Größen Ausgangsspannung und Ausgangsstrom (v_{out}, i_{out}) berechnet. Die A/D-Wandler wurden synchronisiert so dass Strom und Spannung gleichzeitig gemessen werden.

Bei einer sehr kurzen Abtastzeit des Stroms und der Spannung kann das Verfahren instabil werden. Der Einschwingvorgang der Spannung bzw. der Leistung auf den Sollwert ist in dem Fall langsamer als die Zykluszeit des Reglers [64]. Deshalb wird die Abtastzeit T_a bei Berücksichtigung des Kleinsignalverhaltens des Wandlers bestimmt. Durch die Analyse der Übertragungsfunktion des Wandlers in Absatz 5.3 wird eine Dimensionierungsvorschrift für die Abtastzeit, für einen stabilen Betrieb, abgeleitet. Der wichtigste Vorteil des Ansatzes der iterativen Verfolgung des Leistungsgradienten ist, dass eine Einbindung von Temperaturmessungen in die Regelung nicht erforderlich ist.

5.2 PI-Regler mit Vorsteuerung

Bei diesem Ansatz werden die Temperaturmesswerte von der kalten und der warmen Seite der Thermogeneratoren in die Regelung eingebunden. Anhand einer *Lookuptable* mit gespeicherten Kennlinien der elektrischen Leistung und des Innenwiderstands der

Thermogeneratoren in Abhängigkeit von der Temperaturdifferenz wird der Spannungssollwert generiert.

Die Spannung am Eingang des Wandlers entspricht am optimalen Arbeitspunkt der halben Leerlaufspannung. Bei Betrachtung der Gleichung (G.I.3-4, vgl. Kapitel 3) ergibt sich die Eingangsspannung des Wandlers zu:

$$V_{in} = \frac{V_{\text{Leerlauf,TEGs}}}{2} = \sqrt{R_{i,TEGs} \cdot P_{soll}} \quad (\text{G.I.5-5})$$

Ein Verbraucher wird durch einen Lastwiderstand R_L modelliert. Bei Berücksichtigung des gemessenen Wirkungsgrads des Wandlers ergibt sich die Ausgangsleistung des Wandlers zu:

$$P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R_L} = \eta_{DC/DC} \cdot P_{soll} \quad (\text{G.I.5-6})$$

Der Sollwert für die Ausgangsspannung des Wandlers ergibt sich als Funktion der elektrischen Leistung zu:

$$V_{soll} = f_1(P_{soll}) = \sqrt{\eta_{DC/DC} \cdot P_{soll} \cdot R_L} \quad (\text{G.I.5-7})$$

Der mögliche Einstellbereich des Lastwiderstands ist bei Berücksichtigung der Grenzwerte für die Ausgangsspannung und den Ausgangsstrom des Wandlers festgelegt. Der Spannungssollwert soll (für alle möglichen Eingangsleistungen) im Arbeitsbereich des Verbrauchers liegen.

Bei einer Rückspeisung der Abwärmeleistung in eine Batterie mit der Leerlaufspannung V_{Batt} und dem Innenwiderstand $R_{i,batt}$ entspricht die Ausgangsleistung des Wandlers:

$$P_{out} = V_{out} \cdot I_{out} = (V_{batt} - R_{i,batt} \cdot I_{out}) \cdot I_{out} = \eta_{DC/DC} \cdot P_{soll} \quad (\text{G.I.5-8})$$

In dem Fall ergibt sich der Spannungssollwert als Funktion der elektrischen Leistung P_{soll} zu:

$$V_{soll} = V_{batt} - R_{i,batt} \cdot I_{out} = f_2(P_{soll}) = \frac{V_{batt}}{2} + \sqrt{(V_{batt} / 2)^2 - R_{i,batt} \cdot \eta_{DC/DC} \cdot P_{soll}} \quad (\text{G.I.5-9})$$

Bei Temperaturschwankungen auf der warmen bzw. kalten Seite der Thermogeneratoren erfolgt somit das Laden der Batterie bei einer variablen Ladespannung (*bulk Charging*). Die Ladespannung wird in Abhängigkeit von der Eingangsleistung verändert und für einen Betrieb am optimalen Arbeitspunkt festgelegt. Für ein schonendes Laden der Batterie in Kombination mit einer MPPT-Regelung durch einen Laderegler werden in [65] Ladeverfahren für Blei- und Lithium-Ionen-Modulen kurz dargestellt.

Anhand der Funktionen in den Gleichungen (G.I.5-7) und (G.I.5-9) wird der Spannungssollwert bei Berücksichtigung der abgespeicherten Leistungskennlinie der Thermogeneratoren bestimmt. Die Aktualisierung des Sollwertes erfolgt mit der festen Zykluszeit des Reglers $T_{Zyklus} = 1ms$. Das Blockschaltbild des Reglers ist in Abbildung 5.3 dargestellt.

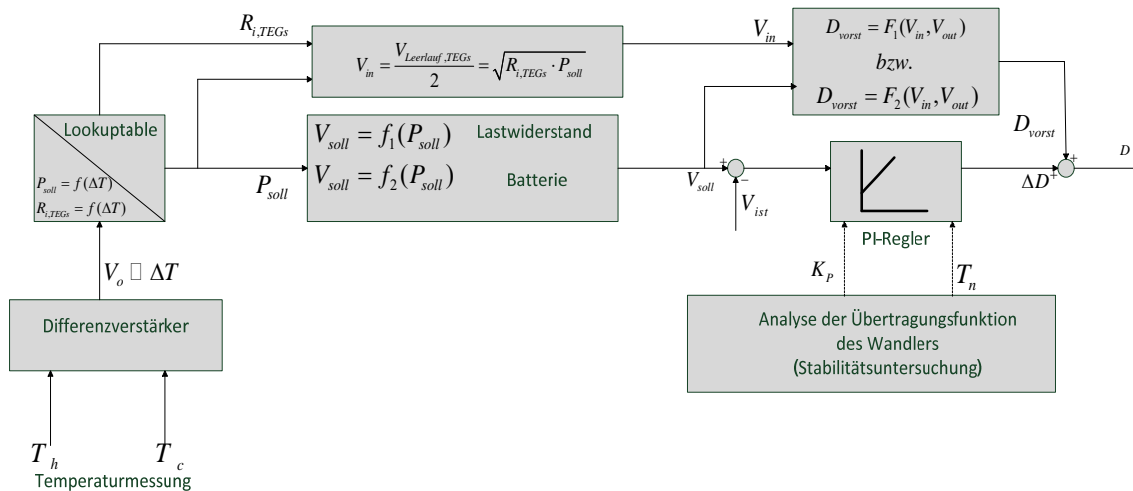


Abbildung 5.3: Blockschaltbild des PI-Spannungsreglers

Die Stellgröße des Reglers ist das Tastverhältnis. Der PI-Spannungsregler wird einer Vorsteuerung des Spannungsverhältnisses D_{vorst} überlagert:

$$D_{vorst} = F_1(V_{in}, V_{out}) = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad \text{im Aufwärtsbetrieb} \quad (G.I.5-10)$$

$$D_{vorst} = F_2(V_{in}, V_{out}) = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad \text{im Abwärtsbetrieb} \quad (G.I.5-11)$$

Die Auslegung des PI-Reglers erfolgt für einen stabilen Betrieb des Wandlers über den gesamten Arbeitsbereich. Die Ableitung der Regelparameter nach einer Analyse des Übertragungsverhaltens des Wandlers ist im Abschnitt 5.3 dargestellt.

Die Genauigkeit der Temperaturmessung bzw. des generierten Sollwertes hat einen direkten Einfluss auf die Leistungsanpassung und somit auf den MPPT-Wirkungsgrad des thermoelektrischen Energiesystems. Die Temperaturmessung erfolgt hier mit Hilfe der Thermofühler *HKMTIN-IM150U-200 TYP K* von „Newport-Electronics“. Diese Thermoelemente aus Nickel-Chrom (NiCr) und Nickel-Aluminium (NiAl) besitzen eine geringe Fehlertoleranz von 0,4% [66]. Der absolute Messfehler liegt bei 1,1°C. Die Thermoelemente werden direkt auf die Keramik-Oberfläche der Thermogeneratoren fixiert. Die resultierende Spannung an jedem Thermoelement entspricht nach dem Seebeck-Effekt:

$$V_{th} = (S_{NiCr}(T) - S_{NiAl}(T)) \cdot (T_{mess} - T_{Ref}) \quad (G.I.5-12)$$

Wobei S_{NiCr} und S_{NiAl} die Seebeck-Koeffizienten der beiden Metalle bezeichnen. T_{mess} ist die zu messende Temperatur und T_{Ref} ist die Umgebungstemperatur. Die Ausgangsspannungen der Thermoelemente auf der warmen und der kalten Seite der Thermogeneratoren ($V_{th,h}; V_{th,c}$) werden mit einem hochohmigen rauscharmen Differenzverstärker (vgl. Abbildung 5.4) vor dem A/D-Wandler verstärkt, um sie messtechnisch präzise zu erfassen. Der absolute Messfehler in der Umgebungstemperatur wird durch die Differenz aufgehoben. Die

Ausgangsspannung des Verstärkers V_o ist proportional zur Temperaturdifferenz und ergibt sich aus dem dargestellten Schaltbild zu:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_G}\right) \cdot (V_{th,h} - V_{th,c}) = G \cdot (T_h - T_c) \quad (G.I.5-13)$$

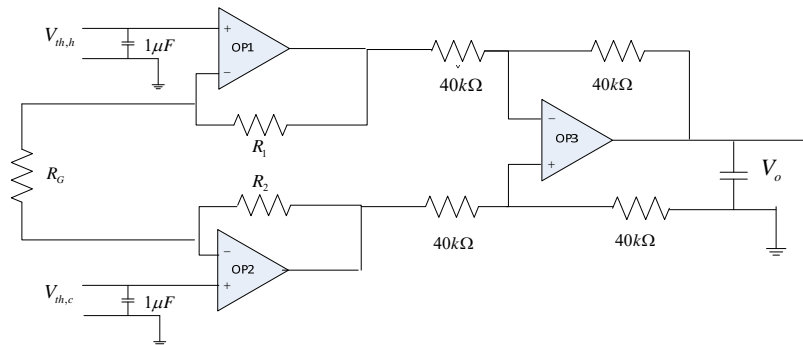


Abbildung 5.4: Schaltbild des hochohmigen Differenzverstärkers zur Anpassung der Ausgangsspannung der Thermoelemente

Die Widerstände R_1, R_2 und R_G sind hochohmig und so gewählt dass die Ausgangsspannung V_o im Spannungsbereich der A/D-Wandler des *DSPACE*-Systems liegt ([5V-10V]). Die verwendeten Operationsverstärker sind rauscharm und besitzen einen hohen Eingangswiderstand 10MΩ von. Die Rausch-Ausgangsspannung beträgt 3μV.

5.3 Stabilitätsuntersuchung und Reglerauslegung

Die Auslegung der vorgestellten Regler soll unter der Prämisse eines schnellen Einschwingens der Regelgröße und eines stabilen Betriebs für alle möglichen Spannungsverhältnisse des Wandlers erfolgen. Hierzu wird das Übertragungsverhalten der unregelmäßigten Strecke analysiert. Hier wird die Analyse für den Abwärtsbetrieb des Wandlers ausgeführt. Die Reglerauslegung für den Aufwärtsbetrieb erfolgt in analoger Weise nach demselben Vorgehen.

Aus der durchgeführten Analyse der Wandler im Kapitel 4, können folgende Punkte für die Regelung abgeleitet werden:

- Bei einem lückenfreien Betrieb (wo das Spannungsverhältnis nur vom Tastverhältnis abhängig ist) kann der Wandler, über eine Schaltperiode, als lineares zeitinvariantes System betrachtet werden.
- Die Festlegung des Stromrippels beim Entwurf der Leistungsstufe auf den maximal zulässigen Grenzwert für einen Lückengrenzbetrieb führt zu einer kleinen Dimensionierung der Spulen und damit zu einem schnellen Einschwingverhalten
- Unter Vernachlässigung der Toleranzen in den Bauelementen sowie in den Totzeiten bei der phasenversetzten Ansteuerung der beiden Phasen des Zweiphasen-Synchronwandlers wird eine symmetrische Phasenstromaufteilung angenommen. Der Zweiphasenwandler kann verhaltensmäßig als Einphasenwandler mit parallel geschalteten Drosseln betrachtet werden [44]. Die Werte der Ersatzinduktivität und der Ersatzwiderstände werden durch die Parallelschaltung halbiert.

5.3.1 Analyse des Übertragungsverhaltens des Wandlers

Durch die Schaltfunktion des Haupt- und des Synchronschalters sind die Differentialgleichungen des Systems zeitvariant. Betrachtet man ein Mittelwertmodell über eine Schaltperiode, so kann das System als linear und zeitinvariant beschrieben werden. Es wird mit zeitlich lokalen Mittelwerten über eine Schaltperiode gerechnet:

$$\bar{a}(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s/2}^{t+T_s/2} a(\tau) \cdot d\tau \quad (\text{G.I.5-14})$$

Diese dynamische Mittelwertmodellierung ist unter dem Namen *State Space Averaging* (SSA) bekannt [17], [67] und wird hier angewendet. Durch die Mittelwertmodellierung werden die pulsfrequente Anteile mit der Schaltfrequenz f_s und die Oberschwingungen nicht abgebildet [68].

Das Ersatzschaltbild des idealisierten Wandlers im Abwärtsbetrieb mit einem Lastwiderstand R_L ist in Abbildung 5.5 dargestellt:

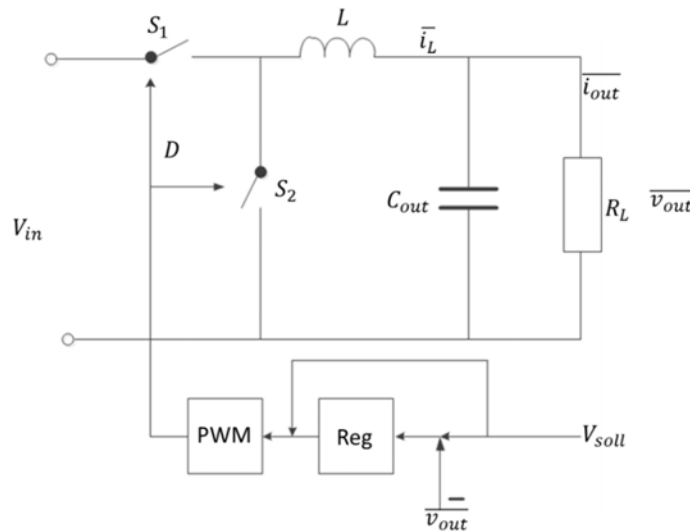


Abbildung 5.5: Ersatzschaltbild des idealisierten Wandlers im Abwärtsbetrieb

Durch das Takten der beiden Schalter S_1 und S_2 bildet das dargestellte Netzwerk ein zeitvariantes System. Für die analytische Bestimmung des Übertragungsverhaltens des Wandlers wird ein Mittelwertmodell über eine Schaltperiode verwendet. Für die Induktivität L gilt:

$$s \cdot L \cdot \bar{i}_L = \bar{v}_s - \bar{v}_{out} \quad (\text{G.I.5-15})$$

Wobei \bar{v}_s die gemittelte Spannung am Schalter S_2 bezeichnet.

Für die Ausgangskapazität C_{out} gilt:

$$s \cdot C_{out} \cdot \bar{v}_{out} = \bar{i}_L - \bar{i}_{out} \quad (\text{G.I.5-16})$$

Der gemittelte Ausgangsstrom \bar{i}_{out} ergibt sich aus dem ohmschen Gesetz zu:

$$\bar{i}_{out} = \frac{\bar{v}_{out}}{R_L} \quad (\text{G.I.5-17})$$

Fasst man die Gleichungen (G.I.5-15), (G.I.5-16) und (G.I.5-17) zusammen, so ergibt sich:

$$\bar{v}_{out}(s) = \frac{1}{s^2 \cdot L \cdot C_{out}} \cdot (\bar{v}_s(s) - \bar{v}_{out}(s)) - \frac{1}{s \cdot C_{out}} \cdot \frac{\bar{v}_{out}(s)}{R_L} \quad (\text{G.I.5-18})$$

Die gemittelte Spannung am Schalter $\bar{v}_s(s)$ ist mit dem Tastverhältnis $D(s)$ als Stellgröße gekoppelt und entspricht bei der Betrachtung der Schaltzeit über eine Schalperiode:

$$\bar{v}_s(s) = D(s) \cdot V_{in} \quad (\text{G.I.5-19})$$

Die Übertragungsfunktion des Wandlers berechnet sich damit zu:

$$G_{Wandler}(s) = \frac{\bar{v}_{out}(s)}{D(s)} = \frac{V_{in}}{s^2 \cdot L \cdot C_{out} + s \cdot \frac{L}{R_L} + 1} \quad (\text{G.I.5-20})$$

Das vereinfachte Modell des Wandlers entspricht einem PT2-Glied mit der Eigenkreisfrequenz $\omega_0 = 1 / \sqrt{L \cdot C_{out}}$ ($f_0 = \omega_0 / 2\pi = 4,3\text{kHz}$) und dem Dämpfungsfaktor $d = \sqrt{L / C_{out}} / R_L$.

5.3.2 Auslegung der Regler

Die Reglerauslegung erfolgt so dass die folgenden Anforderungen erfüllt sind:

- Ein stabiler Betrieb des Wandlers für alle möglichen Spannungsverhältnisse. Hierfür müssen die Regelparameter des PI-Reglers so festgelegt werden, dass die Pole des geschlossenen Regelkreises links des Ursprungs der komplexen Ebene liegen.
- Ein schnelles Einschwingverhalten der Regelgröße. Eine hohe Dämpfung des Regelkreises soll erreicht werden. Für ein gutes Führungsverhalten erfolgt die Auslegung für eine Phasenreserve $30^\circ \leq \varphi_R \leq 70^\circ$

Toleranzen in den Bauelementen sowie die Änderung ihrer Kennwerte aufgrund einer Temperaturerhöhung der Platine wirken als Störgrößen auf die Regelstrecke. Hier wird allerdings nur das Führungsverhalten betrachtet.

Zunächst erfolgt die Auslegung der Abtastzeit für den MPPT-Regler nach dem Ansatz der iterativen Verfolgung des Leistungsgradienten. Hierfür wird im Folgenden das Kleinsignalverhalten des Wandlers analysiert. Betrachtet man die Übertragungsfunktion des Wandlers in der Gleichung (G.I.5-20) und löst man die entsprechende Differentialgleichung im Zeitbereich so ergibt sich bei einer Änderung des Tastverhältnisses mit der Schrittweite dD eine Kleinsignaländerung der Ausgangsspannung des Wandlers \hat{v}_{out} :

$$\hat{v}_{out} = dD \cdot V_{in} \cdot (1 - 1 / \sqrt{1 - d^2} \cdot e^{-\omega_0 \cdot t} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t \cdot \sqrt{1 - d^2} + ar \cos(d))) \quad (\text{G.I.5-21})$$

Das Kleinsignal der Ausgangsleistung $\hat{p}_{out} = \hat{v}_{out}^2 / R_L$ berechnet sich daraus zu:

$$\hat{p}_{out} = \frac{(dD \cdot V_{in})^2}{R_L} \cdot \left[\left(1 - \frac{1}{\sqrt{1-d^2}} \cdot e^{-\omega_0 t} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t \cdot \sqrt{1-d^2}) + \arccos(d) \right)^2 \right] \quad (\text{G.I.5-22})$$

lässt man eine Schwankung des Arbeitspunktes um den Wert $(dD \cdot V_{in})^2 / R_L$, mit einer Schwankungsbreite von $(1 \pm \varepsilon) \cdot (dD \cdot V_{in})^2 / R_L$ zwischen zwei aufeinanderfolgenden Abtastzeitpunkten $(k \cdot T_a)$ und $(k+1) \cdot T_a$ zu, dann ergibt sich aus der Lösung der Gleichung (G.I.5-22) die notwendige Zeit für die Erreichung des Sollwertes mit einer statischen Abweichung ε nach jedem Zyklus zu:

$$T_{a,g} \approx -\frac{1}{d \cdot \omega_0} \cdot \ln(\varepsilon) \quad (\text{G.I.5-23})$$

Je kleiner die Schwankungsbreite des Arbeitspunktes ist, desto kürzer ist die Abtastzeit zu wählen. Bei der Festlegung eines Toleranzbands von $\pm 10\%$ ($\varepsilon = 0,1$) ergibt sich ein Grenzwert der Abtastzeit von $500 \mu\text{s}$. Der Grenzwert wurde für einen angenommenen Lastwiderstand $R_L = 1 \Omega$ berechnet. Die Zykluszeit des Reglers wird hier auf 1ms festgelegt. Wählt man die Zykluszeit des Reglers kleiner als den Grenzwert so wird das Verfahren instabil. Durch die verhältnismäßig schnellere Änderung der Stellgröße im Vergleich zur Dynamik des Wandlers würde eine Dauerschwingung ohne Findung des optimalen Arbeitspunktes entstehen.

Für die Auslegung des PI-Reglers wird eine Stabilitätsuntersuchung des geschlossenen Regelkreises durchgeführt. Durch die Ausführung von Stabilitätskriterien eines LZI-Systems wird der Einstellbereich der Regelparameter bestimmt. Abbildung 5.6 zeigt das Signalflussdiagramm des Spannungsregelkreises mit einer Vorsteuerung des Tastverhältnisses bei einem Abwärtsbetrieb.

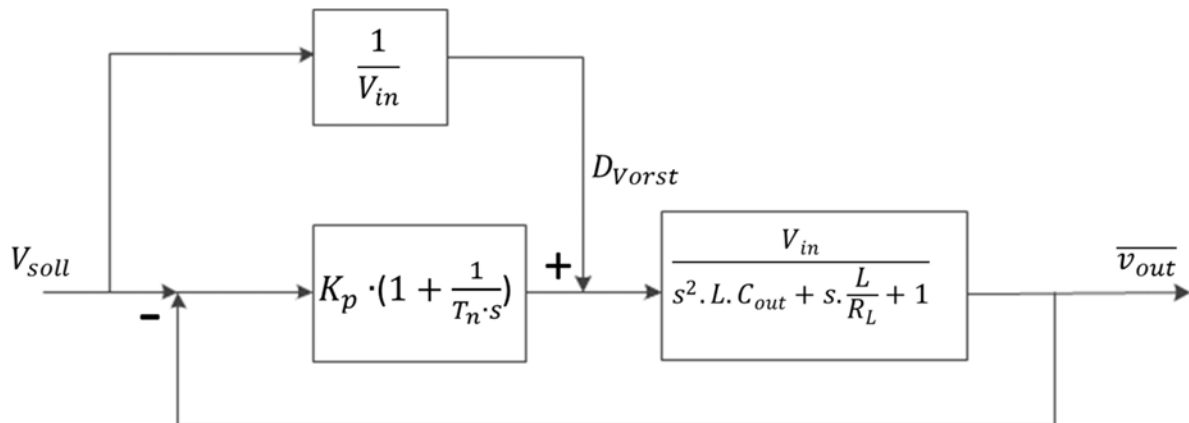


Abbildung 5.6: Signalflussdiagramm des Spannungsregelkreises mit einer Vorsteuerung des Tastverhältnisses bei einem Abwärtsbetrieb des Wandlers

D_{vorst} bezeichnet das vorgesteuerte Tastverhältnis und wird aus den abgespeicherten Kennlinien der Thermogeneratoren in den *Lookuptables* für jede Temperaturdifferenz nach den Gleichungen (G.I.5-5), (G.I.5-10) und (G.I.5-7) bzw. (G.I.5-9) bestimmt. Durch den PI-Regler wird die Abweichung zwischen dem Sollwert und der Vorsteuerung kompensiert.

Aus dem Signalflussdiagramm resultiert Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises $G_{ges}(s)$:

$$G_{ges}(s) = \frac{\bar{v}_{out,ist}}{\bar{v}_{out,soll}} = \frac{(F_V + F_R(s)) \cdot G_{Wandler}(s)}{1 + F_R(s) \cdot G_{Wandler}(s)} \quad (G.1.5-24)$$

Für die Gewährleistung der Stabilität soll die Schwingung des PT2-Gliedes durch den Regler für alle möglichen Arbeitspunkte gedämpft werden. Hierfür muss der Realteil aller Pole der Übertragungsfunktion $G_{ges}(s)$ negativ sein. Das Nennerpolynom der Übertragungsfunktion ergibt sich zu:

$$N(s) = T_n \cdot L \cdot C_{out} \cdot s^3 + T_n \cdot \frac{L}{R_L} \cdot s^2 + T_n \cdot (K_p + 1) \cdot s + K_p \quad (G.1.5-25)$$

Nach dem *Routh-Hurwitz*-Stabilitätskriterium [69], hat die die Übertragungsfunktion nur Pole mit negativen Realteilen wenn folgende Bedingungen erfüllt sind:

- Alle Koeffizienten des charakteristischen Polynoms haben das gleiche Vorzeichen ($a_i > 0$ für $i = 0, \dots, 3$)
- Die *Hurwitz*-Determinante $H_j = \begin{vmatrix} a_2 & a_0 \\ a_3 & a_1 \end{vmatrix} > 0$ (G.1.5-26)

Bei Betrachtung der beiden Stabilitätsbedingungen ergibt sich der Einstellbereich für die Regelparameter zu:

$$K_p > 0$$

$$T_n > \frac{1}{2 \cdot d \cdot \omega_0} \cdot \frac{K_p}{1 + K_p} \quad (G.1.5-27)$$

Die Stabilitätsbedingungen müssen für alle möglichen Spannungsverhältnisse des Wandlers erfüllt sein. Bei einer Festlegung der Zeitkonstante T_n des PI-Reglers auf den Wert $T_n = 1/2 \cdot d \cdot \omega_0$ ist ein stabiler Betrieb für alle möglichen Tastverhältnisse des Wandlers gewährleistet.

Für eine Beispiellast $R_L = 1\Omega$ mit $T_n = 1/2 \cdot d \cdot \omega_0$ wurde die Wurzelortskurve des Systems bei einer Variation des Verstärkungsfaktors K_p berechnet (Abbildung 5.7). Die Berechnung erfolgte mit Hilfe der *Control System Toolbox* von *MATLAB* [70].

Bei einer Dimensionierung der Zeitkonstante T_n nach der Gleichung (G.1.5-27) befinden sich alle Pole und die Nullstelle der Übertragungsfunktionen des offenen Regelkreises ($F_O(s) = F_R(s) \cdot G_{Wandler}(s)$) in der linken Halbebene. Es handelt sich um ein minimalphasiges System.

Die Reglerauslegung soll hinsichtlich Stabilität und Robustheit bzw. Empfindlichkeit gegenüber Störgrößen erfolgen. Eine geringe Phasenreserve führt zu hoher Empfindlichkeit gegenüber Sensorikrauschen oder leichten Änderungen der Parameter der Regelstrecke (z.B. Toleranzen oder Temperaturdrift der Bauelemente).

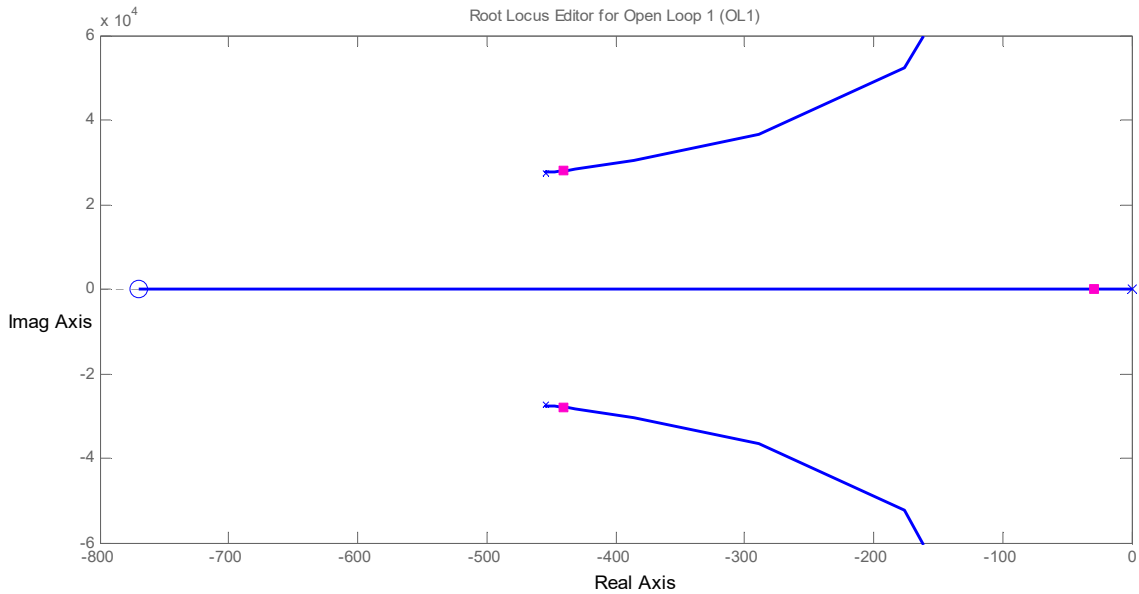


Abbildung 5.7: Wurzelortskurve des Systems bei Variation des Verstärkungsfaktors des PI-Reglers

Nach [71] kann eine Phasenreserve von ca. 60° als robust eingestuft werden. Mit der Annahme eines möglichen Bereichs $[0,5\Omega-5\Omega]$ für den Lastwiderstand R_L wird die Zeitkonstante überdimensioniert auf $T_n = 2 \cdot 10^{-3} \text{ s}$ festgelegt.

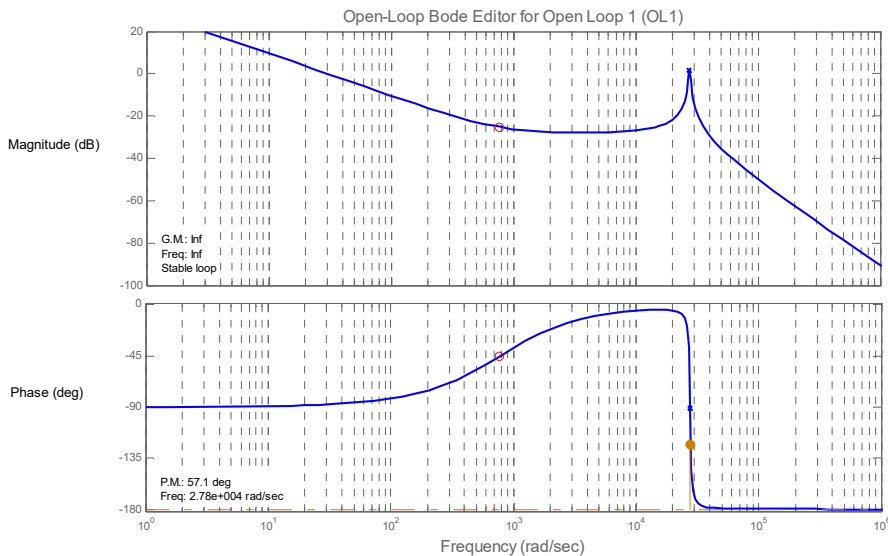


Abbildung 5.8: Amplituden- und Phasengang der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises bei einer optimalen Auslegung des PI-Reglers ($\varphi_R \approx 60^\circ$)

Die Auslegung des Verstärkungsfaktors K_p erfolgt mit Hilfe des *SISO-Design-Tool* von *MATLAB* für eine Phasenreserve $\varphi_R \approx 60^\circ$. Es ergibt sich ein Verstärkungsfaktor $K_p = 1,87$. Die farbigen Markierungen auf der Wurzelortskurve in Abbildung 5.7 bezeichnen die Lage der Polstellen bei dieser Auslegung. Abbildung 5.8 zeigt das resultierende Bode-Diagramm des

Systems. Der Phasengang wird bei der Verstärkung $mag = 0dB$ auf $-123,3^\circ$ abgesenkt. Somit beträgt die Phasenreserve $\varphi_R = 56,7^\circ$.

Bei hohen Spannungsverhältnissen ($0,7 < D < 0,9$) führt eine kleine Tastverhältnisänderung zu einer relativ großen Änderung der Regelgröße. Für die Erreichung einer hohen stationären Genauigkeit soll der Quantisierungsfehler bei der digitalen Umsetzung des Reglers gering sein. Der Regler wurde zunächst auf einem *DSPACE*-Mikrocontroller implementiert. Mit einer Taktfrequenz von 20MHz des Zählers und einer Schaltfrequenz von 100kHz ergeben sich mögliche Zählwerte von 0 bis 200. Somit beträgt die minimalmögliche Änderungsschrittweite des Tastverhältnisses $dD_{min} = 0,005$. Diese Auflösung der Stellgröße ist hinreichend für eine genaue Regelung.

Als Alternative zur Standardstruktur eines PI-Reglers kann der Entwurf durch Polvorgabe erfolgen [72]. Hierbei wird die Dynamik durch die Auswahl der Pole der Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises vorgegeben. Die Auslegung eines Reglers für einen zweiphasigen DC/DC-Wandler im Abwärtsbetrieb nach dem Verfahren der Polvorgabe ist in [73] dargestellt.

5.4 Messtechnische Untersuchung des Regelverhaltens

Zunächst wird das statische Verhalten der beiden ersten Regelverfahren (iterative Verfolgung des Leistungsgradienten & PI-Regler) getestet. Hierfür erfolgt eine Messung der Ausgangsspannung des Vollbrückenwandlers im geregelten Betrieb bei konstanten Umgebungsbedingungen. Auf der Eingangsseite des Wandlers werden vier Thermogeneratoren *TEG 127-230-31* von *thermalforce* in Reihe geschaltet. Die Temperaturdifferenz wird auf ca. 150K geregelt. Auf der Ausgangsseite des Wandlers wird eine elektronische Last mit einem Lastwiderstand $R_L = 1\Omega$ angeschlossen.

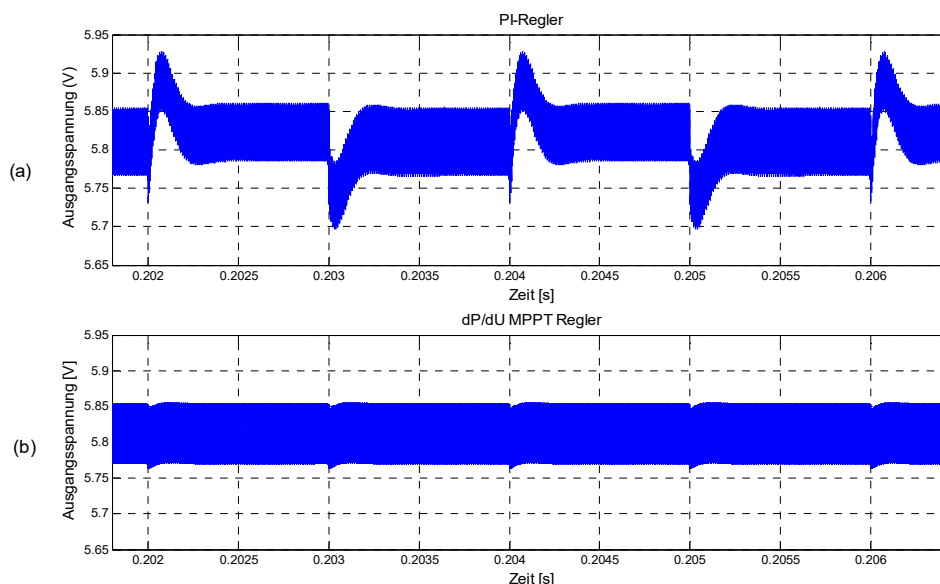


Abbildung 5.9: Gemessene Ausgangsspannung des Vollbrückenwandlers im geregelten Betrieb bei konstanten Umgebungsbedingungen a) beim Einsatz des PI-Reglers; b) bei der iterativen Verfolgung des Leistungsgradienten

Abbildung 5.9 zeigt die gemessene Ausgangsspannung im geregelten Betrieb des Wandlers für beide Regelverfahren. Bei konstanter Temperaturdifferenz beträgt der berechnete Spannungssollwert aus den abgespeicherten Kennlinien der Thermogeneratoren in den *Lookuptables* $V_{soll} = 5,81V$.

Durch die Temperaturschwankungen auf der Keramik-Oberfläche der Thermogeneratoren und die resultierende Schwankung des gemittelten Messwertes aus vier verteilte Thermoelementen resultiert eine minimale Änderung des generierten Spannungssollwertes aus den „Lookuptables“ in jedem neuen Zyklus des PI-Reglers. Diese Änderung macht sich durch einen Überschwinger im Zeitverlauf der Spannung bemerkbar. Bei dem Verfahren der iterativen Verfolgung des Leistungsgradienten, wo keine Temperatursensoren in die Regelung eingebunden sind, ist der Überschwinger stark gedämpft. Die statische Regelabweichung für beide Verfahren liegt bei $\pm 0,05V$.

Da eine Temperaturänderung auf der Kupferplatte des Wärmetauschers träge ist, wird das dynamische Verhalten der Regler bei einem Lastwechsel untersucht. Hierbei wird der Lastwiderstand über die Zu- und Abschaltung von parallelgeschalteten elektronischen Lasten mit Hilfe von elektronisch gesteuerten Relais verändert. Die maximale Ansprech- bzw. Rücklaufzeit der verwendeten Relais beträgt 15ms. Abbildung 5.10 zeigt schematisch den Versuchsaufbau.

Die erste Messung läuft bei einem Lastwechsel von 1Ω auf $1,5\Omega$. Hierfür wird die Stellung des Schaltrelais SR_1 vom Zusammenschalten zum Trennen der beiden Lasten R_{L1} und R_{L2} am Schaltzeitpunkt $t_1 = 50ms$ verändert. Die zweite Messung erfolgt darauffolgend bei einem Lastwechsel in die andere Richtung von $1,5\Omega$ auf $0,5\Omega$. Dies erfolgt über die Ansteuerung des Schaltrelais SR_2 zum Zusammenschalten der beiden Lasten R_{L2} und R_{L3} am Schaltzeitpunkt $t_2 = 150ms$.

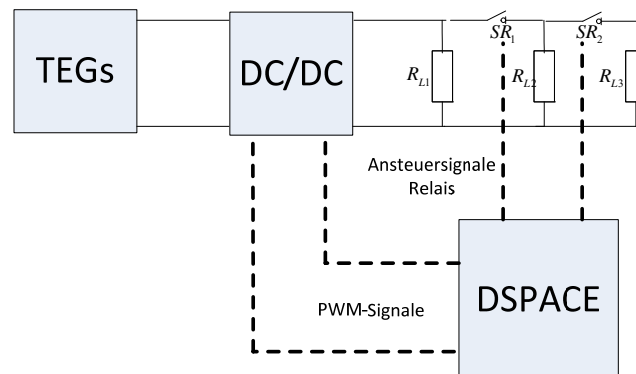


Abbildung 5.10: Schematische Darstellung des Versuchsaufbaus zur Messung des MPPT-Wirkungsgrads der Regler bei Lastwechseln

Der Spannungssollwert wird für den PI-Regler bei jedem Lastwechsel durch die Funktion f_1 (vgl. Gleichung G.I.5-7) aktualisiert. Das vorgesteuerte Tastverhältnis D_{vorst} wird nach der Gleichung (G.I.5-10) aus dem generierten Spannungssollwert für die Ausgangsspannung und einer konstanten Eingangsspannung, die der halben Leerlaufspannung der Thermogeneratoren bei einer Temperaturdifferenz von ca. 150K entspricht, berechnet.

Abbildung 5.11 zeigt die gemessene Ausgangsspannung des Vollbrückenwandlers und die entsprechende Änderung des Tastverhältnisses bei einem Einsatz der beiden Regler.

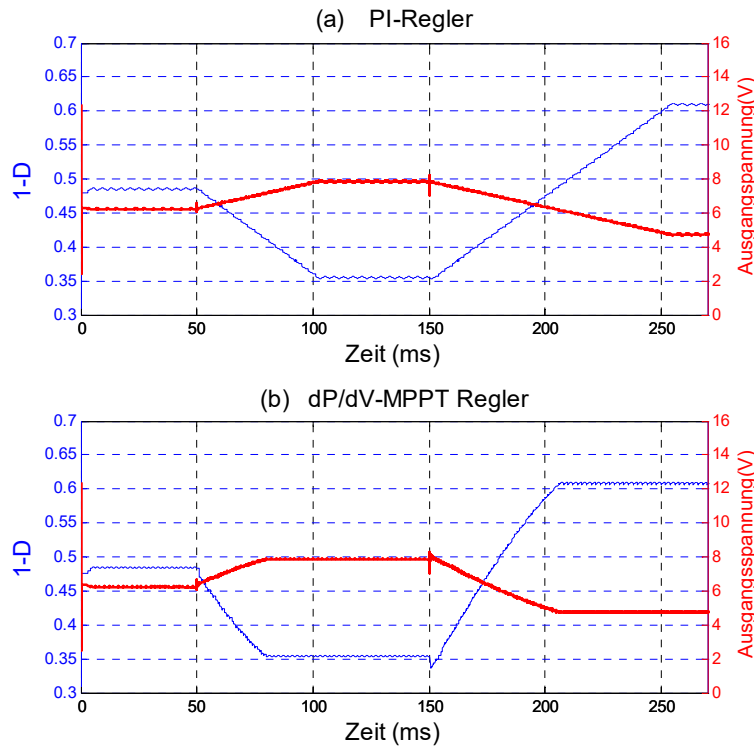


Abbildung 5.11: Gemessene Ausgangsspannung und Tastverhältnis des Vollbrückenwandlers im geregelteten Betrieb bei Lastwechseln in beiden Richtungen

Der MPPT-Regler mit der iterativen Verfolgung des Leistungsgradienten zeigt ein deutlich besseres dynamisches Verhalten. Die Ausgleichszeit des Reglers ist deutlich kürzer. Bei der ersten Sollwertänderung in positiver Richtung ($\Delta V_{soll}/\Delta t = +1,8V/15ms$) beträgt die Ausgleichszeit dieses Reglers ca. 25ms im Gegensatz zu 50ms beim PI-Regler. Bei der zweiten Sollwertänderung in negativer Richtung ($\Delta V_{soll}/\Delta t = -3,1V/15ms$) ist der Unterschied noch deutlicher zu sehen. Die Ausgleichszeit beträgt ca. 50ms bei der iterativen Verfolgung des Leistungsgradienten im Gegensatz zu 100ms beim PI-Regler.

Für den Vergleich der beiden Regelverfahren wird der MPPT-Wirkungsgrad η_{MPPT} [74] für die Auswertung der Regelgüte herangezogen. Der MPPT-Wirkungsgrad η_{MPPT} wird wie folgt bestimmt:

$$\eta_{MPPT} = \frac{1}{\sum_i P_{MPP}(i) \cdot NT_a} \sum_{k=1}^N v_{out}(kT_a) \cdot i_{out}(kT_a) \quad (G.1.5-38)$$

Wobei $v_{out}(kT_a)$ und $i_{out}(kT_a)$ die Abtastwerte der Spannung und des Stroms am Ausgang des Wandlers bezeichnen. $P_{MPP}(i)$ bezeichnet den Leistungssollwert im optimalen Arbeitspunkt (MPP) bei einer bestimmten Temperaturdifferenz ΔT_i bzw. einer bestimmten Last R_{L_i} .

Zur Auswertung der Dynamik erfolgt die Messaufnahme bei mehreren Lastwechseln. Durch die Veränderung der einstellbaren Widerstände der elektronischen Lasten (R_{L1}, R_{L2}, R_{L3}) in

dem Versuchsaufbau, werden mehrere Arbeitspunkte eingestellt. Um die statische Genauigkeit der Regler mit dem MPPT-Wirkungsgrad in der Gleichung (G.I.5-38) auch zu quantifizieren, werden die Spannungs- und Stromwerte während einer Zeitspanne von 20ms nach dem Einschwingen der Regler auf den optimalen Arbeitspunkt aufgenommen. Diese Zeitspanne wird in die gesamte Messdauer NT_a einbezogen. Abbildung 5.12 zeigt die resultierenden MPPT-Wirkungsgrade der beiden Regler bei den verschiedenen Lastwechseln.

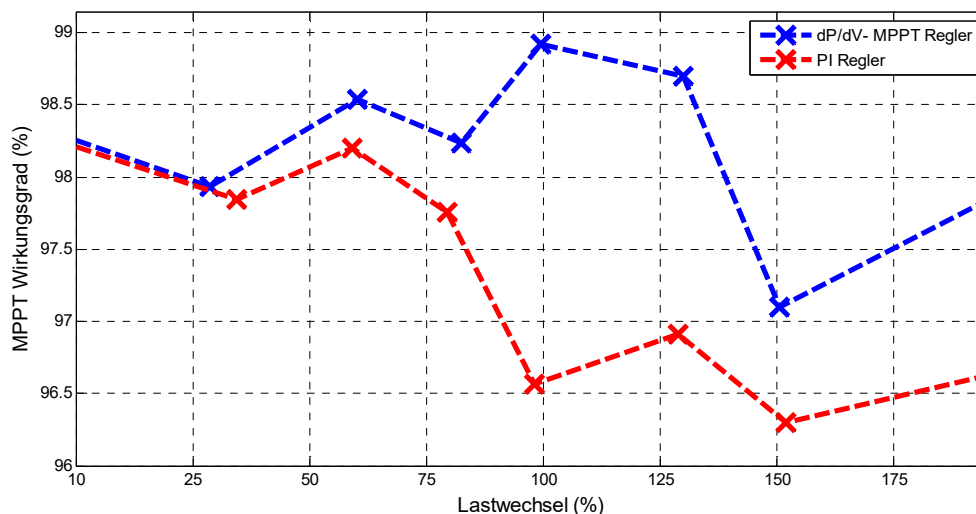


Abbildung 5.12: Gemessener MPPT-Wirkungsgrad der beiden Regelverfahren bei Lastwechseln

Der dargestellte Lastwechsel in % entspricht der relativen Erhöhung des Lastwiderstands bezüglich eines Anfangswerts $R_L = 1\Omega$.

Wie die Messungen in den Abbildungen 5.10 und 5.11 zeigten, besitzt der MPPT-Regler mit der iterativen Verfolgung des Leistungsgradienten ein besseres Regelverhalten. Es ergibt sich ein deutlich höherer MPPT-Wirkungsgrad mit diesem Regler. Das Ergebnis lässt sich wie folgt erklären:

- Durch die Messungenauigkeit der Temperatursensoren und die lineare Interpolation zwischen den Messpunkten der abgespeicherten Kennlinien in den *Lookuptables* werden Sollwerte des PI-Reglers ungenau ermittelt. Hierdurch wird die statische Genauigkeit des Reglers verschlechtert.
- Die Auslegung des PI-Reglers (K_p, T_n) erfolgte statisch für einen stabilen Betrieb des Wandlers bei allen möglichen Spannungsverhältnissen. Hierfür wurde die Zeitkonstante des I-Anteils überdimensioniert ausgewählt und die Verstärkung des P-Anteils für eine Phasenreserve von ca. 60° daraus ermittelt. Bei einem Lastwechsel resultiert eine Änderung des Dämpfungsfaktors d der Regelstrecke. Für eine weitere Optimierung des Regelverhaltens wäre eine Anpassung der Regelparameter (K_p, T_n) bei jedem Lastwechsel erforderlich. In [73] wird ein adaptiver Regler vorgestellt. Die Parameter eines Strom-Spannung-Kaskadenreglers werden in Abhängigkeit vom Laststrom variiert.

- Bei der Implementierung des MPPT-Reglers mit der iterativen Verfolgung des Leistungsgradienten wurde die Änderung der Stellgröße $dD(k)$ als Funktion des Leistungsgradienten dP/dV eingestellt. Dies führte zu einem schnellen Einschwingen des Regelkreises.

Aufgrund des besseren MPPT-Wirkungsgrads der iterativen Verfolgung des Leistungsgradienten und des zusätzlichen Vorteils dass, eine Einbindung von Temperaturfühlern in die Regelung nicht notwendig ist, werden die weiteren Versuche in dieser Arbeit mit diesem Regler durchgeführt.

6 Kopplung von Thermogeneratoren und DC/DC-Wandler

Der Wirkungsgrad eines thermoelektrischen Energiesystems bzw. der Leistungserwartungswert hängt vom Arbeitspunkt der Thermogeneratoren ab. Die Klemmspannung und der Klemmstrom eines Thermogeneratornetzwerks am Eingang des DC/DC-Wandlers (v_{in}, i_{in}) sind von der Schaltkonfiguration der Thermogeneratoren abhängig. In diesem Kapitel werden unterschiedliche Schaltungsvarianten von Thermogeneratoren (in Serie, parallel und in seriell-parallelen Strängen) im Kalorimeter aufgebaut und experimentell untersucht. Die Klemmspannung und der Klemmstrom am Eingang des MPPT-geregelten Vollbrückenwandlers werden gemessen und die resultierende Gesamtleistung bzw. der erzielte Gesamtwirkungsgrad mit jeder Schaltungskonfiguration werden ausgewertet. Außerdem wird eine Rechnung der Fehlerfortpflanzung durchgeführt um die Genauigkeit des ermittelten Gesamtwirkungsgrads des Systems aus den Fehlerangaben der verwendeten Messgeräte zu bestimmen.

In den Industrieanwendungen werden Stränge eines Thermogeneratornetzwerks in verschiedenen Temperaturzonen zusammengeschaltet. Wie im Abschnitt 4.1 simulativ am Beispiel einer Fahrzeug-Abgasanlage gezeigt wurde, ist die erzielbare Gesamtleistung bei einem modularen Aufbau mit einzelnen Kompaktwandlern an den einzelnen Strängen deutlich höher als bei einem Aufbau mit einem zentralen Wandler. Dieses Simulationsergebnis wird hier anhand von Messungen bei einer Zusammenschaltung der Thermogeneratoren mit den entwickelten Prototypen der Wandler verifiziert. Die Thermogeneratoren werden in den drei Kammern des Kalorimeters bei unterschiedlichen Temperaturdifferenzen betrieben.

6.1 Schalttopologien für Thermogeneratoren

Aus den Bereichen der Photovoltaik und der Brennstoffzelle wurden mehrere Systemuntersuchungen und Versuche zur Findung einer optimalen Schaltkonfiguration von Modulen veröffentlicht (z.B. [7], [15]). Wenn bei einer Reihenschaltung der PV-Module einige Module verschattet werden, haben die betroffenen Elemente höhere Innenwiderstände, was die Leistung des gesamten Stranges reduziert. Fällt ein Modul aus, fällt damit der ganze Strang aus. Bei der Brennstoffzelle treten ähnliche Probleme durch heterogene Brennstoffversorgung auf. Ein Segment kann dadurch einen höheren Innenwiderstand haben, wenn es mit weniger Gas versorgt wird oder Degradationseffekte auftreten. Betreibt man die Brennstoffzelle wie üblich als Stapel, mit nur in Serie geschalteten Zellen, führt der Ausfall einer Zelle bereits zum Totalausfall des Stacks.

In [7] wurde der Leistungserwartungswert für die Reihen- und die Parallelschaltung zweier Brennstoffzellen analytisch ermittelt. Jede Zelle wurde durch eine nichtideale Spannungsquelle modelliert. Ein Thermogenerator kann durch das gleiche vereinfachte Modell nachgebildet werden (vgl. Abbildung 2.5, Abschnitt 2.3). Das in [7] vorgestellte analytische Rechenmodell kann somit auf die Verschaltung der Thermogeneratoren übertragen werden. Die erzielbare Gesamtleistung einer Reihen- und einer Parallelschaltung zweier nicht idealen Spannungsquellen wird durch eine Netzwerkberechnung analytisch

ermittelt. Der Klemmenstrom einer Parallelschaltung ist doppelt so groß wie der Klemmenstrom einer Serienschaltung $I_{in,par} = 2 \cdot I_{in,ser}$. Aus dem Leistungsvergleich der beiden Schaltungsvarianten ergibt sich die folgende Ungleichung:

$$I_{in,ser} \geq \frac{V_{Seebeck,TEG2} - V_{Seebeck,TEG1}}{R_{i,TEG2} - R_{i,TEG1}} \quad (G.1.6-1)$$

als notwendige Bedingung damit die erzielbare Leistung bei einer Parallelschaltung höher ist. ($V_{Seebeck,TEG1,2}, R_{i,TEG1,2}$) bezeichnen die Leerlaufspannungen und die Innenwiderstände der beiden geschalteten Thermogeneratoren und besitzen aufgrund der Bauleranzen und der Temperaturunterschiede auf der Heiz- bzw. Kühloberfläche unterschiedliche Werte.

Aus der obigen Ungleichung ergibt sich, dass die Leistung einer Reihenschaltung höher ist bis der Stromgrenzwert in der Ungleichung überschritten wird. Bei gleichen Innenwiderständen ($R_{i,TEG2} = R_{i,TEG1} = R_{i,TEG}$) ist die elektrische Leistung bei beiden Schaltkonfigurationen gleich und beträgt:

$$P_{ser} = P_{par} = (V_{Seebeck,TEG1} + V_{Seebeck,TEG2}) \cdot I_{in,ser} - 2 \cdot R_{i,TEG} \cdot I_{in,ser}^2 \quad (G.1.6-2)$$

Bei der Verschaltung mehrerer Thermogeneratoren ($N > 2$) wird die Berechnung des Leistungserwartungswertes komplizierter. Eine Aussage über den Gesamtwirkungsgrad des Systems bei den verschiedenen möglichen Schaltkonfigurationen mehrerer Thermogeneratoren kann simulativ oder experimentell getroffen werden. Zur Findung einer leistungsoptimalen Verschaltung der Thermogeneratoren werden drei Schaltkonfigurationen von vier Thermogeneratoren TEG 127-230-31 von *thermalforce* in den drei Kammern des vorgestellten Kalorimeters im Kapitel 3 aufgebaut und bei unterschiedlichen Temperaturdifferenzen getestet. Jeder Strang der drei Kammern wird mit einem MPPT-geregelten Vollbrückenwandler zusammengeschaltet. Eine elektronische Last als ohmscher Verbraucher wird am Ausgang des Wandlers angeschlossen. Die MPPT-Regelung erfolgt über einen *DSPACE*-Mikrocontroller. Abbildung 6.1 zeigt schematisch den Messaufbau und die untersuchten Schaltungsvarianten.

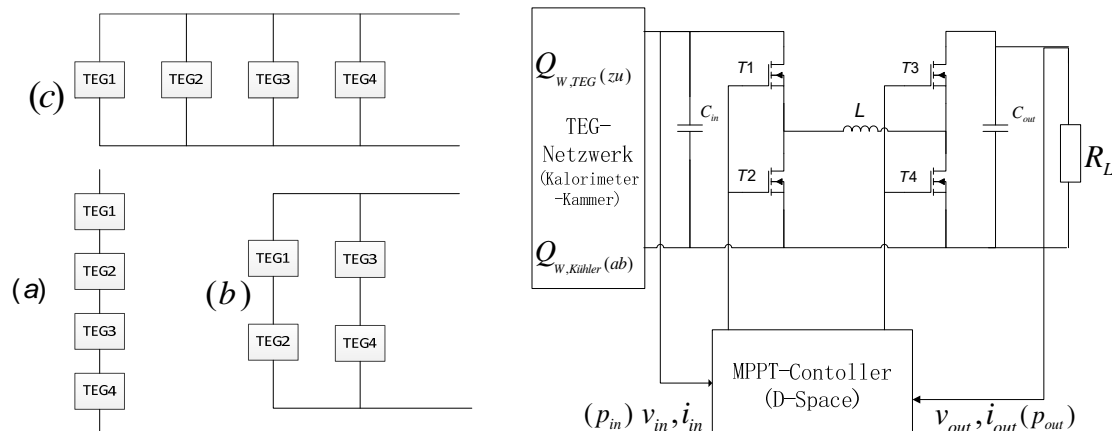


Abbildung 6.1: Untersuchte Schaltungsvarianten eines Thermogeneratorkonzerns aus vier Modulen (links); Schematische Darstellung des realisierten Aufbaus mit Kennzeichnung der gemessenen Größen in den Kalorimeter-Kammern (rechts)

Die zugeführte Wärmeleistung und die abgegebene Wärmemenge an dem Kühler werden gemessen. Die Ein- und Ausgangsleistung des Wandlers werden über die Messaufnahme des Stroms und der Spannung erfasst. Die Messaufnahme erfolgt mit einer Abtastrate von 1kHz. Die Messversuche erfolgen bei einer Erhöhung der Temperatur von 100°C auf 200°C auf der warmen Seite der Thermogeneratoren. Über die temperaturgeregelte elektrische Heizung wird die Temperatur mit einer Rampenfunktion von 5°C/min erhöht. Die Temperatur auf der kalten Seite ist auf ca. 30°C über den Umlaufkühler geregelt. Abbildung 6.2 zeigt die gemessenen Verläufe der Klemmenspannung und des Klemmenstroms am Eingang des Wandlers für die verschiedenen Schaltungsvarianten der Thermogeneratoren.

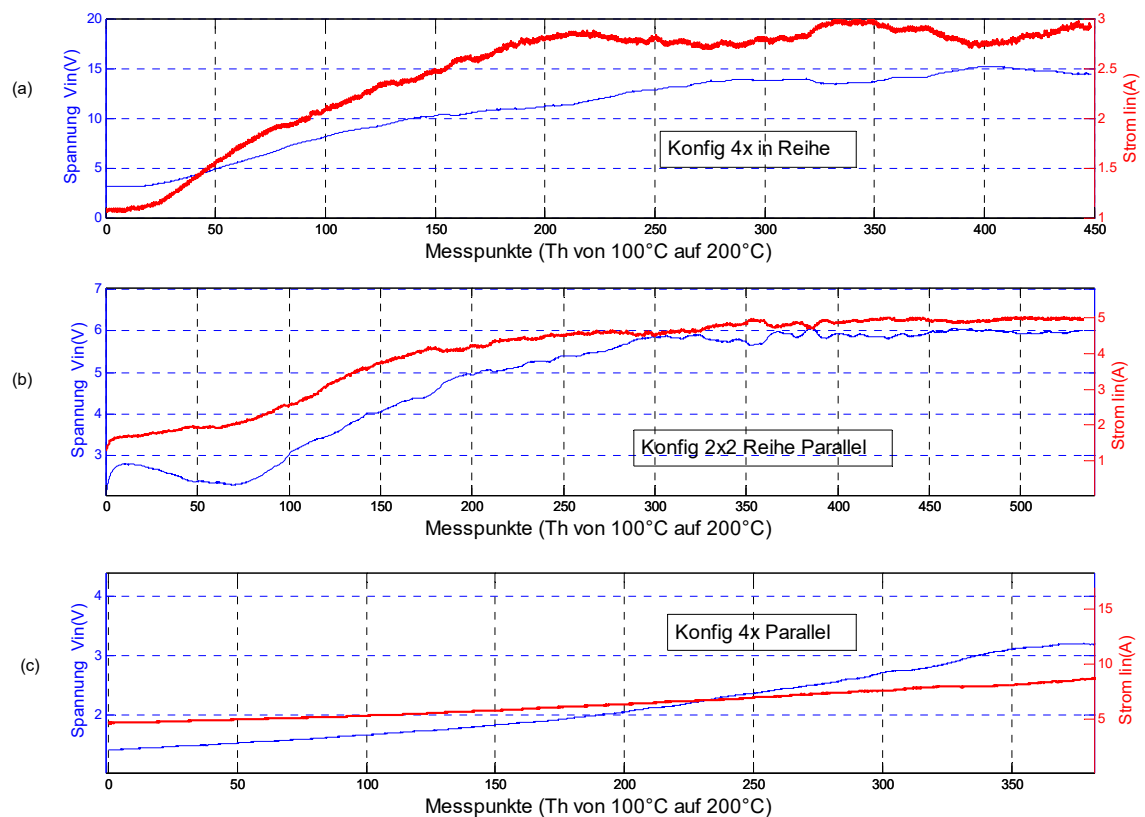


Abbildung 6.2: Gemessene Strom- und Spannungsverläufe am Eingang des MPPT-geregelten Vollbrückenwandlers bei einer Temperaturerhöhung auf der warmen Seite von 100°C auf 200°C für die verschiedenen Schaltungsvarianten der Thermogeneratoren:

a) 4x in Reihe, b) 2x2 Reihe-Parallel, c) 4x Parallel

Anhand der durchgeführten Analyse des Netzwerks aus zwei nicht idealen Spannungsquellen in [7] zeigte sich dass die Aufteilung der Gesamtleistung bei einer Reihenschaltung gleichmäßig ist. Bei einer Parallelschaltung ergibt sich eine deutlich höhere Leistung in der Quelle mit der größten Leerlaufspannung. Die daraus resultierende Verlustleistung führt zu einer stärkeren Erwärmung und damit zu einem leichten Anstieg des Innenwiderstands während des Betriebs. Der flachere Stromanstieg bei der Parallelschaltung der Thermogeneratoren in Abbildung 6.2.c lässt sich durch dieses Effekt erklären.

Für einen experimentellen Vergleich der verschiedenen Schaltungsvarianten hinsichtlich Gesamtleistung und Gesamtwirkungsgrads wurden Messwerte für die drei charakteristischen Temperaturen ($T_{h1} \approx 100^\circ\text{C}$, $T_{h2} \approx 150^\circ\text{C}$, $T_{h3} \approx 200^\circ\text{C}$) über eine Zeitspanne von drei Minuten aufgenommen. Die repräsentativen Mittelwerte über diese Messdauer für jede Schaltungsvariante sind in der folgenden Tabelle zusammengefasst:

Tabelle 6.1: Zusammenfassung der repräsentativen Messwerte für jede Schaltungsvariante der Thermogeneratoren bei drei charakteristischen Temperaturen

Schaltungsvariante	T_h (°C)	T_c (°C)	$V_{in,DC/DC}$ (V)	$I_{in,DC/DC}$ (A)	\dot{Q}_W (kW)	$P_{out,DC/DC}$ (W)	η_{TEG} (%)	$\eta_{DC/DC}$ (%)	η_{Gesamt} (%)
Konfig (a)	100,5	31,4	5,3	1,53	0,54	7,42	1,14	91,5	1,04
	145,3	33,6	9,9	2,6	0,78	22,1	3,1	92,5	2,86
	198,9	34,3	13	3,79	1,34	46,4	3,46	94,3	3,26
Konfig (b)	101,6	31,7	2,27	3,15	0,54	6,55	1,27	91,7	1,17
	147,2	33,8	4,97	4,43	0,78	20,32	2,66	92,3	2,45
	198,6	34,1	6,74	5,68	1,34	35,9	2,69	93,8	2,52
Konfig (c)	101,8	31,7	1,28	5,32	0,54	6,23	1,19	91,5	1,09
	144,4	33,5	2,39	6,47	0,78	14,28	2,41	92,3	2,22
	199,5	34,5	3,63	7,85	1,34	26,64	2,5	93,5	2,34

Der thermoelektrische Wirkungsgrad η_{TEG} entspricht dem Verhältnis aus der gemessenen Leistung am Eingang des Wandlers ($P_{in,DC/DC} = V_{in,DC/DC} \cdot I_{in,DC/DC}$) und der zugeführten Wärmeleistung \dot{Q}_W bei Berücksichtigung der parasitären Wärmeverluste in jeder Kammer des Kalorimeters. Diese Verluste wurden aus der Differenz zwischen der gemessenen elektrischen Heizleistung und der abgegebenen Wärme im Umlaufkühler (vgl. G.I.3-1 im Abschnitt 3.1) bei einem Leerlaufversuch vor jeder Messung ermittelt.

Jede Messung erfolgte in einem stationären Arbeitspunkt bei konstant geregelten Temperaturen und konstanter Last. Der MPPT-Wirkungsgrad wird, unter diesen Randbedingungen, näherungsweise gleich Eins angenommen. Der Gesamtwirkungsgrad entspricht somit dem Produkt des thermoelektrischen Wirkungsgrads und des Wirkungsgrad des Wandlers ($\eta_{Gesamt} = \eta_{TEG} \cdot \eta_{DC/DC} \cdot 1$).

Der thermoelektrische Wirkungsgrad steigt mit der Erhöhung der Temperaturdifferenz. Der größte Wert ergibt sich bei einer Reihenschaltung der Thermogeneratoren und beträgt 3,46% bei der höchsten Temperaturdifferenz. Der gemessene Wirkungsgrad des eingesetzten Vollbrückenwandlers ist im Teillastbetrieb niedrig und erreicht sein Maximum von 94,3% bei etwa halber Nennleistung ($P_{out} \approx 50\text{W}$).

Die höchste Ausgangsleistung für die verschiedenen Temperaturen ergibt sich bei einer Reihenschaltung der Thermogeneratoren. Der maximale Klemmenstrom einer Reihenschaltung $I_{in,ser,max} = 3,79\text{A}$ bei der größten Temperatur von ca. 200°C ist kleiner als der erforderliche Grenzwert fürs Überwiegen der Gesamtleistung einer Parallelschaltung.

6.2 Messfehler und Fehlerfortpflanzung

Bei jedem Messvorgang entstehen durch die Unvollkommenheit der Messgeräte und Messverfahren systematische Messfehler. Sie sind reproduzierbar und können für jeden Messpunkt aus den Fehlerangaben der verwendeten Messgeräte bestimmt werden. Bei einer Weiterverwendung von fehlerhaften Messwerten für die rechnerische Ermittlung einer Größe, resultiert eine Fehlerfortpflanzung. Die Genauigkeit der ermittelten Größe lässt sich durch eine Fehlerrechnung analytisch bestimmen. Hier wird die Genauigkeit des messtechnisch ermittelten Gesamtwirkungsgrads des thermoelektrischen Energiesystems anhand einer Fehlerrechnung bestimmt.

Der Gesamtwirkungsgrad ist ein Produkt aus drei Größen:

$$\eta_{Ges} = \eta_{TEG} \cdot \eta_{DC/DC} \cdot \eta_{MPPT} \quad (G.I.6-3)$$

Der relative Fehler des Gesamtwirkungsgrads $\Delta\eta_{Ges} / \eta_{Ges}$ lässt sich aus der partiellen Differentiation der Funktion in Gleichung (G.I.6-3) nach η_{TEG} , $\eta_{DC/DC}$ und η_{MPPT} wie folgt ableiten:

$$\frac{\Delta\eta_{Ges}}{\eta_{Ges}} = \frac{\Delta\eta_{TEG}}{\eta_{TEG}} + \frac{\Delta\eta_{DC/DC}}{\eta_{DC/DC}} + \frac{\Delta\eta_{MPPT}}{\eta_{MPPT}} \quad (G.I.6-4)$$

Der thermoelektrische Wirkungsgrad entspricht dem Verhältnis zwischen der elektrischen Leistung und der zugeführten Wärmeleistung. Der relative Fehler des thermoelektrischen Wirkungsgrads lässt sich aus der partiellen Differentiation der Funktion in Gleichung (G.I.2-3)

(vgl. Abschnitt 2.1) nach P_{el} und \dot{Q}_W wie folgt ableiten:

$$\frac{\Delta\eta_{TEG}}{\eta_{TEG}} = \frac{\Delta P_{el}}{P_{el}} + \frac{\Delta\dot{Q}_W}{\dot{Q}_W} \quad (G.I.6-5)$$

Die elektrische Leistung ist das Produkt der gemessenen Spannung und Stroms (V, I). Die Wärmeleistung bzw. die Wärmemenge wird aus der Messung des Volumenstroms und der Hin- und Rücklaufemperatur des Kühlwassers (v, T_h, T_c) nach der Gleichung G.I.3-2 (vgl. Abschnitt 3.1) bestimmt. Der relative Fehler des thermoelektrischen Wirkungsgrads in (G.I.6-5) lässt sich aus den relativen Fehlern der Messgrößen wie folgt bestimmen:

$$\frac{\Delta\eta_{TEG}}{\eta_{TEG}} = \frac{\Delta V}{V} + \frac{\Delta I}{I} + \frac{\Delta v}{v} + 2 \cdot \frac{\Delta T}{T} \quad (G.I.6-6)$$

Der relative Messfehler eines Messgeräts wird bezogen auf einen bestimmten Messbereich in (%), als Genauigkeitsklasse k angegeben. Die relativen Messfehler des Volumenstroms und der Temperatur werden aus den Fehlerangaben des verwendeten Ultraschall-Volumenstrommessgeräts und der geeichten PT-100-Temperaturfühler bestimmt.

Der relative Messfehler des Stroms resultiert aus der Fehlerangabe des verwendeten Hall-Sensors und den Fehlerangaben der A/D-Wandler. Durch die Digitalisierung sind Offset- und Driftfehler der A/D-Wandler zu berücksichtigen. Da die Messung nur in bestimmten Abtastschritten erfolgt, wird der Quantisierungsfehler auch berücksichtigt (1Digit= 30V/2¹⁶) Der absolute Messfehler einer angezeigten Spannung nach der Digitalisierung ergibt sich zu:

$$\Delta V = \Delta V_{offset} + \Delta V_{Drift} + 1Digit \quad (G.1.6-7)$$

Der elektrische Wirkungsgrad des DC/DC-Wandlers und der MPPT-Wirkungsgrad sind Quotienten aus elektrischen Leistungen. Der relative Messfehler dieser Wirkungsgrade ergibt sich aus der partiellen Differentiation der Quotienten zu:

$$\frac{\Delta \eta_{DC/DC}}{\eta_{DC/DC}} = \frac{\Delta \eta_{MPPT}}{\eta_{MPPT}} = 2 \cdot \left(\frac{\Delta V}{V} + \frac{\Delta I}{I} \right) \quad (G.1.6-8)$$

Die relativen Fehler der Messgrößen, der ermittelten Wirkungsgrade und des Gesamtwirkungsgrads wurden anhand der dargestellten Gleichungen, aus den angegebenen Genauigkeitsklassen der verwendeten Messgeräte berechnet und sind in der Tabelle 6.2 dargestellt. Für die Berechnung wurde beispielhaft der Messpunkt in der dritten Zeile der Tabelle 6.1 als Bezugspunkt ausgewählt.

Tabelle 6.2: Zusammenfassung der relativen Fehler der Messgrößen und der Rechengrößen

Relative Fehler der Messgrößen aus den Fehlerangaben der Messgeräten	Relative Fehler der Rechengrößen aus der Fehlerrechnung
$\Delta v / v = \pm 3\%$ $\Delta T / T = \pm(0,5 + 0,3 \cdot 1K / \Delta T_{Messpunkt}) = \pm 0,50183\%$ $\Delta V / V = \pm(5mV + 40\mu V + 30V / 2^{16}) / V_{Messpunkt} = \pm 0,039\%$ $\Delta I / I = \pm(1,5\% + \Delta V / V) = \pm 1,5387\%$	$\Delta \eta_{TEG} / \eta_{TEG} = \pm 5,58\%$ $\Delta \eta_{DC/DC} / \eta_{DC/DC} = \Delta \eta_{MPPT} / \eta_{MPPT} = \pm 3,15\%$ $\Delta \eta_{Ges} / \eta_{Ges} = \pm 8,73\%$

Der relative Fehler der elektrischen Wirkungsgrade ($\eta_{DC/DC}, \eta_{MPPT}$) ist aufgrund der hohen Messgenauigkeit von Strom und Spannung gering und liegt bei ca. 3%. Die Ermittlung des thermoelektrischen Wirkungsgrads ist durch die schwer zu messende Wärmemenge ungenauer und erfolgt mit einem relativen Fehler von ca. 6%. Die resultierende relative Abweichung bei der Bestimmung des Gesamtwirkungsgrads ist akzeptabel und liegt bei ca. 9%.

6.3 Steigerung des Gesamtwirkungsgrads durch den modularen Aufbau mit Strangwandlern

Bei einer Zusammenschaltung von Thermogeneratoren in verschiedenen Temperaturzonen, resultiert durch die genaue Leistungsanpassung, bei einem modularen Aufbau mit Strangwandlern, eine deutlich höhere Ausgangsleistung der Anlage im Vergleich zu einem

Aufbau mit einem zentralen Wandler. Diese Erkenntnis wird durch Messungen im Kalorimeter validiert. In einem ersten Versuchsaufbau wurden alle Zwölf Thermogeneratoren in den drei Kammern des Kalorimeters in Reihe geschaltet und mit dem Vollbrückenwandler als zentraler Wandler angeschlossen. Jeder Strang in jeweils einer Kammer besteht aus vier Thermogeneratoren. Die Stränge in den Kammern wurden in den drei unterschiedlichen Temperaturzonen ($T_{h,Kammer1} = 100^{\circ}C, T_{h,Kammer2} = 140^{\circ}C, T_{h,Kammer3} = 200^{\circ}C, T_c = kte \approx 30^{\circ}C$) betrieben.

In einer zweiten Versuchsreihe wurde der modulare Aufbau erprobt. Jeder Strang in einer Kammer wurde mit jeweils einem Wandler angeschlossen. Die Wandler wurden parallel an einer 12V-Batterie geschaltet. Hierbei wurden die drei entwickelten Prototypen (vgl. Abschnitt 4.2.5) verwendet. Am Strang in der ersten Kammer mit der kleinsten Temperatur ($T_{h,Kammer1} = 100^{\circ}C$) wurde der zweiphasige Synchronwandler, der als Hochsetzsteller funktioniert, angeschlossen. Die Stränge in der zweiten und der dritten Kammer wurden mit den Vollbrückenwandlern zusammengeschaltet. Abbildung 6.3 zeigt schematisch die Versuchsaufbauten.

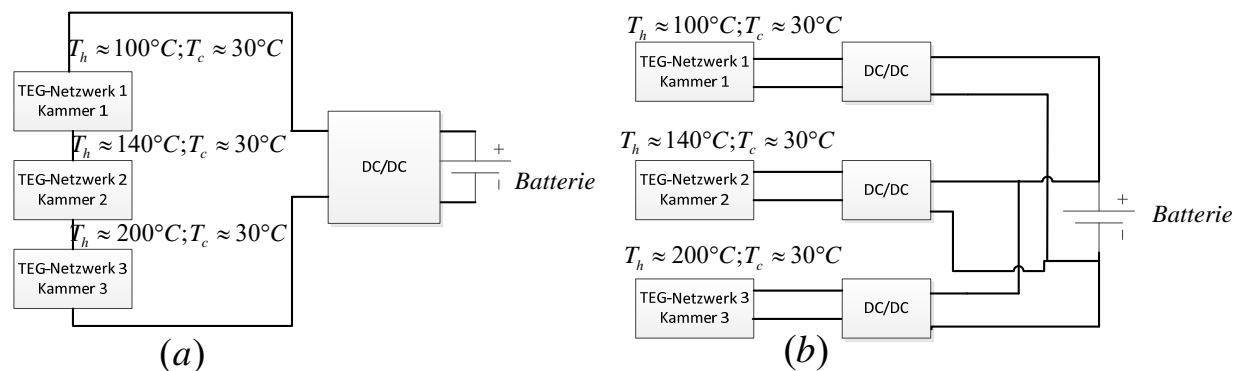


Abbildung 6.3: Schematische Darstellung der Versuchsaufbauten: a) Aufbau des thermoelektrischen Energiesystems mit einem zentralen Wandler; b) Modularer Aufbau mit Strangwandlern

Die MPPT-Regelung der Wandler erfolgte über den *DSPACE*-Mikrocontroller nach dem Verfahren der iterativen Verfolgung des Leistungsgradienten. Durch die MPPT-Regelung, entspricht die Klemmenspannung am Eingang jedes DC/DC-Wandlers der halben Leerlaufspannung des angeschlossenen Strangs. Die gemessenen Zeitverläufe der Klemmenspannung und der elektrischen Leistung am Eingang der Wandler über mehrere Minuten sind in der Abbildung 6.4 für die beiden Versuchsaufbauten dargestellt.

Der Mittelwert der resultierenden Gesamtleistung bei dem modularen Aufbau beträgt 82,5W. Bei der Verwendung eines zentralen Wandlers werden die Stränge abweichend vom optimalen Arbeitspunkt betrieben. Die Gesamtleistung ist in dem Fall deutlich geringer und beträgt 57,6W.

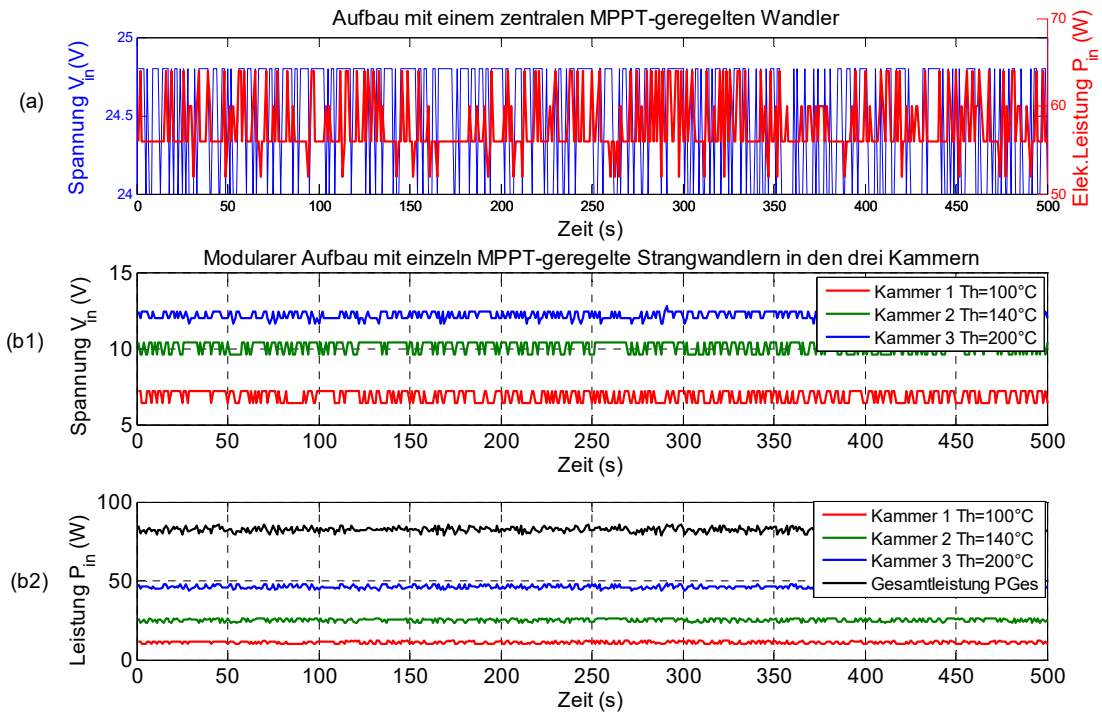


Abbildung 6.4: a) Gemessene Zeitverläufe der Spannung und der elektrischen Leistung am Eingang des zentralen Wandlers bei dem Versuchsaufbau nach Abbildung 6.3.a; b1) & b2) Gemessene Zeitverläufe der Spannungen und der elektrischen Leistungen am Eingang der Strangwandlern bei einem modularen Aufbau nach Abbildung 6.3.b

Bei einer Zusammenschaltung der Stränge mit einem zentralen Wandler resultiert durch die Fehlanpassung ein geringer MPPT-Wirkungsgrad η_{MPPT} der etwa bei 70% liegt. Somit hat sich experimentell bestätigt, dass der Gesamtwirkungsgrad eines thermoelektrischen Energiesystems (in Industrieanwendungen mit mehreren Temperaturzonen) durch einen modularen Aufbau mit Strangwandlern um bis zu 30% gesteigert werden kann. Wenn man die erzielbare Gesamtleistung auf die Nennleistung von Industrieanwendungen (z.B. BHKW, Bäckereiofen, Schmelzofen in der Stahlindustrie, etc..) hochskaliert und die Betriebsstunden der Anlagen bei den genannten Beispielanwendungen betrachtet, resultiert hierdurch ein großer Energiegewinn.

Für eine signifikante Verbesserung des Gesamtwirkungsgrads des thermoelektrischen Energiesystems in einer Industrie-Anwendung wird ein modularer Aufbau mit Strangwandlern empfohlen.

7 Leistungs-Balancing-Verfahren zur Steigerung des Gesamtwirkungsgrads

Die Simulations- und Messergebnisse haben gezeigt, dass ein modularer Aufbau mit Strangwandlern in Industrieanwendungen mit unterschiedlichen Temperaturzonen, den Gesamtwirkungsgrad des thermoelektrischen Energiesystems deutlich erhöht. Die durchgeführten Messungen an der Demonstrationsanlage zeigten eine Steigerung des Energieertrags um ca. 30%. Der modulare Aufbau ist allerdings kostenintensiv und mit einem hohen technischen Aufwand verbunden. Bei Steigender Anzahl der Stränge steigt die Gesamtzahl an Bauelementen, Treiberschaltungen, Regelungseinheiten und Sensoren. Ziel weiterer Untersuchungen in diesem Kapitel ist ein verbessertes Schaltkonzept bei dem, ein Kompromiss zwischen technischem Aufwand und Gesamtwirkungsgrad getroffen wird. Das Preis-Leistungsverhältnis soll hierdurch verbessert werden. Mit dem neuen Schaltkonzept ist es möglich, ohne Verwendung von einzelnen Strangwandlern ein verteiltes *MPPT (Maximum power points Tracking)* zu realisieren so dass, die einzelnen Stränge in den unterschiedlichen Temperaturzonen bei geringerem Aufwand die maximale Ausgangsleistung liefern. Der Ansatz beruht auf die Verwendung eines zentralen Wandlers und die Spannungsregelung an den einzelnen Strängen bei Verwendung von gesteuerten Ladungspumpen (vgl. *Charge-Balancing* im *Batterie-Management-System* allerdings, ohne Leistungsverluste mit einem Kondensator als Energiespeicher). Bei diesem Ansatz wird anstatt N Spulen der Strangwandler, die aufgrund des hohen Kupfergehaltes zu den teuren und verlustbehafteten Bauteilen gehören, eine einzige Spule des zentralen Wandlers verwendet. Ein ähnliches Verfahren wurde in der Solartechnik (wo sich einzelne geschaltete PV-Strings durch Teilverschattung, in Strahlungsstärke und Temperatur unterscheiden) patentiert [75], [76]. Nach bestem Kenntnisstand des Autors wurde der Einsatz eines Schaltkonzepts mit gesteuerten Ladungspumpen bei Thermogeneratoren bislang nicht in der Literatur vorgestellt.

Werden Thermogeneratoren in unterschiedlichen Temperaturzonen in Reihe geschaltet, so müssen alle den gleichen Strom liefern. Die Schwachen Thermogeneratoren mit geringer Leistung bzw. mit niedriger Temperaturdifferenz verringern den Gesamtstrom und damit die Gesamtleistung der Anlage (vgl. Abbildung 4.3.b in Abschnitt 4.1). Der Mittelwert des Gesamtstroms über eine Schaltperiode kann über gesteuerte Stromtunneln erhöht werden. Dies erfolgt über steuerbare Ladungspumpen mit Hilfe von parallelgeschalteten Kondensatoren. Eine Schematische Darstellung des Schaltkonzepts am Beispiel der Demonstrationsanlage mit drei Strängen ist in Abbildung 7.1 dargestellt.

Zu jedem Strang wird ein Kondensator parallel geschaltet (C_1, C_2, C_3). Bei einer Schaltstellung S_1 wird der Strang überberückt und von der Reihenschaltung getrennt. In dieser Zeit wird der Kondensator geladen. Bei einer Schaltstellung S_2 wird der Strang wieder geschaltet und der Kondensator wird entladen.

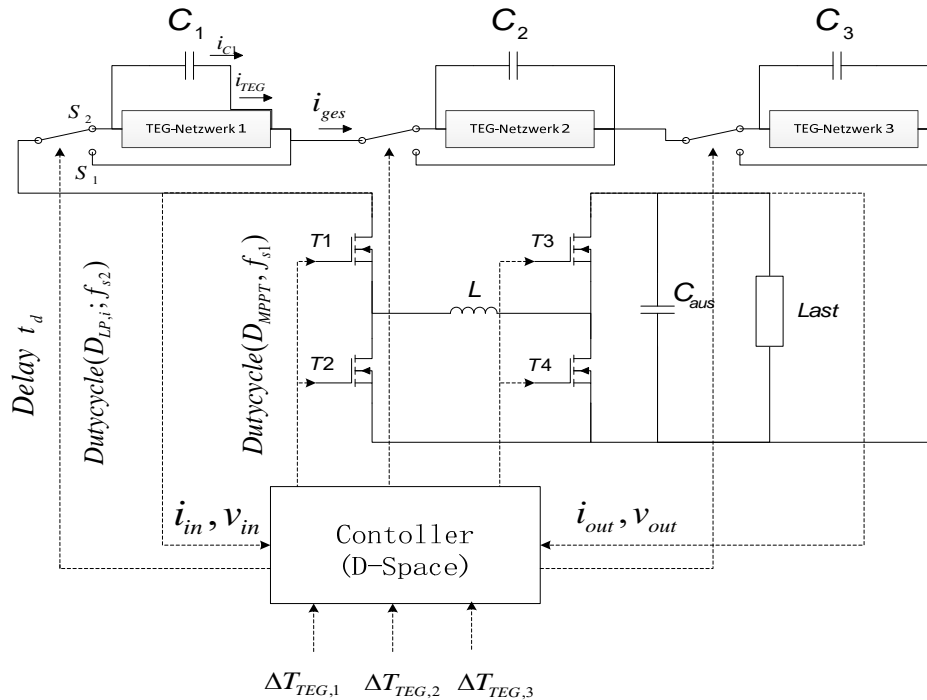


Abbildung 7.1: Schematische Darstellung des Schaltkonzepts zur Realisierung eines Balancing-Verfahrens bei Verwendung von gesteuerten Ladungspumpen

Der Gesamtstrom i_{ges} entspricht in dem Fall, der Summe des Kondensatorstroms i_{C_i} und des Strangstroms $i_{TEG,i}$. Durch die Ansteuerung jedes Schalters der Ladungspumpen mit einem bestimmten Tastverhältnis $D_{LP,i}$ kann der Mittelwert des Gesamtstroms über eine bestimmte Schaltperiode gesteuert werden. Die Regelgröße ist die Strangspannung. Diese wird auf den Sollwert der, der halben Leerlaufspannung entspricht, erhöht. Die Stellgröße ist das Tastverhältnis des Schalters $D_{LP,i}$. Der Kondensator wird so dimensioniert, dass ein zulässiger Spannungsrippel für alle möglichen Tastverhältnisse nicht überschritten wird. Die Spannungssollwerte für die einzelnen Stränge können aus den gemessenen Temperaturdifferenzen ermittelt werden. Aus den gespeicherten Kennlinien der Thermogeneratoren in einer *Lookuptable* kann der Sollwert für jede Betriebstemperatur abgelesen werden. Somit werden die schwachen Stränge am optimalen Arbeitspunkt betrieben und ihr negativer Einfluss auf die Gesamtleistung der Anlage wird vermieden. Die Leistungsanpassung für die Reihenschaltung aller Stränge erfolgt über den MPPT-geregelten Vollbrückenwandler als Zentralwandler (Stellgröße D_{MPPT}). Die Ansteuerung der Ladungspumpen erfolgt mit einer niedrigeren Schaltfrequenz ($f_{s2} = 10kHz$) als die Schaltfrequenz des Zentralwandlers ($f_{s1} = 100kHz$) um unerwünschte Spannungsschwankungen am Eingang des Wandlers zu vermeiden.

Die Ansteuersignale der Ladungspumpen werden im *DSPACE*-Controller synchronisiert. Stränge mit hoher Leistung bzw. deren Betriebsspannung höher als die halbe Leerlaufspannung ($V_{TEG,i} \geq V_{Leerlauf}(\Delta T_{TEG,i})/2$) werden nicht überbrückt. Das Tastverhältnis

$D_{LP,i}$ beträgt in dem Fall 1. Eine Beschaltung von Strängen die, stationär bei hohen Temperaturen betrieben werden und eine hohe Leistung liefern, mit Ladungspumpen ist überflüssig.

Zum Zeitpunkt $t=0$ ist die Spannung an den Kondensatoren $V_{Ci} = 0V$. Vor dem gesteuerten Betrieb jeder Ladungspumpe mit dem Tastverhältnissen $D_{LP,i}$ wird zunächst der Kondensator für eine Anfangszeit $t_{d,i}$ auf den Spannungswert $V_{L,TEGi} / 2$ geladen. Während dieser Zeit wird der Strang überbrückt.

7.1 Schaltungsanalyse bei Nutzung von gesteuerten Ladungspumpen

Vor der hardwaretechnischen Umsetzung des Verfahrens, wird das Schaltkonzept der gesteuerten Ladungspumpen in *MATLAB-Simulink* bei Verwendung der *Toolbox Simpowersystems* simuliert. Abbildung 7.2 zeigt die untersuchte Schaltung in der Simulation.

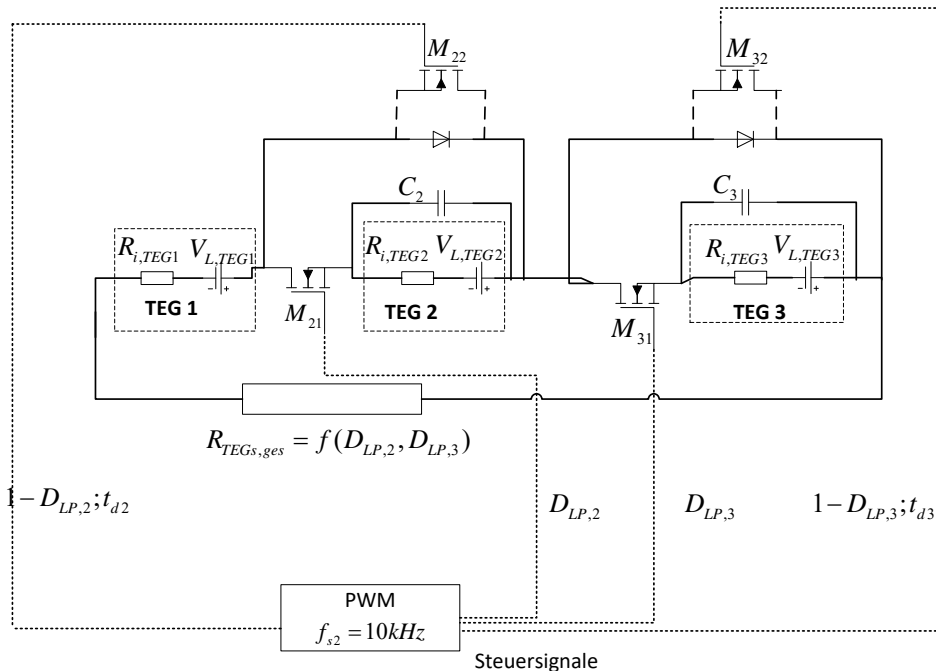


Abbildung 7.2: Simulationsmodell des Schaltkonzepts mit den gesteuerten Ladungspumpen

Die Stränge sind durch nicht ideale Spannungsquellen modelliert. Die Werte der Leerlaufspannungen und der Innenwiderstände entsprechen den gemessenen Werten bei einer Reihenschaltung von vier Thermogeneratoren *TEG 127-230-31* in jeweils einer Kammer des Kalorimeters (vgl. Kapitel 6). Der erste Strang **TEG1** der, mit der höchsten Temperaturdifferenz betrieben wird, liefert die höchste Leistung und wird nicht mit einer Ladungspumpe beschaltet (weil $V_{TEG,1} \geq V_L(\Delta T_{TEG,1}) / 2$).

Die Schaltstellung s_1 im Prinzipschaltbild in Abbildung 7.1 wird durch die MOSFETs M_{21} bzw. M_{31} nachgebildet. Die Schaltstellung s_2 kann durch Schottky-Dioden oder durch die

Synchronschalter M_{22} bzw. M_{32} nachgebildet werden. Wie beim Synchronwandler kann die die Verlustleistung reduziert werden, wenn anstatt der Dioden Synchronschalter invers betrieben werden.

Im dargestellten Simulationsmodell soll hauptsächlich die Spannungsregelung an den einzelnen Strängen mit Hilfe der Ladungspumpen getestet werden. Das quasistationäre Verhalten des Zentralwandlers und der Last am gesamten Strang wird durch den Gesamtwiderstand $R_{TEGs,ges}$ nachgebildet. Bei einer Leistungsanpassung entspricht der Gesamtwiderstand der Summe der Innenwiderstände aller zugeschalteten Thermogeneratorstränge. Der Gesamtwiderstand ist somit variabel und wird für jeden Schaltzustand der MOSFETs berechnet.

Die Spannungsregelung an den einzelnen Strängen erfolgt durch die Ladungspumpen über die Stellgrößen $D_{LP,i}$. Im Folgenden werden die Ein- und Ausschaltzeiten der MOSFETs über eine Netzwerkanalyse des vereinfachten Schaltungsmodells in Abbildung 7.3 berechnet.

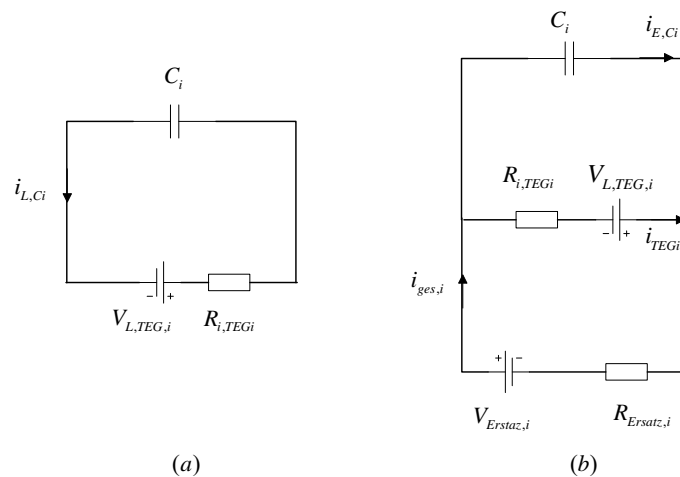


Abbildung 7.3: Vereinfachtes Netzwerkmodell der Schaltung für beide Schaltstellungen a) Netzwerkmodell bei einer Überbrückung des Stranges (Kondensator wird geladen); b) Netzwerkmodell bei einer Zuschaltung des Stranges (Kondensator wird entladen)

Bei einer Schaltstellung S_1 wird der Strang **TEG2** bzw. **TEG3** überberückt und der Kondensator C_2 bzw. C_3 wird geladen (M_{22} bzw. M_{32} sind eingeschaltet und M_{21} bzw. M_{31} sind ausgeschaltet, Abbildung 7.3.a). Bei einer Schaltstellung S_2 ist der Strang zugeschaltet und der Kondensator entlädt sich (M_{21} bzw. M_{31} sind eingeschaltet und M_{22} bzw. M_{32} sind ausgeschaltet, Abbildung 7.3.b). Der Zentralwandler, die Last sowie die restlichen zugeschalteten Stränge außer dem betrachteten Strang werden durch eine Ersatzspannungsquelle mit der Ersatzspannung $V_{Ersatz,i}$ und dem Ersatzwiderstand $R_{Ersatz,i}$ nachgebildet.

Während der Ladezeit $t_{L,Ci}$ beträgt der Ladestrom $i_{L,Ci}$ (für $i = 2,3$):

$$i_{L,Ci} = \frac{V_{L,TEGi} - V_{Ci}}{R_{i,TEGi}} = \frac{V_{L,TEGi} - V_{soll,TEGi}}{R_{i,TEGi}} = \frac{V_{L,TEGi}}{2 \cdot R_{i,TEGi}} \quad (G.1.7-1)$$

Während der Entladezeit $t_{E,Ci}$ beträgt der Entladestrom $i_{E,Ci}$:

$$i_{E,Ci} = i_{ges,i} - i_{TEGi} = \frac{V_{Ersatz,i} + V_{L,TEGi} / 2}{R_{Ersatz,i}} - \frac{V_{L,TEGi}}{2 \cdot R_{i,TEGi}} \quad (G.1.7-2)$$

Die Strangspannung bzw. die Kondensatorspannung wird auf den Sollwert $V_{soll,TEG,i} = V_{Ci} = V_{L,TEG,i} / 2$ konstant geregelt.

In der Netzwerkanalyse müssen alle Schaltzustände berücksichtigt werden. Betrachten wir beispielhaft den Strang **TEG3**. Während des Entladevorgangs des Kondensators C_3 werden folgende Schaltzustände berücksichtigt:

- Schaltzustand 1: M_{31} ist eingeschaltet (bzw. M_{32} ist ausgeschaltet) und M_{21} ist eingeschaltet (bzw. M_{22} ist ausgeschaltet). In diesem Schaltzustand sind alle Stränge zusammengeschaltet. Der Entladestrom $i_{E,C3}^{(sch1)}$ ergibt sich zu:

$$i_{E,C3}^{(sch1)} = \frac{V_{L,TEG2} / 2 + V_{L,TEG3} / 2 + V_{L,TEG1}}{2 \cdot R_{i,TEG1} + R_{i,TEG2} + R_{i,TEG3}} - \frac{V_{L,TEG3}}{2 \cdot R_{i,TEG3}} \quad (G.1.7-3)$$

- Schaltzustand 2: M_{31} ist eingeschaltet (bzw. M_{32} ist ausgeschaltet) und M_{21} ist ausgeschaltet (bzw. M_{22} eingeschaltet). In diesem Schaltzustand ist der Strang **TEG2** überbrückt. Der Entladestrom $i_{E,C3}^{(sch2)}$ ergibt sich zu:

$$i_{E,C3}^{(sch2)} = \frac{V_{L,TEG3} / 2 + V_{L,TEG1}}{2 \cdot R_{i,TEG1} + R_{i,TEG3}} - \frac{V_{L,TEG3}}{2 \cdot R_{i,TEG3}} \quad (G.1.7-4)$$

Bei Betrachtung der beiden Schaltzustände wird der Entladevorgang des Kondensators C_3 in zwei Zeitphasen $t_{E,C3}^{(sch1)}$ und $t_{E,C3}^{(sch2)}$ aufgeteilt. Die Ladungsbilanz am Kondensator ergibt sich somit zu:

$$\Delta Q_{C3} = i_{L,C3} \cdot t_{L,C3} = i_{E,C3}^{(sch1)} \cdot t_{E,C3}^{(sch1)} + i_{E,C3}^{(sch2)} \cdot t_{E,C3}^{(sch2)} \quad \text{mit:} \quad (G.1.7-5)$$

$$T = \frac{1}{f_{s2}} = t_{L,C3} + t_{E,C3}^{(sch1)} + t_{E,C3}^{(sch2)} = 100 \mu s \quad (G.1.7-6)$$

Für den Strang **TEG2** wird die Analyse auf analoge Weise durchgeführt. Während des Entladevorgangs des Kondensators C_2 werden folgende Schaltzustände berücksichtigt:

- Schaltzustand 1: M_{21} ist eingeschaltet (bzw. M_{22} ist ausgeschaltet) und M_{31} ist eingeschaltet (bzw. M_{32} ist ausgeschaltet). Der Entladestrom $i_{E,C2}^{(sch1)}$ ergibt sich zu:

$$i_{E,C2}^{(sch1)} = \frac{V_{L,TEG2} / 2 + V_{L,TEG3} / 2 + V_{L,TEG1}}{2 \cdot R_{i,TEG1} + R_{i,TEG2} + R_{i,TEG3}} - \frac{V_{L,TEG2}}{2 \cdot R_{i,TEG2}} \quad (G.1.7-7)$$

- Schaltzustand 2: M_{21} ist eingeschaltet (bzw. M_{22} ist ausgeschaltet) und M_{31} ist ausgeschaltet (bzw. M_{32} eingeschaltet). In diesem Schaltzustand ist der Strang „**TEG3**“ überbrückt. Der Entladestrom $i_{E,C2}^{(sch2)}$ ergibt sich zu:

$$i_{E,C3}^{(sch2)} = \frac{V_{L,TEG2} / 2 + V_{L,TEG1}}{2 \cdot R_{i,TEG1} + R_{i,TEG2}} - \frac{V_{L,TEG2}}{2 \cdot R_{i,TEG2}} \quad (G.1.7-8)$$

Die Ladungsbilanz am Kondensator C_2 ergibt sich in dem Fall zu:

$$\Delta Q_{C2} = i_{L,C2} \cdot t_{L,C2} = i_{E,C2}^{(sch1)} \cdot t_{E,C2}^{(sch1)} + i_{E,C2}^{(sch2)} \cdot t_{E,C2}^{(sch2)} \quad \text{mit:} \quad (G.1.7-9)$$

$$T = \frac{1}{f_{s2}} = t_{L,C2} + t_{E,C2}^{(sch1)} + t_{E,C2}^{(sch2)} = 100 \mu s \quad (G.1.7-10)$$

Die Kondensatoren C_2 und C_3 werden während der Überbrückungsphase der entsprechenden Stränge **TEG2** und **TEG3** geladen. Damit gilt:

$$t_{L,C2} = t_{E,C3}^{(sch2)} \quad \text{und} \quad t_{L,C3} = t_{E,C2}^{(sch2)} \quad (G.1.7-11)$$

Aus der Lösung des Gleichungssystems (G.1.7-3 bis G.1.7-11) werden die die Schaltzeiten der MOSFETs bzw. die Tastverhältnisse ($D_{LP,2}, D_{LP,3}$) der Ladungspumpen bestimmt.

Die Dimensionierung der Kondensatoren erfolgt für einen zulässigen Spannungsrippel von $\Delta V_{Ci} = 0,6V$. Die Kapazitäten ergeben sich zu:

$$C_i = \frac{(\Delta Q_{Ci})_{\max}}{\Delta V_{Ci}} = \frac{(i_{L,Ci} \cdot t_{L,Ci})_{\max}}{\Delta V_{Ci}} = \frac{(V_{L,TEGi} / 2 \cdot R_{i,TEGi})_{\max} \cdot (1 - D_{LP,i,\min})}{f_{s2} \cdot \Delta V_{Ci}} \quad (G.1.7-12)$$

Der Kapazitätswert wird für die maximale zu speichernde Ladung $\Delta Q_{Ci,\max}$ (bei Betrachtung aller möglichen Betriebspunkte) bestimmt. Für den hier aufzubauenden Prototyp werden die gemessenen Werte bei den drei charakteristischen Temperaturen in den drei Kammern des Kalorimeters als Grundlage für die Dimensionierung und die Simulation verwendet. Mit einem Überdimensionierungsfaktor von 1.5 ergeben sich die Kapazitätswerte zu: $C_2 = C_3 \approx 200 \mu F$.

Vor dem gesteuerten Betrieb der Ladungspumpe mit dem Tastverhältnis $D_{LP,i}$ wird der Kondensator während einer Verzögerungszeit t_{di} auf den Spannungswert $V_{L,TEGi} / 2$ geladen. Die Kondensatorspannung während des Ladevorgangs entspricht:

$$v_{Ci}(t) = V_{L,TEGi} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{i,TEGi} \cdot C_i}}\right) \quad (G.1.7-13)$$

Die Verzögerungszeit ergibt sich zu: $t_{di} = R_{i,TEGi} \cdot C_i \cdot \ln(2)$.

Das Simulationsmodell des Schaltkonzepts wurde anhand der gewonnenen Messwerte des verwendeten kommerziellen Thermogenerators und der durchgeführten Analyse parametrisiert. Die Ansteuerung der MOSFETs erfolgte mit den berechneten Zeiten. Die Simulationsergebnisse sind in Abbildung 7.4 dargestellt.

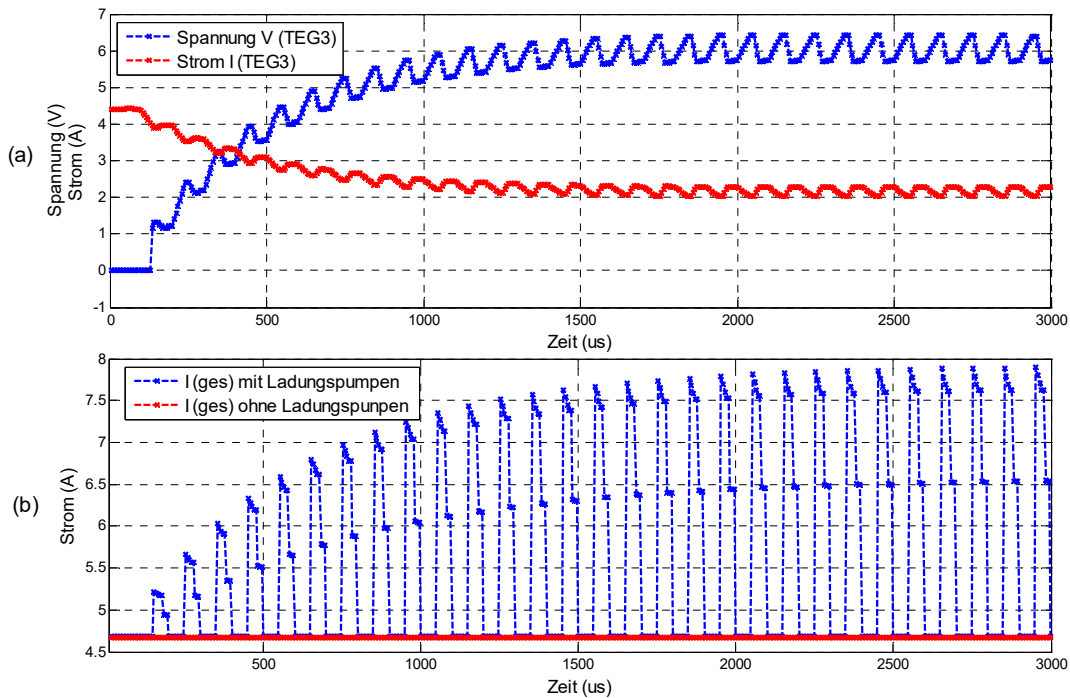


Abbildung 7.4: a) Zeitverläufe des Stroms und der Spannung am Strang **TEG3** bei einem gesteuerten Betrieb der Ladungspumpen; b) Zeitverläufe des Gesamtstroms ohne und bei einem gesteuerten Betrieb der Ladungspumpen

Im oberen Teilbild sind beispielhaft Strom und Spannung am Strang **TEG3** dargestellt. Nach einer Einschwingzeit $t_{d3} = 1,4ms$, wurde die Strangspannung auf den Sollwert $V_{L,TEG3}/2 = 5,8V$ geregelt. Dieser Wert entspricht dem Mittelwert über eine Schaltperiode von $100\mu s$. Der spannungsripple ΔV_{C3} beträgt wie erwartet $0,6V$. Der Strommittelwert I_{TEG3} wird im gesteuerten Betrieb der Ladungspumpen auf $2,2A$ gesetzt so dass, die Betriebsspannung des schwachen Strangs **TEG3** ($V_{TEG3} = V_{L,TEG3} - R_{i,TEG3} \cdot I_{TEG3}$) auf den Sollwert erhöht wird. Im unteren Teilbild ist der Zeitverlauf des Gesamtstroms $i_{ges}(t)$ ohne und bei einer Ansteuerung der Ladungspumpen dargestellt. Durch das getaktete Schalten des Parallelzweigs mit dem Kondensator wird der Mittelwert des Gesamtstroms über eine Schaltperiode von $4,65A$ auf $6,23A$ erhöht. Mit der Erhöhung des Gesamtstroms und der Betriebsspannung des schwachen Strangs resultiert ein deutlicher Anstieg der Gesamtleistung der Anlage.

Bei genauer Betrachtung des zeitlichen Verlaufs Gesamtstroms $i_{ges}(t)$ über eine Schaltperiode in Abbildung 7.5, können die berechneten Ein- und Ausschaltzeiten der MOSFETs in der

durchgeführten Analyse verifiziert werden. In der ersten Schaltphase ($t_{E,C3}^{sch1} = 38\mu s$) sind alle Stränge zusammengeschaltet. Während dieser Zeit erreicht der Gesamtstrom den Spitzenwert 7,8A. In der zweiten Schaltphase ($t_{E,C3}^{sch2} = 14\mu s$) wird der Strang **TEG2** überbrückt. In der letzten Schaltphase ($t_{L,C3} = 48\mu s$) wird der Strang **TEG3** getrennt wodurch der Gesamtstrom auf den Wert 4,71A sinkt.

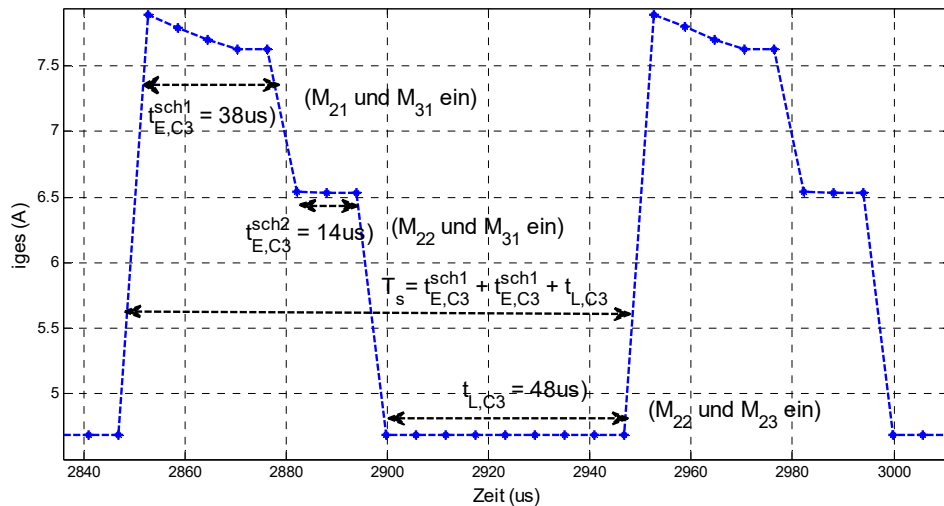


Abbildung 7.5: Kennzeichnung der Schaltphasen im Zeitverlauf des Gesamtstroms bei der Ansteuerung der Ladungspumpen

Bei einer Änderung der Temperaturen sollen die Schaltzeiten für die entsprechenden Arbeitspunkte nach dem vorgestellten analytischen Modell neu berechnet werden und die Tastverhältnisse der Ladungspumpen $D_{LP,i}$ angepasst werden.

7.2 Hardwaretechnische Umsetzung und Messergebnisse

In diesem Abschnitt wird die hardwaretechnische Realisierung des vorgestellten Schaltkonzepts kurz beschrieben und die Messergebnisse am aufgebauten Demonstrator werden dargestellt. Die Auswahl der Bauelemente der Ladungspumpen erfolgt bei Betrachtung der maximalen Strom- und Spannungsbelastung. Die Hauptschalter M_{21} und M_{31} sollen eine hohe Spannungsfestigkeit von $V_{L,TEG1} + V_{L,TEG2} + V_{L,TEG3}$ aufweisen. Die Synchronschalter M_{22} und M_{32} besitzen eine geringere Sperrspannung, die der Leerlaufspannung der einzelnen Stränge entspricht ($V_{L,TEG2}$ bzw. $V_{L,TEG3}$). Die maximale Strombelastung der MOSFETs beträgt 7,8A (vgl. Abbildung 7.5). Für die Realisierung der Ladungspumpen erweisen sich die, im Vollbrückenwandler eingesetzten MOSFETs *IPD180N10N3* von *Infenion* mit der hohen Sperrspannung von 100V, als geeignet. Diese MOSFETs werden als Haupt- und Synchronschalter verwendet. Die Synchronschalter sind damit überdimensioniert ausgewählt. Die beiden Schalter der aufzubauenden Ladungspumpe sind *High-Side-MOSFETs* mit unterschiedlichen Drain- und Source-Potentials. Hierfür ist eine

potentialfreie Ansteuerung erforderlich. Für die Ansteuerung jedes MOSFETs wird eine Treiberschaltung mit einem integrierten Optokoppler und einer potentialgetrennten Gleichstromversorgung verwendet. Abbildung 7.6 zeigt den entwickelten Schaltplan einer gesteuerten Ladungspumpe mit den Treiber-ICs *HCPL 3020* von *Avago-Technologies*.

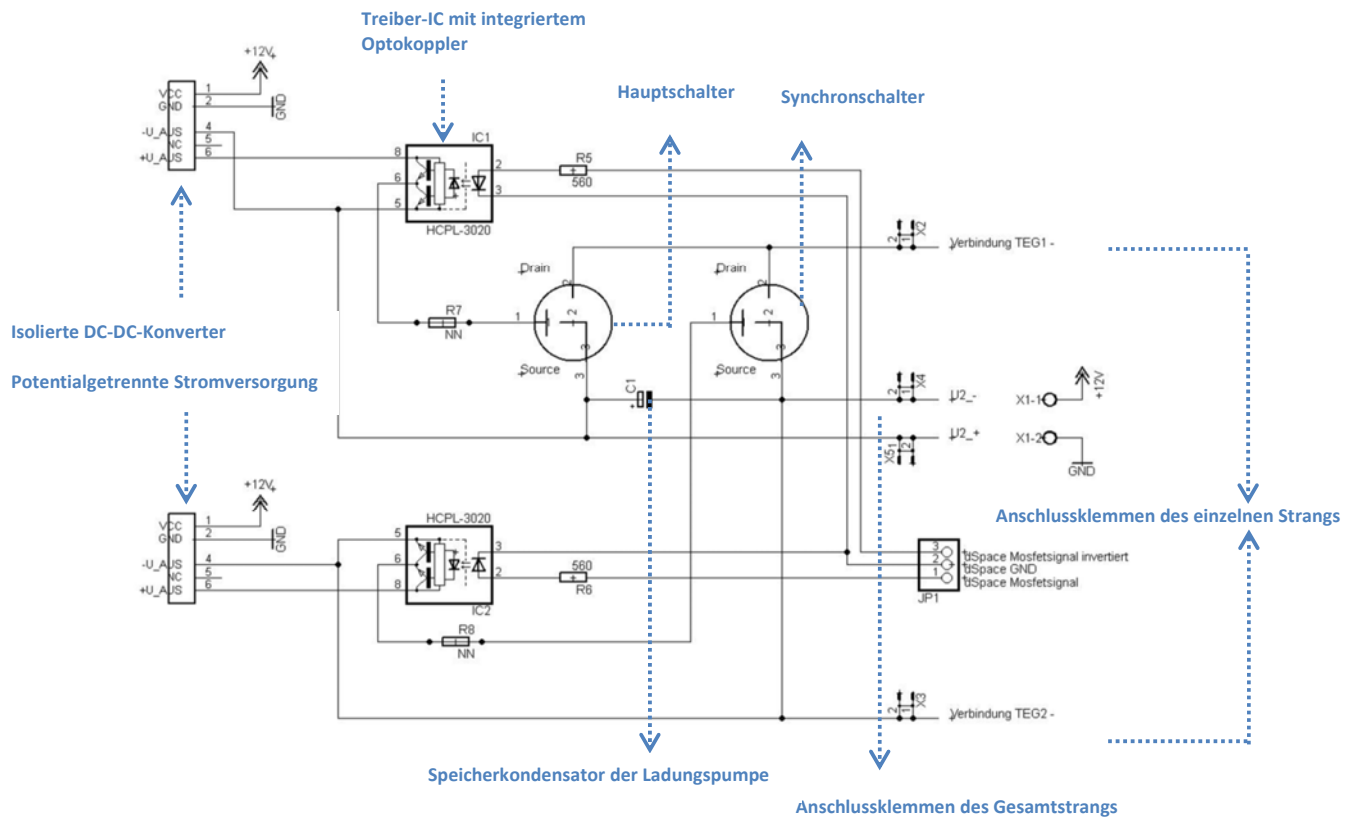


Abbildung 7.6: Schaltplan der Ladungspumpe mit einer potentialgetrennten Ansteuerung der Schalter

Das Ansteuersignal für den Hauptschalter und das invertierte Signal für den Synchronschalter aus dem *DSPACE*-Mikrocontroller an den Eingangspins *JP1* werden von der 5V-Logik-Ebene auf die 12V-Steuer-Ebene durch die Treiber-ICs verstärkt. Die galvanische Trennung zwischen dem Signalpfad und dem Leistungspfad erfolgt über die integrierten Optokoppler. Die Treiberleistung wird durch die *Push-Pull*-Stufe mit den Transistoren zwischen den Pins 5 und 6 & den Pins 8 und 6 verstärkt. Über die Gatewiderstände $R_7 = R_8 = 3,3\Omega$ werden die Schwingungen in dem verstärkten Ansteuersignal gedämpft und die MOSFETs langsamer eingeschaltet. Die potentialgetrennte Gleichstromversorgung der beiden Treiber-ICs erfolgt über die isolierten kompakten 1W-DC/DC-Konverter *TMA 1212s* von *Traco-Power*.

Die Ladungspumpe wurde auf eine zweilagige Platine mit einer Beschichtung von $70\mu\text{m}$ realisiert. Die MOSFETs wurden auf die Bottom-Lage montiert. Durch die Verwendung von SMD-Bauteilen resultieren kurze Wege der Leiterplatte, wodurch die Leitverluste gering bleiben und die Leistungsdichte erhöht wird. Als Speicherkondensator wurde ein

Elektrolytkondensator mit dem Kapazitätswert $220\mu\text{F}$ eingesetzt. Abbildung 7.7 zeigt die Platine des entwickelten Prototyps.

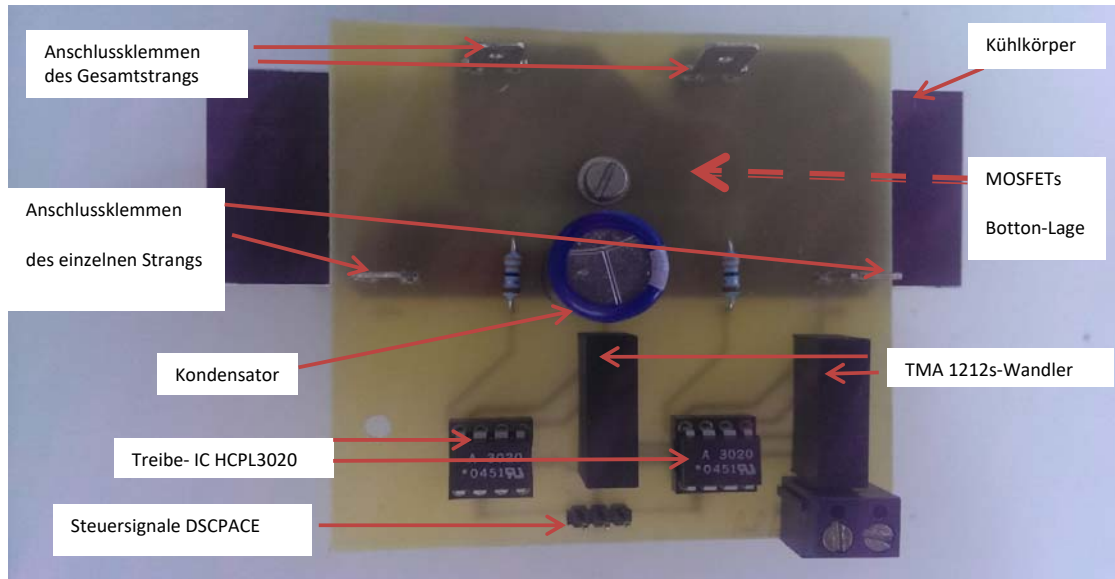


Abbildung 7.7: Bild der Platine des entwickelten Prototyps einer gesteuerten Ladungspumpe

Der Anstieg der Gesamtleistung der Anlage durch das neue Schaltkonzept soll messtechnisch verifiziert werden. Hierfür wird in einem ersten Versuchsaufbau der schwächste Strang **TEG3** (in der dritten Kammer des Kalorimeters mit $T_{h,TEG3} \approx 100^\circ\text{C}$, $T_{c,TEG3} \approx 30^\circ\text{C}$) mit dem entwickelten Prototyp der Ladungspumpe beschaltet. Es wurden Messreihen bei und ohne Ansteuerung der Ladungspumpe mit dem digitalen Oszilloskop *TPS2024* von *Tektronix* aufgenommen. Die Messergebnisse sind in der Abbildung 7.8 dargestellt.

Die Abbildungen 7.8.a und 7.8.b zeigen die gemessenen Zeitverläufe der Spannung und des Stroms am Strang **TEG3**. Wie sich bei der Simulation gezeigt hat, wird die Spannung des schwachen Strangs von ca. 1V auf dem Spannungssollwert 5,8V bei einem Betrieb mit der Ladungspumpe, deutlich erhöht. Der Strangstrom i_{TEG} wird hierdurch deutlich geringer, während der Gesamtstrom i_{ges} durch das Stromtunnel im parallelen Kondensatorzweig weiter steigt.

Es resultiert ein deutlicher Anstieg der Gesamtleistung der Anlage (vgl. Abbildung 7.8.c). Bei Betrachtung des Mittelwertes über eine Schaltperiode von $100\mu\text{s}$ resultiert ein deutlicher Anstieg der Gesamtleistung von 47W auf 65W. Das entspricht einer Verbesserung des Gesamtwirkungsgrads um 38%. Bei einem gemessenen Wärmestrom von 2,1kW in den drei Kammern des Kalorimeters wurde damit der Gesamtwirkungsgrad der Anlage von 2,24% auf 3,1% erhöht.

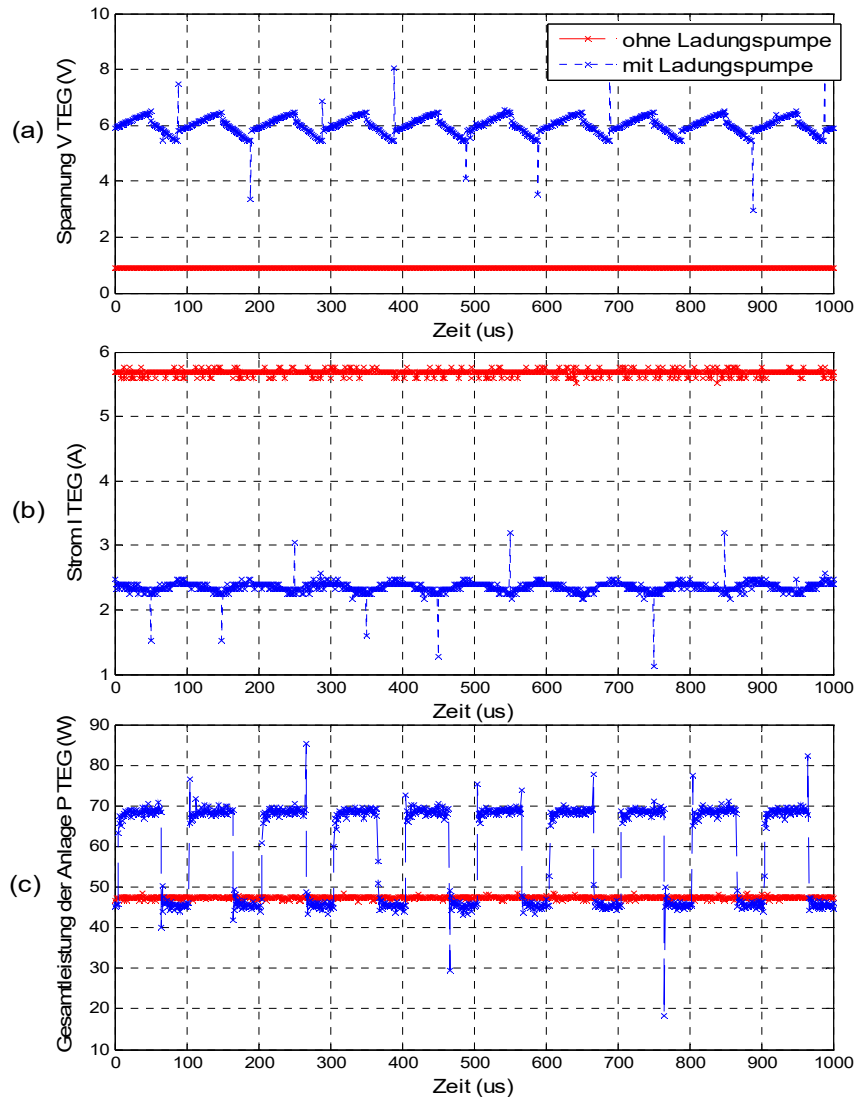


Abbildung 7.8: a) Gemessene Zeitverläufe der Spannung am schwächsten Strang *TEG3*; b) gemessene Zeitverläufe des Strangstroms i_{TEG3} ; c) Gemessener Zeitverlauf der Gesamtleistung der Anlage (bei und ohne Ansteuerung der Ladungspumpe).

Die kurzen Überschwinger in den Zeitverläufen resultieren durch Einschwingvorgänge beim Ein- und Ausschalten der MOSFETs. In einem zweiten Versuchsaufbau wurde der zweitschwächste Strang *TEG2* in der zweiten Kammer des Kalorimeters (mit $T_{h,TEG2} \approx 150^{\circ}C$, $T_{c,TEG2} \approx 30^{\circ}C$) mit der Ladungspumpe beschaltet. Abbildung 7.9 zeigt die resultierenden Messergebnisse. Auch hier zeigt sich die deutliche Erhöhung der Betriebsspannung des Strangs von 2,6V auf den Sollwert von 10,2V. Die Gesamtleistung der Anlage konnte von 47W auf 60W erhöht werden, was einer Verbesserung des Gesamtwirkungsgrads um 27% entspricht.

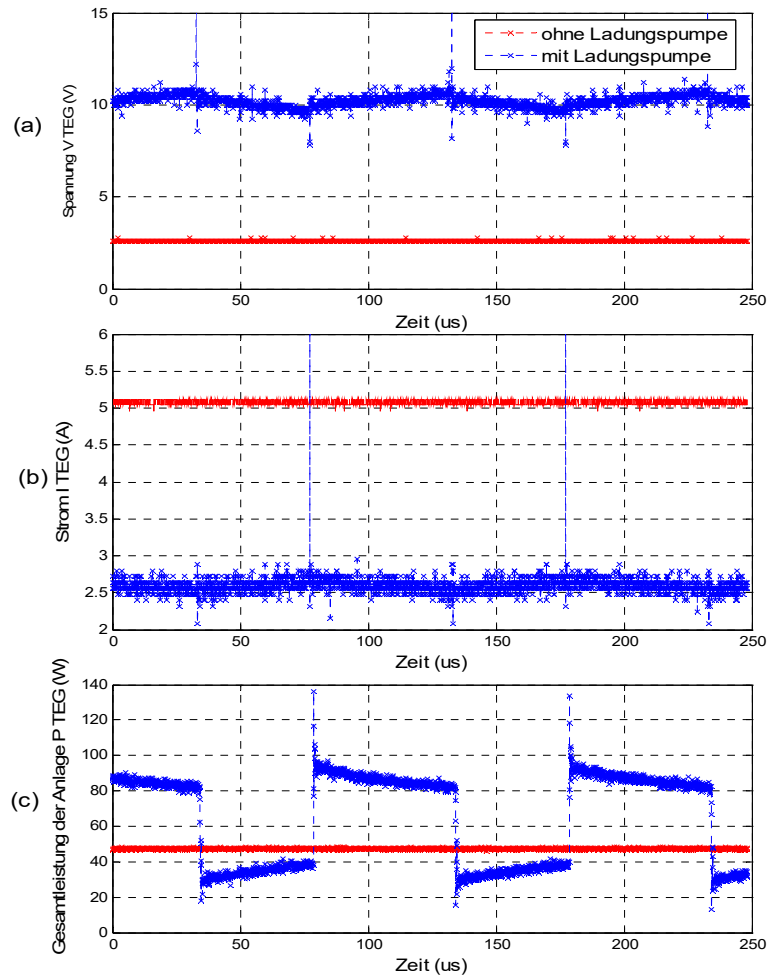


Abbildung 7.9: a) Gemessene Zeitverläufe der Spannung am zweitschwächsten Strang $TEG2$; b) gemessene Zeitverläufe des Strangstroms i_{TEG2} ; c) Gemessener Zeitverlauf der Gesamtleistung der Anlage (bei und ohne Ansteuerung der Ladungspumpe).

Somit wurde das neue Schaltkonzept nach der Simulation, experimentell validiert. Mit dem Balancing-Verfahren ergibt sich eine Verbesserung des Preis-Leistungsverhältnis im Vergleich zum teureren auf aufwendigeren modularen Aufbau mit Strangwandlern. Diese Verbesserung macht sich insbesondere bei Industrieanwendungen mit mehreren Temperaturzonen und großflächigen Thermogeneratorsträngen bemerkbar.

8 Reduzierung der Schaltverluste durch Entlastungsnetzwerke

Hohe Schaltfrequenzen sind der Trend bei der Entwicklung von DC/DC-Wandlern. Bei hohen Schaltfrequenzen werden die passiven Bauelemente (Spulen und Glättungskondensatoren) kleiner dimensioniert. Hierdurch werden die Leitverluste in diesen Bauelementen reduziert und die Leistungsdichte wird deutlich erhöht. Die limitierende Größe ist hierbei die Schaltverluste in den Leistungsschaltern.

Bei hohen Schaltfrequenzen (von 40kHz bis zu etwa 1MHz) und im niedrigen und mittleren Spannungsbereich (bis zu etwa 200V) werden MOSFETs eingesetzt. Ein MOSFET ist prinzipiell ein spannungsteuertes ohmsches Widerstand $R_{DS} = f(V_{GS})$. Für die Reduzierung der Leitverluste werden MOSFETs mit einem kleinen Durchlasswiderstand verwendet. Die große Chipfläche A_{Si} dieser MOSFETs führt allerdings zu einer Erhöhung der parasitären Ausgangskapazität C_{oss} [77] und damit zu einer Erhöhung der frequenzabhängigen Schaltverluste. Die durchgeführte Verlustanalyse am Beispiel des entwickelten Vollbrückenwandlers in Kapitel 4 (vgl. Abbildung 4.19) ergab, dass die Schaltverluste bei einer Schaltfrequenz $f_s = 100kHz$, mehr als 60% der Gesamtverluste darstellen. Eine Reduzierung der Schaltverluste durch ein Entlastungsnetzwerk würde zu einer signifikanten Verbesserung des Wirkungsgrads des Wandlers beitragen.

Ein hart schaltender Betrieb der MOSFETs bedeutet, dass während des Schaltvorgangs, der volle Laststrom und die volle Spannung am Schalter anliegen. Bei dem Einsatz eines Entlastungsnetzwerks erfolgt ein weiches Schalten unter Nullspannung bzw. unter Nullstrom (*Zero voltage switching ZVS* bzw. *Zero current switching ZCS*).

Ein aktives Entlastungsnetzwerk besteht aus einem Hilfsschalter, einem Resonanzkreis bestehend aus einer Resonanzinduktivität L_r und einem Resonanzkondensator C_r , sowie einer Schottky-Diode D_s , die die gespeicherte Energie im Resonanzkreis nutzbringend an die Last zurückspeist. Durch eine präzise Ansteuerung des Hilfsschalters erfolgt das Ein- und Ausschalten genau an dem Zeitpunkt, an dem, durch die Eigenschwingung des Resonanzkreises eine Nullspannung am Hauptschalter erzwungen wird. Die Strombegrenzung durch die Induktivität L_r ermöglicht ein weiches Schalten des Hilfsschalters unter Nullstrom. Der Einsatz von Entlastungsnetzwerken ist allerdings mit mehreren Nachteilen verbunden. Durch die zusätzlichen Bauelemente und die hohe erforderliche Präzision der Ansteuerlogik sind der technische Aufwand und die Kosten höher. Außerdem ermöglicht das Entlastungsnetzwerk ein vollständiges Nullspannungs- bzw. Nullstromschalten nur innerhalb eines begrenzten Spannungs- oder Leistungsbereich [78]. Eine signifikante Verbesserung des Wirkungsgrads des Wandlers im gesamten Arbeitsbereich als Rechtfertigung für den Mehraufwand ist von verschiedenen Parametern, wie die eingesetzten MOSFETs und die Schaltfrequenz, abhängig und kann nur mit einem Modell, das das dynamische Schaltverhalten der MOSFETs genau abbildet, untersucht werden.

In diesem Kapitel wird die Reduzierung der Schaltverluste durch den Einsatz von Entlastungsnetzwerken über eine simulationsgestützte Analyse ausgewertet. Dimensionierungsvorschriften für die Auslegung des Hilfsschalters und des Resonanzkreises werden abgeleitet. Beide Varianten der Entlastungsnetzwerke (passive ohne- & aktive mit Hilfsschalter) werden betrachtet und verglichen. Es erfolgt eine Auswertung der erreichbaren Effizienz mit den vorgestellten Konzepten.

8.1 Modellierung des Schaltverhaltens des Leistungsschalters

Vor einem aufwendigen Aufbau der komplexen Schaltung eines Resonanzwandlers soll zunächst ein Simulationsmodell erstellt werden. Für die simulationsgestützte Analyse von Entlastungsnetzwerken und deren Beitrag zur Verbesserung des Wirkungsgrads des Wandlers soll ein Halbleitermodell das, das dynamische Schaltverhalten möglichst genau abbildet, verwendet werden. Hierfür sind zwei Ansätze üblich. Ein detailliertes physikalisches Halbleitermodell basiert auf Kontinuitäts-, Transport- und Feldgleichungen, die vereinfacht eindimensional berechnet und über das Bauteilvolumen integriert werden. Für die Parametrisierung des physikalischen Halbleitermodells ist eine genaue Kenntnis über die Dotierungsdichten und die Geometrie des Halbleiters notwendig. Dieses Modell scheint für die hier durchzuführende Analyse nicht geeignet, da die für die Parametrisierung notwendigen Daten nicht verfügbar sind.

Der zweite Ansatz ist das verhaltensbeschreibende Modell. Hierbei werden bestimmte Eingangs- und Ausgangsgrößen und deren Wirkung analysiert. Der Leistungsschalter wird durch ein Ersatzschaltbild beschrieben. Die Parametrisierung des Ersatzschaltbildes erfolgt durch leicht zugängliche Daten in den Datenblättern. In [79] werden Modellierungsmethoden von Bauelementen ausführlich dargestellt. Im Folgenden wird das verwendete verhaltensbeschreibende Modell des MOSFETs in Abbildung 8.1 beschrieben.

Das Schaltverhalten des MOSFETs wird maßgeblich durch die intrinsischen Kapazitäten C_{GS} , C_{GD} und C_{DS} bestimmt. Die Größe der Kapazitäten C_{GD} und C_{DS} ist von der anliegenden Spannung V_{DS} abhängig. Bei Vernachlässigung der parasitären Anschlusswiderstände liegt im sperrenden Zustand die gesamte Spannung über die Kapazität C_{DS} und die parallel liegende Reihenschaltung aus C_{GS} und C_{GD} . Beim Einschaltvorgang wird die Gate-Source-Kapazität C_{GS} über die Treiberschaltung aufgeladen. Die Spannung V_{DS} bleibt zunächst konstant. Die Spannung über C_{GD} sinkt auf gleichen Maße ab, wie sie über C_{GS} ansteigt ($V_{DS} = V_{C_{GS}} + V_{C_{GD}}$). Dies erfolgt bis zum Erreichen der erforderlichen Grenzspannung V_{th} zur Bildung eines leitenden n-Kanals. Nach einer Einschaltverzögerungszeit geht der MOSFET in den leitenden Zustand. Wird die Kapazität C_{GS} weiter aufgeladen, beginnt der Abbau der Spannung V_{DS} und der Drain-Source-Strom I_{DS} steigt steil an.

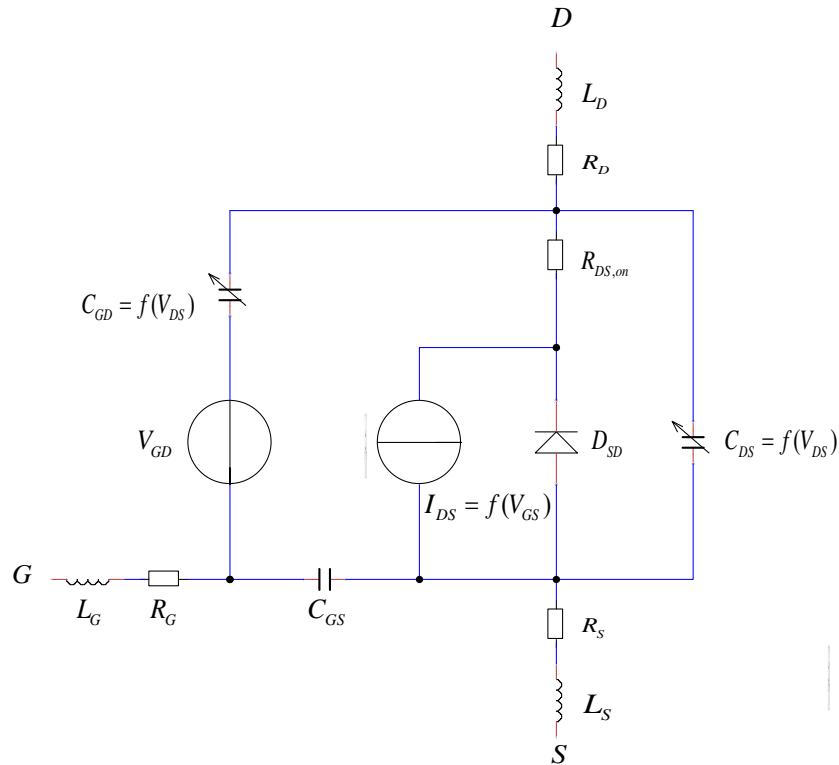


Abbildung 8.1: Erstelltes MOSFET-Modell in LTSpice für die Nachbildung des dynamischen Schaltverhaltens und die simulationsgestützte Analyse von Entlastungsnetzwerken

Der Abbau der Spannung V_{DS} erfolgt durch die Umladung der Gate-Drain-Kapazität C_{GD} . Die Spannung V_{GS} bleibt dabei konstant (Miller-Plateau: im Spannungsverlauf von V_{GS} bildet sich während des Umladevorgangs von C_{GD} ein Plateau aus). Durch eine weitere Erhöhung der Spannung V_{GS} wird die Leitfähigkeit des n-Kanals erhöht und der Einschaltvorgang wird abgeschlossen. Die Leitfähigkeit des n-Kanals wird durch den Durchlasswiderstand $R_{DS,on}$ nachgebildet. Der Übergang vom leitenden in den sperrenden Zustand erfolgt auf ähnliche Weise in umgekehrter Richtung. Die Steilheit der Ströme und damit die Schaltzeiten des MOSFETs werden von den parasitären Induktivitäten an den Anschlüssen L_D , L_S und L_G beeinflusst. Die Inversdiode D_{SD} ergibt sich aufbaubedingt durch den p-n-Übergang zwischen Source und Drain. Die Spannungsabhängige Stromquelle $I_{DS} = f(V_{GS})$ gibt die Ausgangskennlinie des MOSFETs. Es gilt:

$$I_{DS} = 0 \quad \text{für} \quad V_{GS} < V_{th} \quad \text{im} \quad \text{sperrenden} \quad \text{Zustand,}$$

$$I_{DS} = K_p \cdot \frac{b_{eff}}{l_{eff}} \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS}) \cdot (V_{GS} - V_{th} - V_{DS} / 2) \cdot V_{DS} \quad \text{für} \quad V_{GS} > V_{th} \quad \text{und} \quad V_{DS} < V_{GS} - V_{th} \quad \text{im}$$

leitenden Zustand bei einem Betrieb im linearen Bereich. K_p bezeichnet dem Transkonduktanzparameter. Er wird aus den Eigenschaften der Gateelektrode bestimmt. b_{eff}

und l_{eff} bezeichnen die effektive Breite und Länge der Gateelektrode. λ ist der Kanallängenmodulationsparameter des MOSFETs.

Das Ersatzschaltbild in Abbildung 8.1 entspricht dem *Modell-Level-1* von *PSpice* [80]. Für die, im entwickelten Vollbrückenwandler, eingesetzten MOSFETs *IPD180N10N3* von *Inferion* wird das vorgestellte verhaltensbeschreibende Modell in *LTSpice* abgebildet. Die Parametrisierung des Modells erfolgt anhand einer Datenbank der *LTSpice*-Bibliothek wo die gemessenen Kennlinien und Bauteilwerte des genannten MOSFETs abgespeichert sind.

Für die Validierung des Modells werden Simulationsergebnisse mit Angaben in den Datenblättern verglichen. Da hier das Schaltverhalten des MOSFETs von Interesse ist, liegt ein besonderes Augenmerk auf die Ein- und Ausschaltzeiten. Für den Vergleich wurde die Simulation des Schaltvorgangs mit den angegebenen Randbedingungen im Datenblatt des eingesetzten MOSFETs *IPD180N10N3* ($V_{GS} = 10V, V_{DS} = 50V, I_{DS} = 33A, R_G = 1,6\Omega$) durchgeführt. Abbildung 8.2 zeigt die simulierten Zeitverläufe der Spannung und des Stroms beim Ein- und Ausschaltvorgang. Aus den Verläufen ergibt eine Einschaltzeit von 23ns und eine Ausschaltzeit von 21ns. Die resultierenden Schaltzeiten weichen gering von den angegebenen Zeiten im Datenblatt ($t_{on} = t_{d,on} + t_r = 24ns, t_{off} = t_{d,off} + t_f = 23ns$) ab.

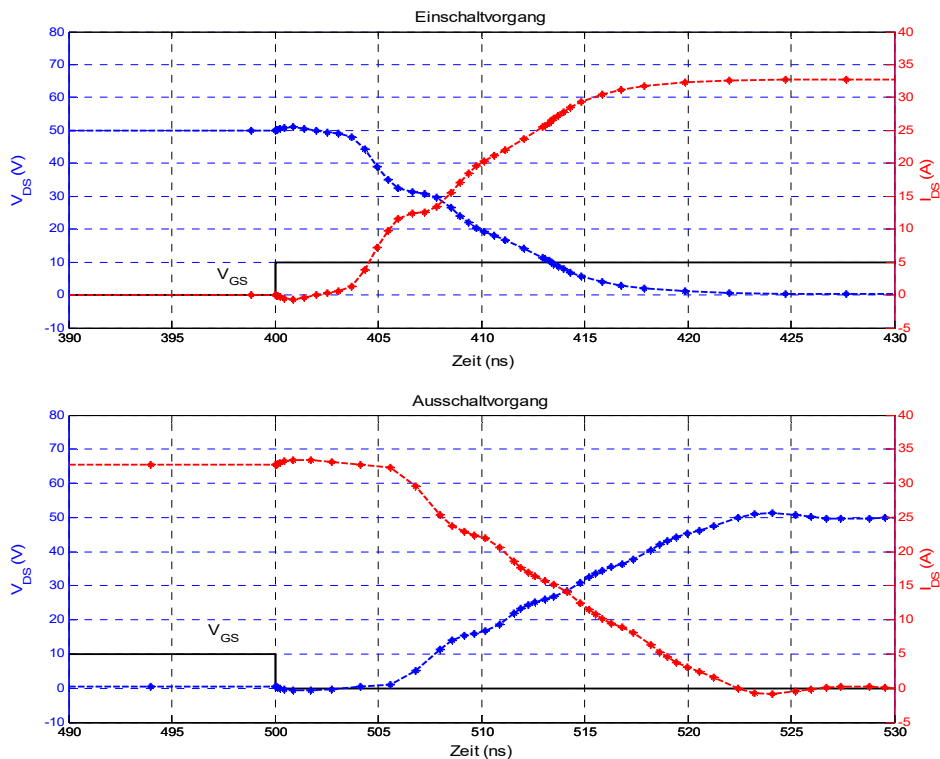


Abbildung 8.2: Simulierte Ein- und Ausschaltvorgang des eingesetzten MOSFETs *IPD180N10N3* in *LTSpice* mit Hilfe des verhaltensbeschreibenden Modells bei Verwendung der angegebenen Randwerten im Datenblatt ($V_{GS} = 10V, V_{DS} = 50V, I_{DS} = 33A, R_G = 1,6\Omega$)

8.2 Passive Entlastungsnetzwerke

Um die Komplexität und die Kosten des weichschaltenden Wandlers zu reduzieren soll zunächst den Einsatz eines passiven Entlastungsnetzwerks, bestehend aus einem Resonanzkreis ohne Hilfsschalter, untersucht werden. Der Vorteil dieser Schaltungsvariante ist die deutlich geringere Komplexität aufgrund der entfallenden Ansteuerung des Hilfsschalters. Das passive Entlastungsnetzwerk kann als Nullspannungs- oder als Nullstromschalter ausgeführt werden. Die beiden Minimalnetzwerke um eine Schaltentlastung zu erhalten sind in Abbildung 8.3 dargestellt.

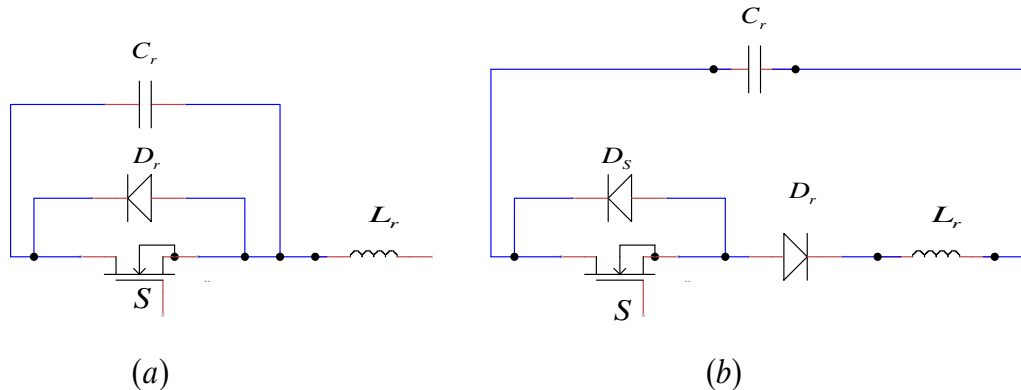


Abbildung 8.3: a) Schaltung zur Realisierung des weichschaltenden Betriebs unter Nullspannung (*Zero voltage Switching ZVS*); b) unter Nullstrom (*Zero current Switching ZCS*)

Im Nullspannungsschalter (ZVS) ist der Resonanzkondensator C_r parallel zum Hauptschalter S geschaltet. Beim Ausschalten kommutiert der Strom auf C_r und es entsteht ein Serienschwingkreis L_r, C_r . Nach einer halben Schwingung wird die Spannung am Kondensator bzw. am Schalter v_{C_r} Null. Der negative Resonanzstrom i_{L_r} wird durch die Diode D_r gleitet. Der Schalter kann unter einer annähernd Nullspannung verlustfrei eingeschaltet werden. Beim Ausschalten wird der spannungsanstieg am Hauptschalter durch den parallelen Kondensator C_r deutlich verlangsamt so dass die Ausschaltverluste gegenüber einem hartschaltenden Betrieb deutlich verringert werden.

Im Nullstromschalter (ZCS) ist die Resonanzinduktivität L_r , das zum Hauptschalter nächstliegende Resonanzelement. Beim Einschalten beginnt die Sinusschwingung des Stroms durch den Schwingkreis L_r, C_r . Beim Nulldurchgang des Resonanzstroms i_{L_r} sperrt die Schalter-Seriendiode D_r . Die Spannung am Resonanzkondensator v_{C_r} ist während dieser Sperrphase negativ. Der Schalter kann unter Nullstrom verlustfrei ausgeschaltet werden. Die ZCS-Schaltungsvariante eignet sich besonders gut für Leistungsschalter, in denen die Ströme das Verlustverhalten dominieren (z.B. GTOs). Bei feldgesteuerten Leistungsschaltern (MOSFETs, IGBTs) führt das Einschalten zu höheren Verlusten als das Ausschalten. Die ZVS-Schaltung ist in dem Fall effizienter [81] und wird hier eingesetzt.

Die simulationsgestützte Analyse der Entlastungsnetzwerke und die Auswertung der damit erreichbaren Steigerung des Wirkungsgrads erfolgt am Beispiel des Vollbrückenwandlers bei

einem Abwärtsbetrieb. Die Schaltentlastung erfolgt für den Hauptschalter. Die Simulation erfolgt in *LTSpice* bei Verwendung des validierten verhaltensbeschreibenden Modells des MOSFETs *IPD180N10N3*. Abbildung 8.4 zeigt die untersuchte Schaltung des Vollbrückenwandlers im Abwärtsbetrieb mit einem passiven Entlastungsnetzwerk.

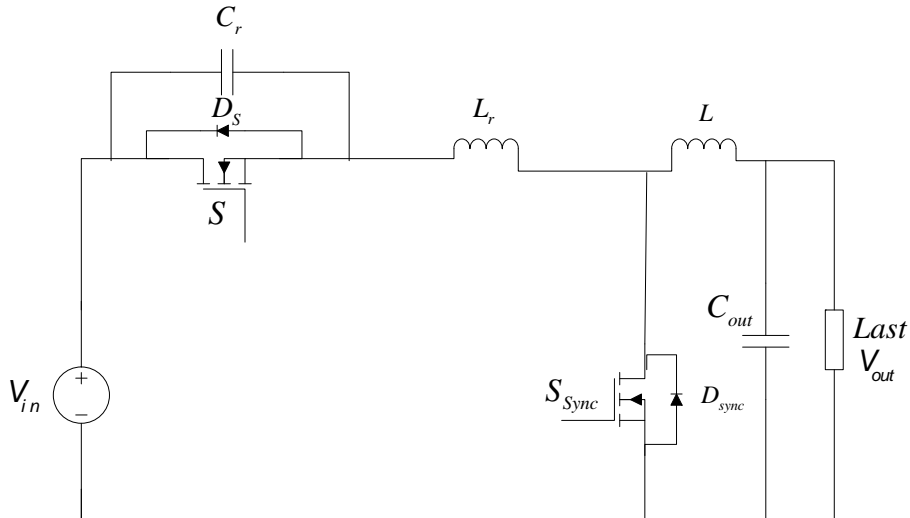


Abbildung 8.4: Schaltungstopologie des weichschaltenden Wandlers durch ein passives Entlastungsnetzwerk

Die Schaltung wurde bei einem gesteuerten Betrieb in *LTSpice* simuliert. Die Simulation erfolgte beispielhaft für einen bestimmten Arbeitspunkt des Wandlers. Der Arbeitspunkt wurde aus den gemessenen Leistungskennlinien der Thermogeneratoren entnommen ($P_{in} = 40W, V_{in} = 13,3V, f_s = 100kHz$). Die Auswertung der erreichbaren Effizienz bei anderen Eingangsleistung und anderen Schaltfrequenzen wird am Ende des Kapitels dargestellt.

Die Simulation erfolgte zunächst mit den Bauteilwerten ($C_r = 6nF, L_r = 3\mu H$). Eine Dimensionierungsvorschrift für die Auslegung des Resonanzkreises wird anhand einer folgenden Analyse abgeleitet. Abbildung 8.5 zeigt die resultierenden Zeitverläufe der Resonanzspannung v_{C_r} und des Resonanzstroms i_{L_r} bei einem weichen Ein- und Ausschalten des Hauptschalters unter ZVS-Bedingung.

Auf dem Spannungsverlauf sind die verschiedenen Schaltphasen mit den Zeitpunkten t_0 bis t_3 gekennzeichnet. Die Schaltperiode kann in den folgenden vier Schaltphasen aufgeteilt werden:

- $t_0 < t < t_1$: Im Zeitpunkt t_0 wird der MOSFET ausgeschaltet. Der Resonanzkondensator wird durch den konstanten kommutierenden Strom $i_{L_r} = I_{in} = P_{in} / V_{in}$ auf die Eingangsspannung $V_{in} = 13,3V$ aufgeladen. Der lineare Zeitverlauf der Resonanzspannung in dieser Schaltphase $v_{C_r}(t)$ entspricht:

$$v_{C_r}(t) = \frac{P_{in}}{V_{in} \cdot C_r} \cdot (t - t_0) \quad (G.1.8-1)$$

Die Schaltphase endet mit der Vollladung des Resonanzkondensators auf die Eingangsspannung. Die Dauer dieser Phase ergibt sich zu:

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \frac{C_r \cdot V_{in}^2}{P_{in}} \quad (\text{G.I.8-2})$$

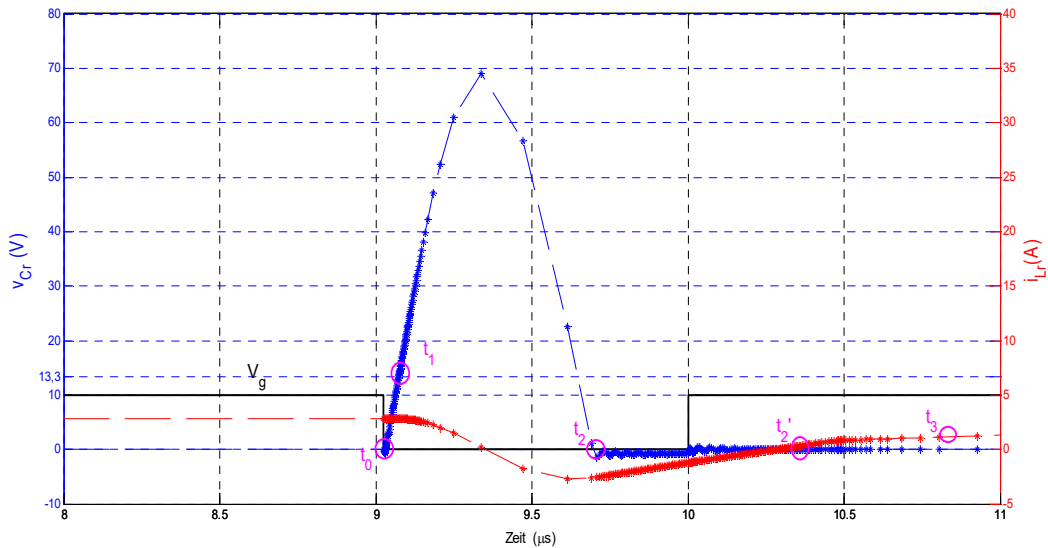


Abbildung 8.5: Simulierte Zeitverläufe der Resonanzspannung v_{Cr} und des Resonanzstroms i_{Lr} bei einem Weichschalten des Hauptschalters unter ZVS-Bedingung durch ein passives Entlastungsnetzwerk

- $t_1 < t < t_2$: In dieser Phase befinden sich L_r und C_r in Resonanz. Der Zeitverlauf der Spannung $v_{Cr}(t)$ entspricht einer sinusförmigen Schwingung mit dem Anfangswert $v_{Cr}(t_1) = V_{in}$. Durch die Schwingung resultiert eine hohe Spannungsbelastung des Hauptschalters. Der Hauptschalter soll deshalb überdimensioniert ausgewählt werden. Die Spannung v_{Cr} und der Strom i_{Lr} werden durch die folgenden Gleichungen beschrieben:

$$v_{Cr}(t) = V_{in} + \sqrt{L_r / C_r} \cdot I_{in} \cdot \sin(\omega_0 \cdot (t - t_1)) \quad (\text{G.I.8-3})$$

$$i_{Lr}(t) = I_{in} \cdot \cos(\omega_0 \cdot (t - t_1)) \quad (\text{G.I.8-4})$$

Wobei $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_r \cdot C_r}$ die Resonanzkreisfrequenz entspricht. Nach einer Halbschwingung erreicht die Spannung v_{Cr} den Startwert V_{in} . Diese Phase endet mit dem Nulldurchgang der Spannung v_{Cr} .

- $t_2 < t < t_3$: Bei der Annahme einer idealen Diode D_r wird diese zum Anfang dieser Phase bei $v_{Cr}(t_2) = 0V$ leitend. Es entsteht hierdurch ein Nullspannungsplateau bis zum Nulldurchgang des sinusförmigen Stroms i_{Lr} im Zeitpunkt t_2' . Der MOSFET kann im Zeitintervall $[t_2, t_2']$ unter ZVS-Bedingung verlustfrei eingeschaltet werden. Nach dem Einschalten wird die Resonanzspule aufgeladen. Der Strom i_{Lr} erreicht am Ende dieser Phase I_{in} .

- $t_3 < t < t_0 + T_s$: Diese Phase entspricht dem stationären Zustand, in dem der Hauptschalter leitet und der Synchronschalter sperrt. Die Gesamtinduktivität beträgt $L + L_r$. Mit dieser Phase wird die Schaltperiode beendet. Der Ausschaltvorgang am Ende dieser Phase bzw. am Anfang der nächsten Periode erfolgt durch den langsamen Anstieg der Spannung v_{Cr} , ebenfalls annähernd unter Nullspannung.

Anhand der durchgeführten Analyse kann eine Dimensionierungsvorschrift für das Entlastungsnetzwerk abgeleitet werden. Damit der MOSFET spannungslos eingeschaltet werden kann, muss die Spannung $v_{Cr}(t)$ am Ende der zweiten Schaltphase Null werden. Hierfür muss die Amplitude des Wechselanteils der Spannung in Gleichung (G.I.8-3) größer als den Gleichanteil sein. Es muss folgendes gelten:

$$\sqrt{L_r / C_r} \cdot I_{in} \geq V_{in} \quad (G.I.8-5)$$

Damit der Einschaltvorgang im Zeitintervall $[t_2, t_2']$ (in dem die Diode D_r leitend ist) unter Nullspannung erfolgt, soll der Resonanzkreis in dem Zeitintervall $[t_1, t_2']$ weniger als eine Vollschiwingung durchlaufen. Hierfür muss folgendes gelten:

$$t_{aus} = \frac{1-D}{f_s} \leq t_2' - t_0 = \Delta t_1 + \frac{1}{f_r} \quad (G.I.8-6)$$

Wobei $f_r = 1 / 2\pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}$ die Resonanzfrequenz bezeichnet. t_{aus} ist Ausschaltzeit des MOSFETs und entspricht in den dargestellten Verläufen dem Zeitabstand zwischen der Aus- und der Einschaltflanke. Die Zeitdauer der ersten Schaltphase Δt_1 wird aus der Gleichung (G.I.8-2) bestimmt. Aus den Ungleichungen in (G.I.8-5) und (G.I.8-6) werden Randwerte für die Resonanzkapazität C_r und für die Resonanzinduktivität L_r ermittelt. Die Dimensionierung erfolgt so dass die Schwingungsamplitude im Verlauf der Resonanzspannung am Hauptschalter $v_{Cr,max}$ möglichst gering ist ($v_{Cr,max} = V_{in} + \sqrt{L_r / C_r} \cdot I_{in}$). Die Impedanz des Resonanzkreises $Z_r = \sqrt{L_r / C_r}$ soll hierfür möglichst klein gewählt werden. Für den ausgewählten Arbeitspunkt des Wandlers ergeben sich folgende Bauteilwerte:

$$C_r = \frac{0,9 \cdot (1-D)}{f_s \cdot \left(\frac{V_{in}}{I_{in}} + 2\pi \cdot Z_{r,min} \right)} \approx 8nF \quad (G.I.8-7)$$

$$L_r = Z_{r,min}^2 \cdot C_r \approx 3,3\mu H \quad (G.I.8-8)$$

Mit dem Verkleinerungsfaktor 0,9 wird sichergestellt dass die Einschaltflanke unter ZVS-Bedingung vor dem Zeitpunkt t_2' erfolgt.

Im Folgenden werden simulationsgestützt die Ein- und Ausschaltverluste für den hart- und weichschaltenden Wandler ermittelt und verglichen. Der Beitrag des passiven Entlastungsnetzwerks zur Verbesserung des Wirkungsgrads des Wandlers wird ausgewertet. Die Simulation erfolgt bei einer Dimensionierung des Resonanzkreises nach den abgeleiteten Gleichungen (G.I.8-7) und (G.I.8-8). Die Ein- und Ausschaltverluste ergeben sich aus der Integration des Strom-Spannungsprodukts $v_{DS}(t) \cdot i_{DS}(t)$ über die Ein- und Ausschaltzeiten:

$$P_{v,on} = f_s \int_{t_{on}} v_{DS}(t) \cdot i_{DS}(t) \quad P_{v,off} = f_s \int_{t_{off}} v_{DS}(t) \cdot i_{DS}(t) \quad (G.1.8-9)$$

Abbildung 8.6 zeigt die simulierten Zeitverläufe des Stroms $i_{DS}(t)$ und der Spannung $v_{DS}(t)$ bei einem hart- und weichschaltenden Betrieb des Wandlers für den gewählten Arbeitspunkt. Die genaue Auflösung der Verläufe während des Ein- und Ausschaltvorgangs zeigt das typische Strom-Spannungsdreieck bei dem hartschaltenden Betrieb. Bei dem weichschaltenden Betrieb erfolgt das Einschalten quasi verlustlos unter Nullspannung. Die Spannungsüberhöhung durch die Resonanzschwingung ist bemerkenswert groß. Der Spitzenwert beträgt 77V (der eingesetzte MOSFET *IPD180N10N3* besitzt eine maximale Sperrspannung von 100V).

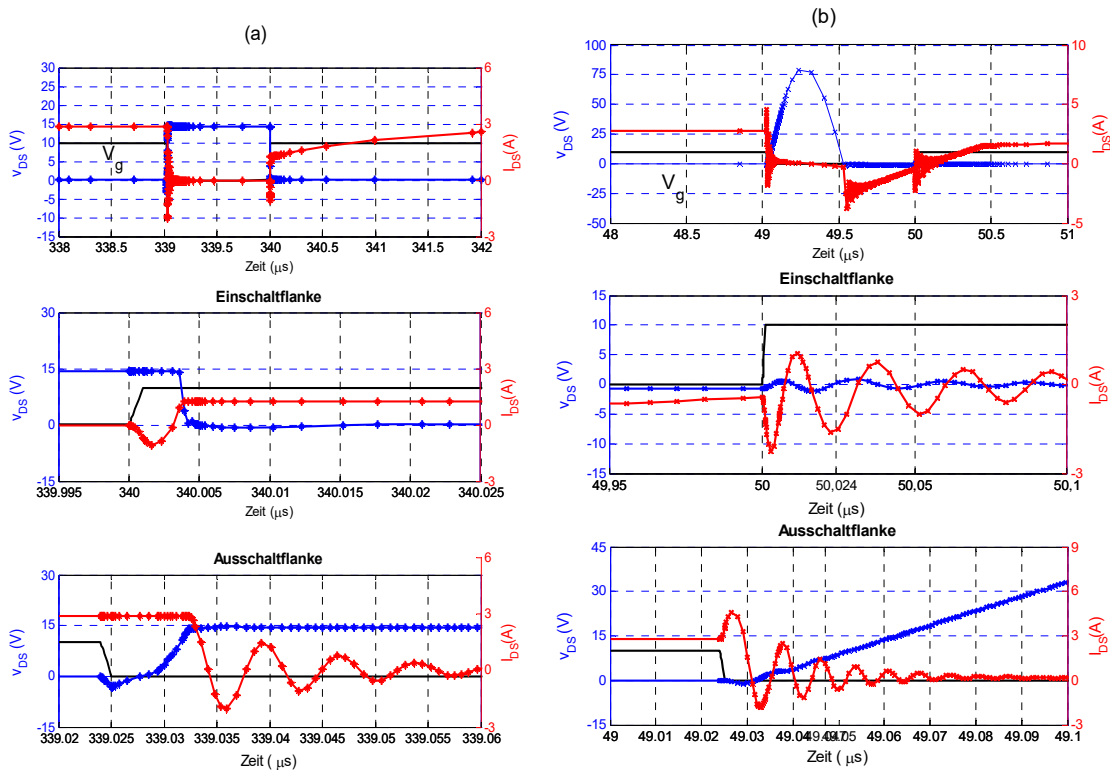


Abbildung 8.6: a) Simulierte Zeitverläufe des Stroms i_{DS} und der Spannung v_{DS} am Hauptschalter bei einem hartschaltenden Betrieb des Wandlers (genaue Auflösung der Verläufe während des Ein- und Ausschaltvorgangs); b) Simulierte Zeitverläufe der Spannung v_{DS} und des Stroms i_{DS} am Hauptschalter bei einem weichschaltenden Betrieb des Wandlers durch ein passives Entlastungsnetzwerk (genaue Auflösung der Verläufe während des Ein- und Ausschaltvorgangs)

Durch die Parasitären Induktivitäten an den Anschlüssen des MOSFETs und die damit verbundenen Ausgleichvorgänge kommt es zu einem schweiffförmigen Anstieg bzw. Absinken des Stroms. Dies führt zu längeren Zeiten bis zum Erreichen des stationären Zustands nach einem Schaltvorgang. Der Großteil der Schaltverluste entsteht allerdings in einer kurzen Zeit, in der eine signifikante Änderung des Stroms stattfindet. Bei der Ermittlung der Schaltverluste

erfolgt die Integration bis zum Abklingen der Schwingung auf 10% des Spitzenwertes des ersten Überschingers.

Abbildung 8.7 zeigt die resultierenden Ein- und Ausschaltverluste für den hart- und weichschaltenden Betrieb des Wandlers.

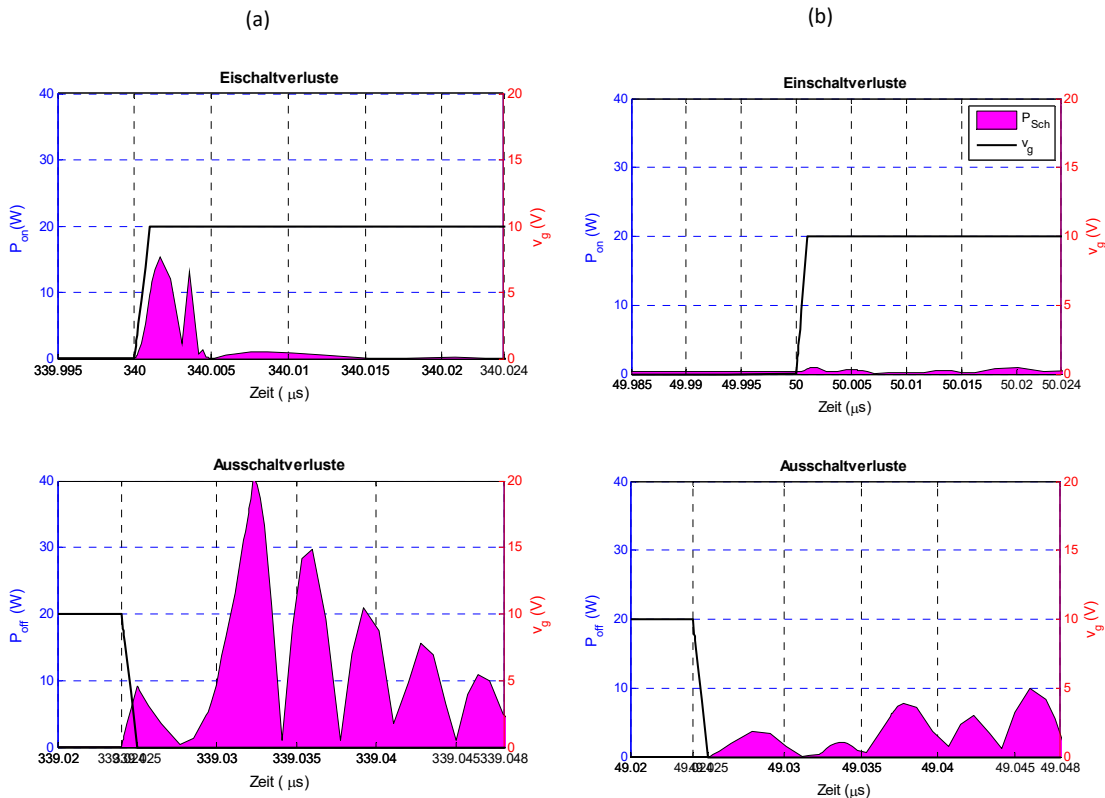


Abbildung 8.7: a) Resultierende Ein- und Ausschaltverluste bei einem hartschaltenden Betrieb des Wandlers; b) Resultierende Ein- und Ausschaltverluste bei einem weichschaltenden Betrieb des Wandlers unter ZVS-Bedingung durch ein passives Entlastungsnetzwerk

Die Anschlussinduktivitäten des MOSFETs verringern die Einschaltverluste. Beim Ausschalten entstehen hierdurch kritische Spannungsüberschinger wodurch, die Ausschaltverluste höher ausfallen. Durch das passive Entlastungsnetzwerk konnten die Einschaltverluste fast vollständig vermieden werden. Das Ausschalten erfolgt durch den verlangsamtsten Spannungsanstieg bei reduzierter Spannung. Damit werden die Ausschaltverluste stark reduziert.

Bei Betrachtung des Mittelwertes über die gesamte Schaltperiode ergibt sich eine deutliche Reduzierung der Schaltverluste ($P_{v,on} + P_{v,off}$) im Hauptschalter um ca. 80% von 2,3W im hartschaltenden Betrieb auf 0,5W im weichschaltenden Betrieb. Dies bedeutet dass allein durch die Beschaltung des Hauptschalters mit einem genau ausgelegten Resonanzkreis eine deutliche Verbesserung des Wirkungsgrads des entwickelten Vollbrückenwandlers von 94% auf 98,4% resultiert.

Die Auslegung des passiven Entlastungsnetzwerks ist mit dem Arbeitspunkt des Wandlers gekoppelt (vgl. Gleichungen G.1.8-7 und G.1.8-8). Bei einer Zusammenschaltung des Wandlers mit Thermogeneratoren, die sich in einem heterogenen Temperaturfeld mit stark schwankenden Temperaturen befinden, wird der Arbeitspunkt des Wandlers ständig verändert. Im Folgenden wird der Einfluss einer Änderung der Eingangsspannung bzw. des Tastverhältnisses des Wandlers auf die Schaltentlastung untersucht. Die Simulation wird bei der gleichen Auslegung des Resonanzkreises für einen neu ausgewählten Arbeitspunkt aus der gemessenen Leistungskennlinie der Thermogeneratoren ($P_{in} = 58W, V_{in} = 20V, f_s = 100kHz$) durchgeführt. Abbildung 8.8.a zeigt die resultierenden Zeitverläufe des Stroms und der Spannung am Hauptschalter. Eine genaue Auflösung der Verläufe ist beispielhaft für den Einschaltvorgang dargestellt.

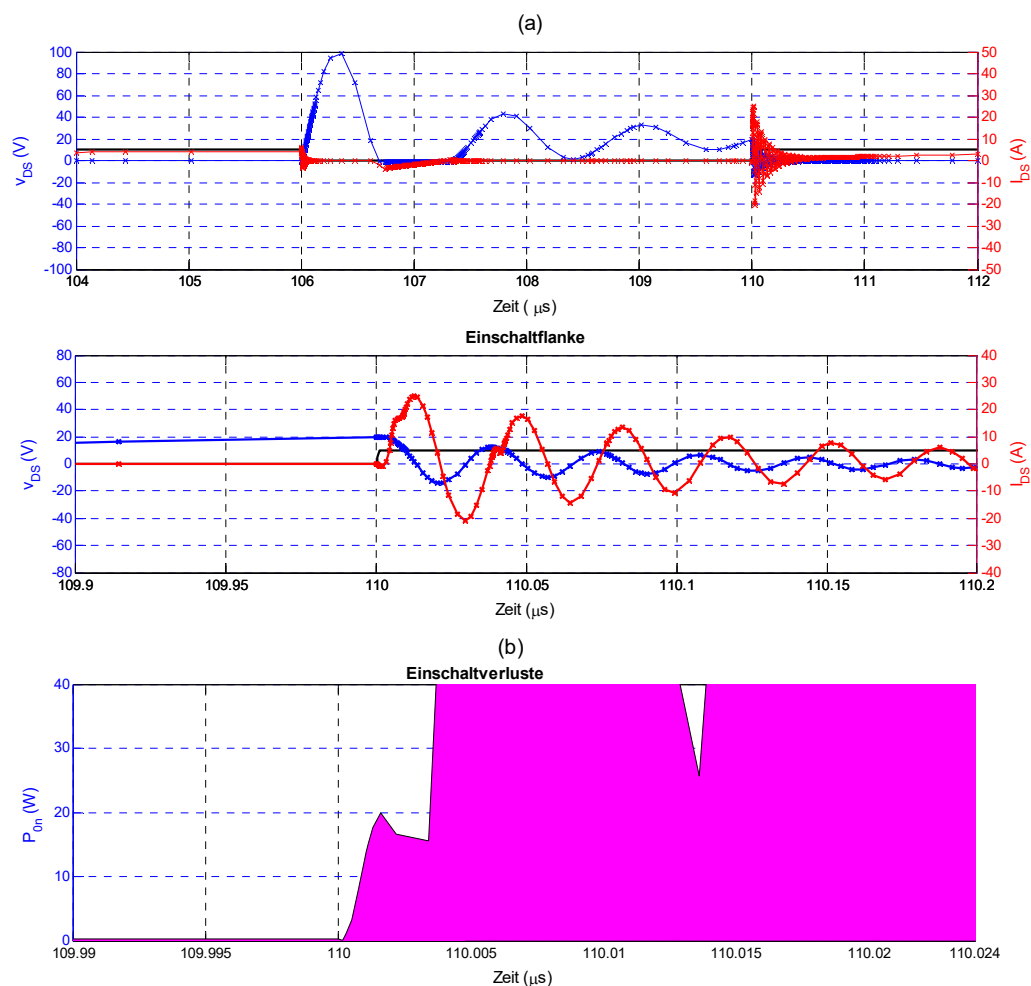


Abbildung 8.8: a) Simulierte Zeitverläufe des Stroms i_{DS} und der Spannung v_{DS} am Hauptschalter bei dem Einsatz des passiven Entlastungsnetzwerks und einer Änderung des Arbeitspunktes (genaue Auflösung der Verläufe während des Einschaltvorgangs); b) Resultierende Einschaltverluste im neuen Arbeitspunkt

Es ist deutlich zu erkennen, dass das Schalten unter ZVS-Bedingung nicht mehr funktioniert. Voraussetzung für das Einschalten unter Nullspannung war, dass die Spannung am

Resonanzkondensator v_{Cr} mindestens eine Halbschwingung und weniger als eine Vollschwingung vor dem Einschaltzeitpunkt durchläuft. Bei einer Verschiebung des Arbeitspunkts ändert sich das Tastverhältnis des Wandlers und damit die Ausschaltzeit t_{aus} des Hauptschalters. Die Resonanzfrequenz blieb jedoch konstant. Bei einer großen Änderung der Eingangsspannung erfolgt der Einschaltvorgang vor der Vollendung der Halbschwingung bzw. nach der Vollschwingung der Resonanzspannung v_{Cr} . Der Einschaltvorgang erfolgt hierdurch unter hoher Spannung, die für einen Tastverhältnisbereich sogar das Vielfache der Eingangsspannung beträgt. Dies führt zu deutlich höheren Schalverlusten im Vergleich zu einem hartschaltenden Betrieb. Abbildung 8.8.b zeigt die resultierenden Einschaltverluste im neuen Arbeitspunkt. Die Schaltverluste sind im Vergleich zum hartschaltenden Betrieb deutlich höher (vgl. Abbildung 8.7.a) und betragen 9,3W. Der prädiizierte Wirkungsgrad des Wandlers verschlechtert sich deutlich auf 75%.

Mit einem passiven Entlastungsnetzwerk (ohne Hilfsschalter) ist der Weichschaltende Betrieb unter Nullspannung nur in einem begrenzten Spannungs- bzw. Leistungsbereich (P_{in}, V_{in}) möglich. Bei Betrachtung der verschiedenen Schaltphasen in Abbildung 8.5 ergibt sich die folgende Ungleichung als Randbedingung:

$$t_2 - t_0 < (t_{aus} = \frac{1-D}{f_s}) < t_2' - t_0 \quad (G.I.8-10)$$

Der Zeitpunkt t_2 entspricht dem Nulldurchgang der Resonanzspannung v_{Cr} . Dieser Zeitpunkt ergibt sich aus der Gleichung (G.I.8-3) mit $v_{Cr}(t = t_2) = 0V$ zu:

$$t_2 = \Delta t_1 + \frac{1}{\omega_0} \arcsin\left(\frac{V_{in}^2}{P_{in} \cdot Z_r}\right) \quad (G.I.8-11)$$

Fasst man die Gleichungen (G.I.8-2), (G.I.8-10), und (G.I.8-11) zusammen so kann der begrenzte Spannungs- bzw. Leistungsbereich (P_{in}, V_{in}) durch die folgende Ungleichung definiert werden:

$$\frac{1}{C_r} \cdot \left(\frac{1-D}{f_s} - \frac{1}{f_r}\right) < \frac{V_{in}^2}{P_{in}} < \frac{1}{C_r} \cdot \left(\frac{1-D}{f_s} - \frac{1}{\omega_0} \arcsin\left(\frac{V_{in}^2}{P_{in} \cdot Z_r}\right)\right) \quad (G.I.8-12)$$

Die Beschaltung des Wandlers mit einem passiven Entlastungsnetzwerk zur Verbesserung des Wirkungsgrads ist somit nur bei einem stationären Betrieb um einen bestimmten Nennarbeitspunkt sinnvoll. Bei einer Zusammenschaltung des Wandlers mit einem Strang, der bei großen Temperaturschwankungen betrieben wird, kann die Effizienz des Wandlers mit diesem einfachen Schaltkonzept nicht verbessert werden. In dem Fall soll der Ein- bzw. Ausschaltzeitpunkt des Hauptschalters in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt bzw. vom Tastverhältnis aktiv durch einen Hilfsschalter verändert werden. Im folgenden Kapitel werden aktive Entlastungsnetzwerke ausführlich untersucht.

8.3 Aktive Entlastungsnetzwerke

Im Gegensatz zum passiven Entlastungsnetzwerk wird der Ein- bzw. Ausschaltzeitpunkt des Hauptschalters bei der aktiven Schaltungsvariante nicht durch die Auslegung des Resonanzkreises bestimmt, sondern durch die Betätigung eines Hilfsschalters eingestellt. Abbildung 8.9 zeigt die in *LTSpice* abgebildete Schaltung des Vollbrückenwandlers im Abwärtsbetrieb mit einem aktiven Entlastungsnetzwerk. Der Hilfsschalter S_H wird kurz vor dem Einschalten des Hauptschalters S betätigt. Durch die Resonanzschwingung erfolgt der Einschaltvorgang des Hauptschalters verlustfrei unter Nullspannung. Der Hilfsschalter ist in Reihe mit der Resonanzinduktivität L_r geschaltet. Die Schaltvorgänge des Hilfsschalters erfolgen beim Nulldurchgang des Resonanzstroms i_{L_r} ebenfalls verlustfrei unter ZCS-Bedingung (Nullstromschalten). Die Ausschaltverluste im Hauptschalter werden durch den verlangsamt anspannungsanstieg am parallelen Snubberkondensator C_s stark reduziert.

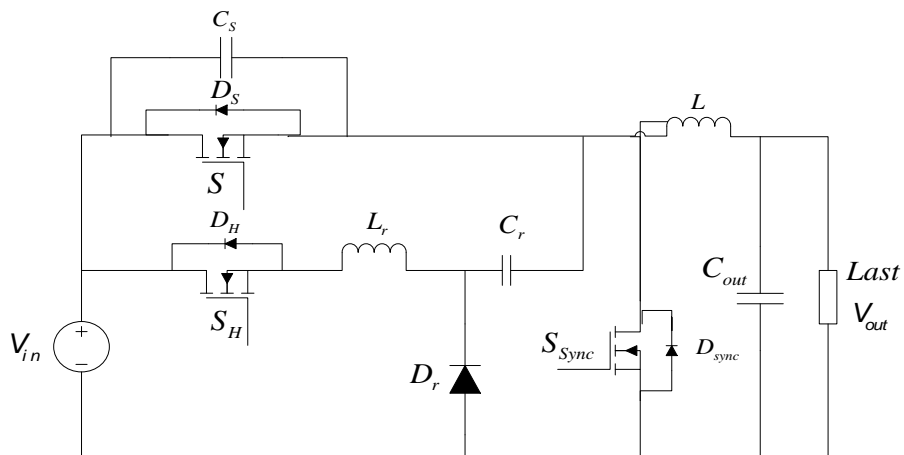


Abbildung 8.9: Schaltungstopologie des weichschaltenden Wandlers durch ein aktives Entlastungsnetzwerk

Im Folgenden werden die verschiedenen Schaltphasen innerhalb einer Schaltperiode analysiert und daraus die Ein- und Ausschaltzeitpunkte des Hauptschalters S , des Hilfsschalters S_H und des Synchronschalters S_{sync} in Anlehnung an [82] abgeleitet. Eine Schaltperiode kann in den folgenden Schaltphasen aufgeteilt werden:

- $t_0 < t < t_1$: Vor dem Zeitpunkt t_0 sind der Haupt- sowie der Hilfsschalter ausgeschaltet. Der Strom wurde durch die Inversdiode des Synchronschalters D_{sync} an die Last geleitet (vgl. vorherige Schaltphase in Abbildung 8.15). Der Hilfsschalter wird zum Anfang der Schaltperiode zum Zeitpunkt t_0 unter ZCS-Bedingung verlustlos eingeschaltet. Das Einschalten erfolgt unter Nullstrom da die Resonanzvollschwingung zu diesem Zeitpunkt beendet ist ($i_{L_r}(t=t_0) = i_{L_r}(t=t_0 + T_S) = 0A$). In dieser Schaltphase befinden sich L_r und C_r in Resonanz. Der Strom i_{L_r} steigt an während

der Strom $i_{S_{sync}}$ durch den Synchronschalter (der bei der Annahme einer idealen Diode D_{sync} spannungslos zum Zeitpunkt t_0 eingeschaltet wird) absinkt (Abbildung 8.10).

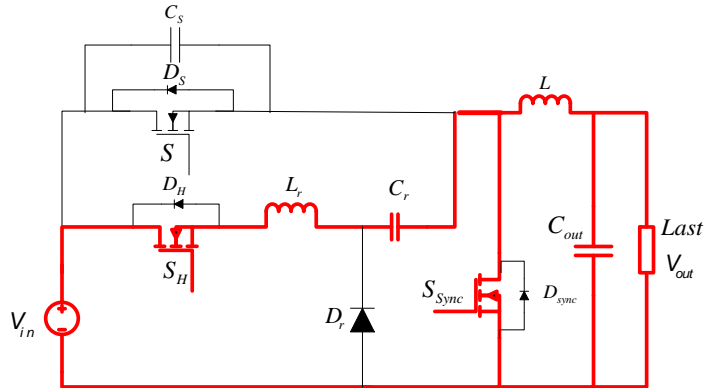


Abbildung 8.10: Strompfad in der Schaltung während der ersten Schaltphase

Der Resonanzstrom i_{L_r} ergibt sich in dieser Phase zu:

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_{in}}{Z_r} \cdot \sin(\omega_0 \cdot (t - t_0)) \quad (G.I.8-13)$$

Diese Phase endet zum Zeitpunkt t_1 wenn der Eingangsstrom des Wandlers vollständig vom Synchronschalter auf den Hilfsschalter kommutiert ist ($i_{L_r}(t = t_1) = I_{in}$). Der Zeitpunkt t_1 ergibt sich zu:

$$t_1 = t_0 + \frac{\arcsin\left(\frac{I_{in} \cdot Z_r}{V_{in}}\right)}{\omega_0} \quad (G.I.8-14)$$

Die Resonanzspannung am Ende dieser Phase $V_{Cr1} = v_{C_r}(t = t_1)$ ergibt sich aus der Integration des Stroms i_{L_r} zu:

$$V_{Cr1} = \frac{1}{\omega_0 \cdot C_r} \cdot \frac{V_{in}}{Z_r} \cdot (1 - \cos(\omega_0 \cdot (t_1 - t_0))) \quad (G.I.8-15)$$

- $t_1 < t < t_2$: Die sinusförmige Resonanzschwingung wird fortgesetzt. Der Strom i_{L_r} steigt weiter an. Wenn der Resonanzstrom i_{L_r} nach dem Durchlauf einer Viertelschwingung den Spitzenwert erreicht, wird der Synchronschalter ausgeschaltet. Die Stromdifferenz $i_{L_r}(t) - I_{in}$ fließt danach über die Inversdiode des Hauptschalters D_s (Abbildung 8.11). Der Snubberkondensator C_s wird hierdurch entladen. Der Hauptschalter kann somit verlustlos unter Nullspannung in der folgenden Phase eingeschaltet werden.

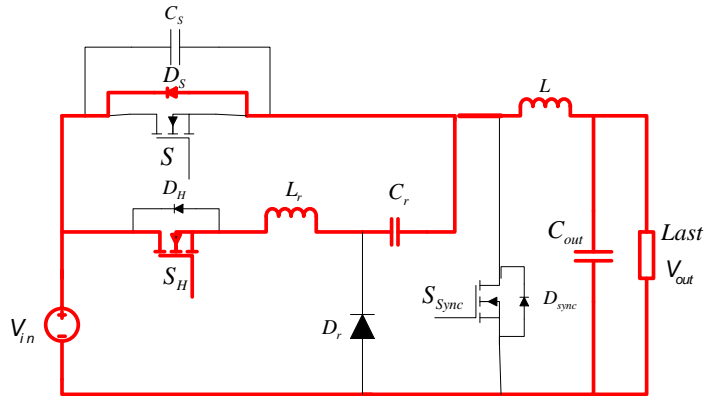


Abbildung 8.11: Strompfad in der Schaltung während der zweiten Schaltphase

Diese Phase endet wenn der Resonanzstrom i_{L_r} vor der Beendigung einer Halbschwingung auf I_{in} abgesunken ist. Der Zeitpunkt t_2 ergibt sich aus der Gleichung (G.L.8-13) zu:

$$t_2 = t_0 + \frac{\pi - \arcsin\left(\frac{I_{in} \cdot Z_r}{V_{in}}\right)}{\omega_0} \quad (\text{G.L.8-16})$$

Die Resonanzspannung $V_{Cr2} = v_{Cr}(t = t_2)$ am Ende dieser Phase ergibt sich daraus zu:

$$V_{Cr2} = V_{Cr1} + \frac{1}{\omega_0 \cdot C_r} \cdot \frac{V_{in} - V_{Cr1}}{Z_r} \cdot (1 - \cos(\omega_0 \cdot (t_2 - t_1))) \quad (\text{G.L.8-17})$$

- $t_2 < t < t_3$: Der Hauptschalter wird zum Anfang dieser Phase unter Nullspannung eingeschaltet. L_r und C_r befinden sich weiterhin in Resonanz (Abbildung 8.12).

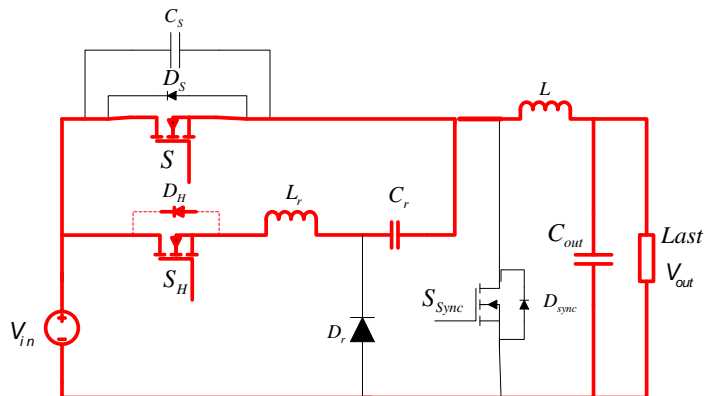


Abbildung 8.12: Strompfad in der Schaltung während der dritten Schaltphase

Der Resonanzstrom i_{L_r} sinkt weiter ab. Beim Nulldurchgang des Stroms i_{L_r} wird der Hilfsschalter verlustfrei unter ZCS-Bedingung zu einem Zeitpunkt t_2' ausgeschaltet. Der Strom i_{L_r} durchläuft im Restintervall $[t_2', t_3]$ die zweite Halbschwingung im negativen Bereich. In dieser Zeit wird er durch die Inversdiode des ausgeschalteten Hilfsschalters D_{SH} geleitet. Diese Phase endet mit dem Durchlauf der Vollschwingung und dem zweiten Nulldurchgang des Stroms i_{L_r} . In diesem Zeitpunkt ist der Strom vollständig vom Hilfsschalter auf den Hauptschalter kommutiert.

In dieser Kommutierungsphase des Stroms zwischen dem Haupt- und dem Hilfsschalter ist der Resonanzkreis kurzgeschlossen. Mit $V_{Cr2} = v_{Cr}(t=t_2)$ als Anfangswert der Kommutierungsspannung, lässt sich der Strom i_{Lr} aus der Maschengleichung wie folgt berechnen:

$$i_{Lr}(t) = -\frac{V_{Cr2}}{Z_r} \cdot \sin(\omega_0 \cdot (t-t_2)) + I_{in} \cdot \cos(\omega_0 \cdot (t-t_2)) \quad (\text{G.I.8-18})$$

Der Ausschaltzeitpunkt t_2' des Hilfsschalters unter ZCS-Bedingung beim Nulldurchgang des Resonanzstroms ergibt sich zu:

$$t_2' = \frac{1}{\omega_0} \cdot \arctan\left(\frac{I_{in} \cdot Z_r}{V_{Cr2}}\right) \quad (\text{G.I.8-19})$$

Nach dem Durchlauf einer Halbschwingung endet die Schaltphase zum Zeitpunkt t_3 :

$$t_3 = t_2' + \frac{\pi}{\omega_0} \quad (\text{G.I.8-20})$$

- $t_3 < t < t_4$: Nach dem Durchlauf der Vollschwingung und der Kommutierung des Stroms auf den Hauptschalter entspricht diese Schaltphase der, durch den MPPT-Regler vorgegebenen Einschaltzeit des Hauptschalters ($t_{ein} = D / f_s$).

Am Ende dieser Phase wird der Hauptschalter durch den vollständig entladenen parallelen Snubberkondensator unter ZVS-Bedingung ausgeschaltet. Der Ausschaltzeitpunkt t_4 des Hauptschalters ergibt sich somit zu: $t_4 = t_3 + D / f_s$

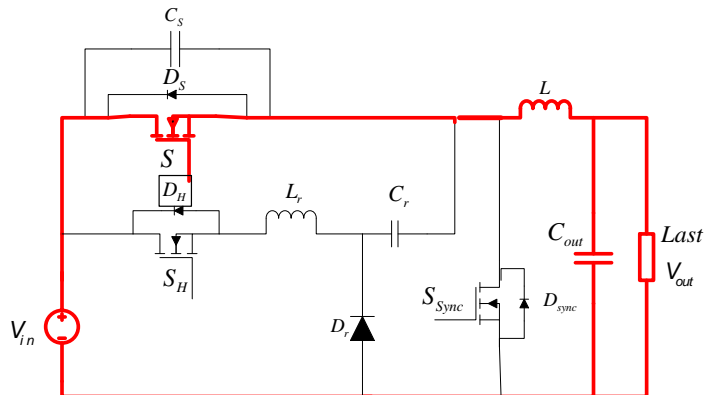


Abbildung 8.13: Strompfad in der Schaltung während der vierten Schaltphase

- $t_4 < t < t_5$: Nach dem Ausschalten des Hauptschalters fließt der Strom durch die Schottky-Diode D_r (vgl. Abbildung 8.14). Hierdurch wird die, in dem Resonanzkondensator C_r gespeicherte Energie nutzbringend in die Last gespeist.

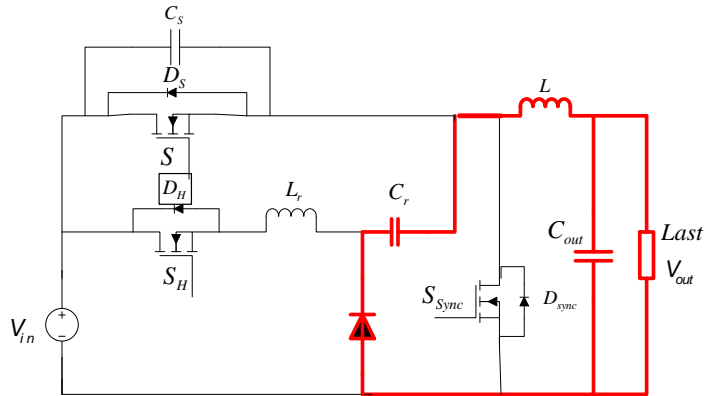


Abbildung 8.14: Strompfad in der Schaltung während der fünften Schaltphase

Diese Phase endet wenn der Resonanzkondensator C_r vollständig entladen ist. Die Spannung v_{C_r} sinkt linear ab. Mit $V_{Cr4} = v_{C_r}(t = t_4) = V_{in}$ als Anfangswert ergibt sich der Endzeitpunkt dieser Phase t_5 zu:

$$t_5 = t_4 + \frac{C_r \cdot V_{in}}{I_{in}} \quad (\text{G.1.8-21})$$

$t_5 < t < t_0 + T_s$: Nach dem Entladen des Resonanzkondensators C_r wird die Inversdiode des Synchronschalters D_{sync} leitend (vgl. Abbildung 8.15). Diese Phase endet mit dem Beginn des folgenden Schaltzyklus wenn der Hilfsschalter stromlos wieder eingeschaltet wird.

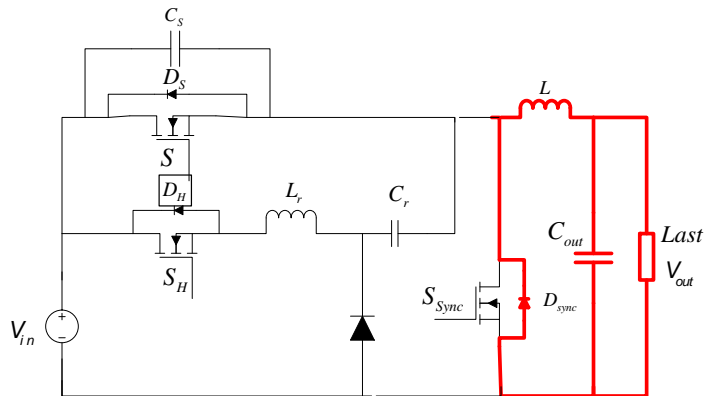


Abbildung 8.15: Strompfad in der Schaltung während der sechsten Schaltphase

Die Ein- und Ausschaltvorgänge des Hauptschalters unter Nullspannung und des Hilfsschalters unter Nullstrom setzen eine präzise Ansteuerung mit den berechneten Zeiten voraus. Die Ein- bzw. Ausschaltzeitpunkte der Schalter ändern sich in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt des Wandlers bzw. von der Temperaturdifferenz an den angeschlossenen Thermogeneratoren. Mit dem aktiven Entlastungsnetzwerk wird der Synchronschalter während der ersten Schaltphase ebenfalls spannungslos eingeschaltet. Durch die einzelne Beschaltung des hauptschaltenden MOSFETs in jedem Halbbrückenweig des Vollbrückenwandlers mit einem Entlastungsnetzwerk erfolgt eine Reduzierung der Schaltverluste sowohl im Auf- als auch im Abwärtsbetrieb.

Mit Hilfe des *LTSpice*-Modells wurde die Schaltung beispielhaft im Arbeitspunkt ($P_{in} = 40W, V_{in} = 13,3V, f_s = 100kHz$) simuliert. Die Simulationsparameter sowie, die berechneten Schaltzeitpunkte für die Ansteuerung sind in der Tabelle 8.1 zusammengefasst:

Tabelle 8.1: Ausgewählte MOSFETs und Bauteilkennwerte des Resonanzkreises, berechnete Schaltzeitpunkte für den weichschaltenden Betrieb des Wandlers mit Hilfe eines aktiven Entlastungsnetzwerks

Hauptschalter S	IPD180N10N3
Synchronschalter S_{sync}	IPD180N10N3
Hilfsschalter S_H	IPD180N10N3
Resonanzspule L_r	$L_r = 3,3\mu H$
Resonanzkondensator C_r	$C_r = 8nF$
Snubberkondensator C_s	$C_s = 90nF$
Einschaltzeitpunkt des Hauptschalters	$t_2 - t_0 = 0,3\mu s$
Einschaltzeitpunkt des Synchronschalters	$t_1 - t_0 = 0,1\mu s$
Ausschaltzeitpunkt des Hilfsschalters	$t_2' - t_0 = 0,41\mu s$

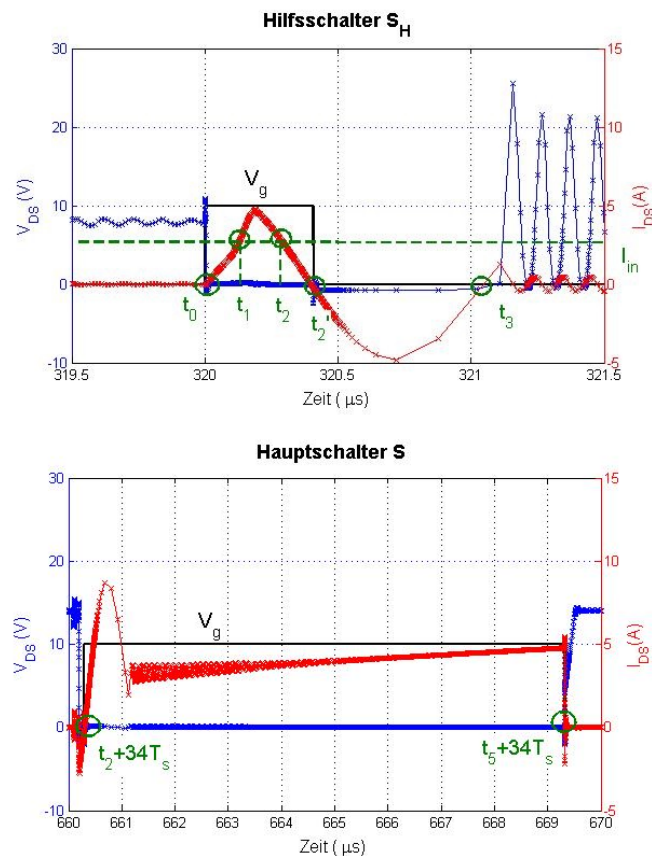


Abbildung 8.16: Simulierte Zeitverläufe des Stroms i_{DS} und der Spannung v_{DS} am Haupt- und Hilfsschalter während des Ein- und Ausschaltvorgangs bei einem weichschaltenden Betrieb des Wandlers durch ein aktives Entlastungsnetzwerk & Kennzeichnung der Schaltphasen

Die Simulation erfolgte für einen gesteuerten Betrieb des Wandlers im ausgewählten Arbeitspunkt. Die Schaltzeitpunkte wurden bezüglich einem Referenzzeitpunkt (t_0 als Anfang der Schaltperiode) durch Verzögerungsglieder (Delay-Blöcke) im Modell abgebildet. Abbildung 8.16 zeigt die simulierten Zeitverläufe des Stroms- und der Spannung am Haupt- und Hilfsschalter mit einer Kennzeichnung der vorhin untersuchten Phasen einer Schaltperiode auf dem Spannungsverlauf des Hilfsschalters im oberen Teilbild.

Die resultierenden Schaltverzögerungen durch die parasitären Anschlussinduktivitäten der MOSFETs und die Leitspannungen der nichtidealen Inversdioden ergeben ein weiches Schaltverhalten nur annähernd unter Nullspannung bzw. Nullstrom. Im Folgenden wird die erreichbare Effizienz des Wandlers mit dem aktiven Entlastungsnetzwerk ausgewertet. Hierbei werden die Schaltverluste am Haupt- und Hilfsschalter berücksichtigt und nach der Gleichung (G.l.8.9) berechnet. Abbildung 8.17 zeigt die resultierende Ein- und Ausschaltverluste der beiden Schalter für den ausgewählten Arbeitspunkt.

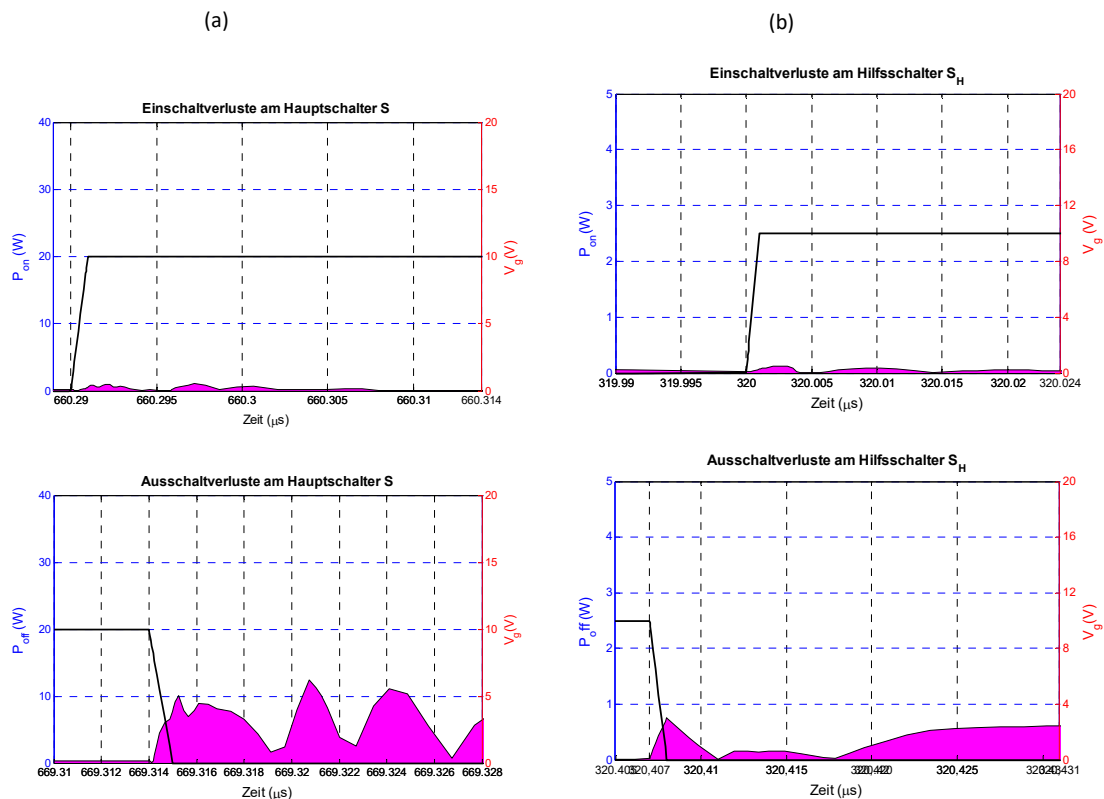


Abbildung 8.17: Resultierende Ein- und Ausschaltverluste bei einem weichschaltenden Betrieb des Wandlers durch ein aktives Entlastungsnetzwerk a) am Hauptschalter; b) am Hilfsschalter

Der Einschaltvorgang des Hauptschalters erfolgt, durch den entladenen Snubberkondensator während der zweiten Schaltphase, nahezu verlustfrei. Die Ausschaltverluste sind durch den verlangsamt anstiege der Spannung am Snubberkondensator stark reduziert. Eine weitere Reduzierung der Ausschaltverluste kann durch die Erhöhung der Snubberkapazität C_s erreicht werden. Hierdurch wird der Ausschaltvorgang deutlich langsamer. Bei einem sehr hohen Wert

der Kapazität C_s resultieren allerdings hohe Leitverluste in dem parasitären Widerstand R_{C_s} . Bei der Auslegung des Snubberkondensators soll ein Kompromiss zwischen den Ausschaltverlusten und den Leitverlusten in dem parasitären Widerstand des Kondensators getroffen werden. In [83] wird eine Dimensionierungsvorschrift von Snubberkondensatoren abgeleitet. Die Kapazität C_s und der Widerstand R_{C_s} werden am Optimum, bei einer minimalen Gesamtverlustleistung aus Schaltverlusten im Schalter und Leitverlusten im Snubberkondensator, berechnet.

Die Schalverluste im Hilfsschalter sind im Gegensatz zu den Schaltverlusten im Hauptschalter vernachlässigbar gering und haben keinen maßgeblichen Einfluss auf den Wirkungsgrad des Wandlers. Bei Betrachtung des Mittelwerts über eine Schaltperiode ergibt sich die gesamte Schaltverlustleistung ($P_{on}(S, S_H) + P_{off}(S, S_H)$) im ausgewählten Arbeitspunkt zu 0,75W. Im Vergleich zum hartschaltenden Betrieb werden die Schaltverluste um 70% reduziert. Bei Vernachlässigung der Leitverluste in dem Hilfsschalter resultiert eine deutliche Verbesserung des Wirkungsgrads des Wandlers von 94% auf 98%.

Durch die entstehenden Schaltverluste im Hilfsschalter ist der prädierte Wirkungsgrad des Wandlers bei dem Einsatz eines aktiven Entlastungsnetzwerks ein wenig geringer als bei einem passiven Entlastungsnetzwerk. Mit der aktiven Schaltungsvariante wird allerdings das weiche Schaltverhalten in jedem Arbeitspunkt gewährleistet. Dies soll im Folgenden anhand der Simulation verifiziert werden. Die Schaltung wird in einem neuen Arbeitspunkt ($P_{in} = 58W, V_{in} = 20V, f_s = 100kHz$) simuliert. Die Ein- und Ausschaltzeitpunkte der Schalter werden aktualisiert und nach den Gleichungen (G.I.8.14), (G.I.8.16) und (G.I.8.19) neu berechnet. Die Zeitverläufe des Stroms und der Spannung am Hauptschalter sind im linken Teilbild der Abbildung 8.18 dargestellt. In den Verläufen ist zu erkennen dass der Ein- und Ausschaltvorgang des Hauptschalters trotz der Änderung des Arbeitspunkts des Wandlers weiterhin annähernd unter Nullspannung stattfinden. Durch die Aktualisierung der Ein- und Ausschaltzeitpunkte der Schalter in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt erfolgen die Schaltvorgänge für beliebige Tastverhältnisse nahezu spannungslos. Im rechten Teilbild der Abbildung 8.18 sind die resultierenden Ein- und Ausschaltverluste im Hauptschalter für den neuen Arbeitspunkt dargestellt. Die gesamte Schaltverlustleistung im Haupt- und Hilfsschalter ergibt sich im neuen Arbeitspunkt zu 1,5W. Es resultiert eine Verbesserung des Wirkungsgrads des Wandlers auf 96,5%.

Mit Hilfe des LTSpice-Modells wurde die Schaltung für mehrere mögliche Arbeitspunkte mit verschiedenen Eingangsleistungen simuliert. Durch die Auswertung der gesamten Ein- und Ausschaltverlusten im Haupt- und Hilfsschalter für jeden Arbeitspunkt wurde der Wirkungsgrad des beschalteten Wandlers mit dem aktiven Entlastungsnetzwerk prädiert. Als Referenz- und Vergleichswert wurde der gemessene Wirkungsgrad des entwickelten Vollbrückenwandlers im hartschaltenden Betrieb genommen (vgl. Abbildung 4.27 in Kapitel 4).

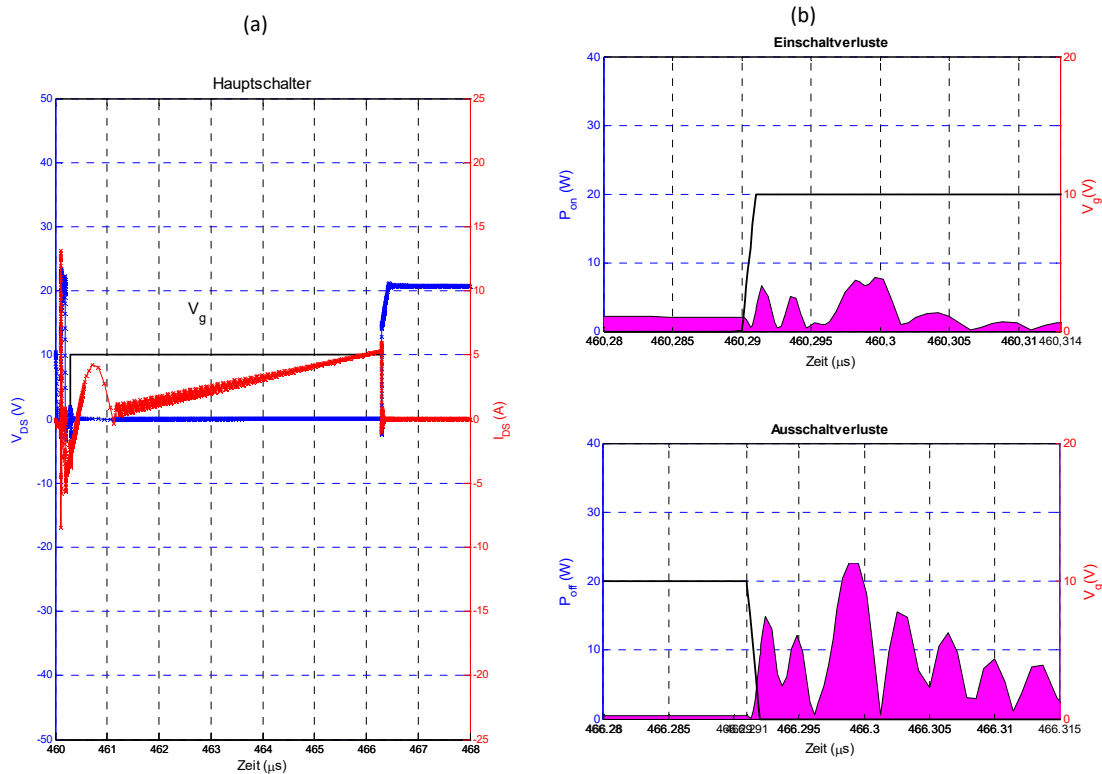


Abbildung 8.18: a) Simulierte Zeitverläufe des Stroms i_{DS} und der Spannung v_{DS} am Hauptschalter bei einem weichschaltenden Betrieb des Wandlers durch ein aktives Entlastungsnetzwerk nach einer Verschiebung des Arbeitspunktes; b) Resultierende Ein- und Ausschaltverluste im Hauptschalter für den neuen Arbeitspunkt

Abbildung 8.19 zeigt den prädizierten Wirkungsgrad der neuen Schaltung im Vergleich zum gemessenen Wirkungsgrad des entwickelten Wandlers.

Die Schaltverluste sind von dem zu schaltenden Strom I_{in} und der Eingangsspannung V_{in} bzw. von der zu schaltenden Leistung P_{in} abhängig. Bei kleinen und mittleren Leistungen ist eine deutliche Verbesserung des Wirkungsgrads des Wandlers zu erwarten. Bei größeren Leistungen ist die Differenz zwischen den Wirkungsgraden geringer. Dies liegt insbesondere in den restlichen Ausschaltverlusten im Hauptschalter beim weichschaltenden Betrieb. Wie schon ausgeführt wurde, erfolgt der Ausschaltvorgang durch den langsamen Anstieg der Spannung am Snubberkondensator nur annähernd unter Nullspannung. Bei größerer Eingangsspannung und hohem Eingangsstrom resultieren höhere Ausschaltverluste, die den Wirkungsgrad des Wandlers verringern.

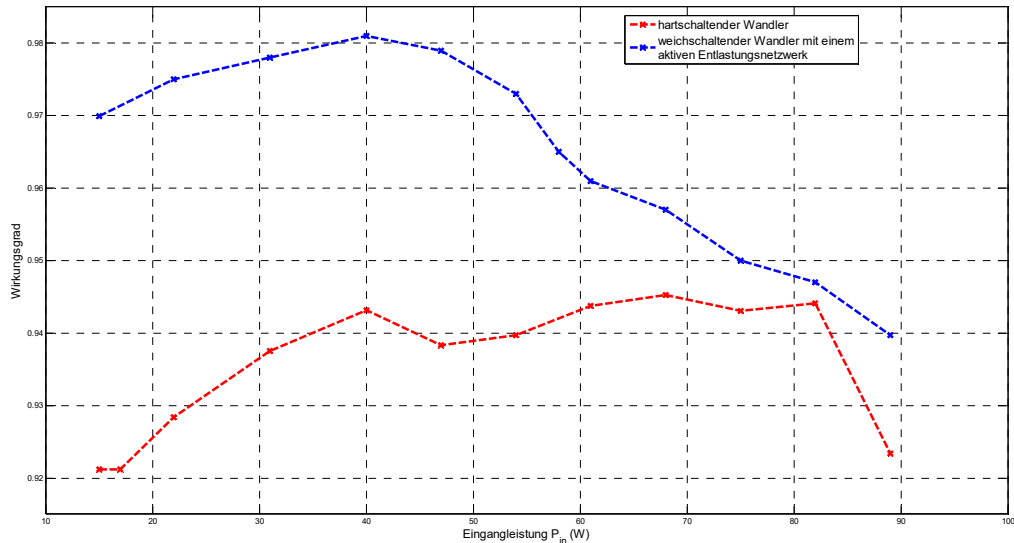


Abbildung 8.19: Prädizierter Wirkungsgrad des Vollbrückenwandlers bei einem weichschaltenden Betrieb durch ein aktives Entlastungsnetzwerk im Vergleich zum gemessenen Wirkungsgrad bei dem hartschaltenden Betrieb (bei verschiedenen Eingangsleistungen)

Ein Betrieb bei hoher Schaltfrequenz ist für einen kompakten Aufbau des Wandlers notwendig. Hierdurch können die Energiespeicher L und C_{out} bei gleichen Strom- und Spannungsrippeln kleiner dimensioniert werden und die Effizienz sowie die Leistungsdichte des Wandlers werden hierdurch gesteigert. Bei der Entwicklung der hartschaltenden Variante wurde die Schaltfrequenz möglichst groß auf 100kHz festgelegt. Die limitierende Größe war die Schaltverlustleistung. Mit dem aktiven Entlastungsnetzwerk kann die Schaltfrequenz weiter erhöht werden. Mit Hilfe des *LTSpice*-Modells wurde der Wandler im hart- und weichschaltenden Betrieb für den Arbeitspunkt ($P_{in} = 40W, V_{in} = 13,3V$) bei verschiedenen Schaltfrequenzen simuliert. Die resultierenden Schaltverluste in Abhängigkeit von der Schaltfrequenz für beide Betriebsarten sind in der Tabelle 8.2 zusammengefasst:

Tabelle 8.2: Resultierende Schaltverluste bei einem hart- und weichschaltenden Betrieb des Wandlers mit Hilfe eines aktiven Entlastungsnetzwerks für unterschiedliche Schaltfrequenzen

Schaltfrequenz f_s	Hartschaltender Wandler $P_{on} + P_{off}$	Weichschaltender Wandler $P_{on} + P_{off}$
10kHz	0,16W	0,04W
50kHz	1,31W	0,37W
100kHz	2,50W	0,75W
200kHz	3,79W	1,25W
500kHz	9,15W	4,85W

Schon bei einer Schaltfrequenz von 200kHz würde, bei einem hartschaltenden Betrieb, die Sperrschichttemperatur T_j des eingesetzten MOSFETs *IPD180N10N3* (trotz der realisierten

passiven Kühlung, vgl. Abschnitt 4.4.4 in Kapitel 4) die maximale mögliche Betriebstemperatur von 175°C überschreiten:

$$T_j \approx (R_{th,j-c} + R_{th,c-A} - R_{th,Kühler}) \cdot (P_{on} + P_{off}) + T_A \approx 184,5^\circ C$$

Bei hohen Schaltfrequenzen zeigt sich die Notwendigkeit des Einsatzes eines aktiven Entlastungsnetzwerks um eine aufwendige Luftkühlung zu vermeiden. Ein Ausblick für die hardwaretechnische Realisierung des weichschaltenden Vollbrückenwandlers mit einem aktiven Entlastungsnetzwerk wird im Anhang C dargestellt.

9 Zusammenfassung

Prozessbedingte Abwärme in verschiedenen energieintensiven Prozessen, wie in der Stahl- und Glasherstellung sowie in Großbäckereien bleibt häufig ungenutzt und geht an die Umgebung verloren. Mit Thermogeneratoren lässt sich Wärme direkt in elektrische Energie umwandeln. Thermoelektrische Abwärmenutzung könnte den Primärenergieverbrauch senken, und damit signifikant zum Klimaschutz beitragen. Die Wesentliche Aufgabe dieser Arbeit war den Gesamtwirkungsgrad der thermoelektrischen Abwärmenutzung unter realistischen Bedingungen zu messen und Schalt- und Regelungskonzepte zu erforschen und zu entwickeln um die Effizienz des thermoelektrischen Energiesystems zu verbessern. Hierzu wurde ein Mehrkammer-Kalorimeter aufgebaut um die Wandlungseffizienz von Thermogeneratoren bei verschiedenen Temperaturen und Wärmeflüssen genau zu messen.

Da die Ausgangsspannung und der Innenwiderstand der Thermogeneratoren mit der Temperaturdifferenz schwanken, wird ein DC/DC-Wandler als Übertragerschaltung zur Leistungsanpassung zwischen den Thermogeneratoren und dem Verbraucher eingesetzt. Es wurden mehrere Wandlertopologien untersucht und hinsichtlich Wirkungsgrads verglichen. Die Auslegung der Wandler erfolgte nach einer Analyse der Strom- und Spannungsverläufen in den Bauelementen für einen lückenfreien Betrieb bei einer festen Schaltfrequenz von 100kHz. Durch eine Verlustanalyse wurde der theoretisch zu erwartende Wirkungsgrad der untersuchten Wandler berechnet. Es wurden drei Prototypen realisiert und deren Wirkungsgrade wurden bei verschiedenen Eingangsleistungen gemessen. Als Hoch-/Tiefsetzsteller wurde ein Vollbrückenwandler entwickelt. Dieser Wandler wurde in zwei Varianten mit Schottky-Dioden und mit Synchron-FETs realisiert. Durch den Einsatz von Synchronschaltern konnte die Effizienz deutlich gesteigert werden. Für Anwendungen mit kleiner Eingangsspannung und hoher Strombelastung wurde ein Zweiphasen-Synchronwandler mit phasenverschobener Ansteuerung der einzelnen Wandlereinheiten entwickelt. Durch das mehrphasige Schaltkonzept ließ sich ein höherer Wirkungsgrad sowohl im Voll- als auch im Teillastbetrieb erreichen.

Die Wandlerregelung soll in der Lage sein, bei Veränderung der Temperaturdifferenz bzw. bei einem schnellen Lastwechsel, den Arbeitspunkt mit hoher Dynamik anzupassen. Hierfür wurden zwei MPPT-Regler implementiert und getestet. Die Auslegung der Regler erfolgte unter der Prämisse eines schnellen Einschwingens der Regelgröße und eines stabilen Betriebs für alle möglichen Spannungsverhältnisse des Wandlers. Für die Auswertung der Regelgüte wurde der MPPT-Wirkungsgrad der beiden Regler gemessen.

Ein wichtiger Designfaktor des thermoelektrischen Energiesystems ist die Schaltkonfiguration bei der Zusammenschaltung der Thermogeneratoren mit den DC/DC-Wandlern. Durchgeführte Analysen und Messungen zeigten, dass bei einem modularen Aufbau mit Strangwandlern, der Gesamtwirkungsgrad um bis zu 30% gesteigert werden kann. Durch die genaue Leistungsanpassung in den verschiedenen Strängen (die in verschiedenen Temperaturzonen betrieben werden) wird die maximale Abwärmeenergie verstromt. Dieser

Aufbau ist allerdings mit einem hohen technischen und Kostenaufwand verbunden. Bei steigender Anzahl der Stränge in Anwendungen mit großflächigen Modulnetzwerken und mehreren Temperaturzonen, steigt die Gesamtzahl an Bauelementen, Treiberschaltungen, Regelungseinheiten und Sensoren. Als Alternative mit einem besseren Preis-Leistungsverhältnis wurde ein neues Schaltkonzept bei Verwendung von Ladungspumpen entwickelt und erprobt. Hierbei wurden die Spannungen an den schwachen Strängen durch eine genaue Ansteuerung der Ladungspumpen auf die halbe Leerlaufspannung erhöht. Die Messergebnisse zeigten eine deutliche Verbesserung des Gesamtwirkungsgrads mit dem neuen Schaltkonzept.

Die durchgeführte Verlustanalyse für die untersuchten Wandlertopologien ergab, dass die Schaltverluste in den Halbleiterschaltern mehr als 60% der Gesamtverluste darstellen. Eine weitere Verbesserung des Wirkungsgrads der Wandler kann durch eine Reduzierung der Schaltverluste erfolgen. Hierfür soll die Schaltungstopologie durch ein Entlastungsnetzwerk (bestehend aus einem L-C-Resonanzkreis und einem Hilfsschalter) erweitert werden. In *LTspice* wurden Simulationsmodelle eines Resonanzwandlers erstellt. Bei dem Einsatz eines passiven bzw. aktiven Entlastungsnetzwerks erfolgte ein weiches Schalten unter Nullspannung (*ZVS: Zero voltage switching*). In den erstellten Modellen wurde das dynamische Schaltverhalten der Halbleiterschalter bzw. der MOSFETs genau abgebildet. Mit Hilfe einer simulationsgestützten Analyse wurde der erreichbare Wirkungsgrad bei einem weichschaltenden Betrieb berechnet. Durch die Reduzierung der Schaltverluste ergab sich eine deutliche Steigerung des Wirkungsgrads von 94% auf ca. 98%. Als Ausblick wurden Vorarbeiten für die hardwaretechnische Realisierung eines weichschaltenden Wandlers mit einem aktiven Entlastungsnetzwerk vorgestellt.

Literaturverzeichnis

- [1] Laudien, M., Bals, R., Kitte, J., Männel, R., Märker, G., Priesnitz, K.: Einflussnahme eines Thermogenerators auf die peripheren Systeme eines Fahrzeugs unter Berücksichtigung
- [2] *übergreifenden technischen, ökologischen, ökonomischen und strategischen Aspekten des nationalen Teils der Klimaschutzinitiative“, FKZ 03KSW016A und B (2010).*
- [3] Eder, A., Liebl, J., Brück, R., Maus, W.: Der Thermoelektrische Generator zur Reduktion der CO₂ Emissionen- Rekuperation der Energieverluste im Abgassystem. *ATZ/MTZ-Konferenz – ENERGIE, München (2010).*
- [4] Paradiso, J. A., Starner, T.: Energy Scavenging for Mobile and Wireless Electronics. *Pervasive Computing IEEE (2005).*
- [5] Dziurdzia, P., Kos, A.: High Efficiency Active Cooling System. *Proceedings of the XVth Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium SEMITHERM, San Jose, USA (2000).*
- [6] Qiao, H., Zhang, Y., Yao, Y., Wie, L.: Analysis of Buck-Boost Converters for Fuel Cell Electric Vehicles. *IEEE (2006).*
- [7] Staage, H.: Steigerung der Verfügbarkeit zellengestützter elektrischer Energiequellen durch Konzepte mit paralleler Schaltungsstruktur am Beispiel der festoxidkeramischen Brennstoffzelle. *Dissertation, TU Clausthal (2010).*
- [8] Eder, A., Fröschl, J.: Integration of a Thermoelectric Generator into the On-board Vehicle. *Electrical Systems. IAV Symposium Steuerungssysteme für automobile Antriebe (2009).*
- [9] Carstens, J. H.: Control and Optimization of DC/DC-Converters for Thermoelectric Generators. *Dissertation, TU Berlin (2016).*
- [10] Taufik, T., Gunawan, T., Dolan, D., Anwari, M.: *Design and Analysis of Two-Phase Boost DC/DC-Converter. International Journal of Electrical and Computer Engineering (2010).*
- [11] Gunawan, T.: Two Phase Boost Converter. *Masterarbeit, California Polytechnic State University (2009).*
- [12] Salas, V., Olías, E., Barrado, A., Lázaro, A.: Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems. *Solar Energy Materials and Solar Cells (2006).*
- [13] Park, K., Kim, S.: Maximum Power Point Tracking Controller for Thermoelectric Generators with Peak Gain Control of Boost DC/DC Converters. *Journal of Electronic Materials (2012)*
- [14] Chen, M: Adaptive Removal and Revival of Underheated Thermoelectric Generation Modules. *IEEE Transactions on Industrial Electronics (2014).*
- [15] Lindermeir, A., Immisch, C., Dörrer, L., Bentaleb, A., Hamje, J., Szepanski, C.: New SOFC-stack design with parallel connected cells. *European SOFC and SOE Forum, Lucerne (2014).*

- [16] Mateu, L., Pollak, M., Spies, P.: Analog Maximum Power Point circuit applied to thermogenerators. *Fraunhofer IIS Hauspublikation (2008)*.
- [17] Erickson, R.; Maksimovic, D.: Fundamentals of Power Electronics. *Springer-Verlag, 2. Auflage (2001)*.
- [18] Ashcroft, N. W., Mermin, N. D.: Solid State Physics. *International Edition, Saunders College, Philadelphia (1976)*.
- [19] Seeger, K.: Semiconductor Physics. *Springer-Verlag, 4. Auflage (1988)*.
- [20] Nolas, G.S., Sharp, J., Goldsmid, H.J.: Thermoelectrics Basic Principles and New Materials Developments, *Springer-Verlag (2001)*.
- [21] Altenkirch, A.F.: Semiconductor Thermoelements and Thermoelectric Cooling. *Infosearch-Verlag (1957)*.
- [22] Slack, G.A.: New materials and performance limits for thermoelectric cooling. *Handbook of Thermoelectrics (1995)*.
- [23] Zhao, X. B., Ji, X. H., Zhang, Y. H., Zhu, T. J., Zhang, X. B.: Bismuth telluride nanotubes and the effects on the thermoelectric properties of nanotube-containing nanocomposites. *Applied Physics Letters 86, 062111 (2005)*.
- [24] Minnich, A. J.: Modeling study of thermoelectric SiGe nanocomposites. *Physical Review, B 80.15 (2009)*.
- [25] Kähler, J., Stranz, A., Waag, A., Peiner, E.: Thermoelectric Coolers with Silver-Sintered Interconnects. *J. Electron (2014)*.
- [26] Strasser, M.: Entwicklung und Charakterisierung mikrostrukturierter thermoelektrischer Generatoren in Silizium-Halbleitertechnologie. *Dissertation, TU München (2002)*.
- [27] Stranz, A.: Untersuchung von einkristallinem Bulk-Silizium und Silizium-Nanosäulen für die thermoelektrische generatorische Energieumwandlung. *Dissertation, TU Braunschweig (2013)*.
- [28] Datenblatt zum Thermogenerator TEG-127-230-31 von *thermalforce*
<http://www.thermalforce.de/de/product/thermogenerator>
- [29] Ulland, H.: Entwicklung von neuartigen thermoelektrischen Generatoren und ihr Einsatz in thermischen Solaranlagen. *Dissertation, Uni Duisburg-Essen (2011)*.
- [30] Stranz, A., Waag, A., Peiner, E.: Investigation of Thermoelectric Parameters of Bi₂Te₃: TEGs Assembled using Pressure-Assisted Silver Powder Sintering-Based Joining Technology. *Journal of Electronic Materials (2015)*.
- [31] Datenblatt zum Umlaufkühler "Thermoflex 7500". *Thermofischer*:
<https://tools.thermofisher.com/content/sfs/brochures/D11083~.pdf>
- [32] Goldsmid, H. J.: The Electrical Conductivity and Thermoelectric Power of Bismuth Telluride, *Proc. Phys. Soc. (1958)*.
- [33] Wang, H., Porter, W., Böttner, H., König, J.: Transport Properties of Bulk-Thermoelectrics. An International Round-Robin Study, Part I: Seebeck coefficient and Electrical Resistivity. *Journal of electronic materials (2013)*.

- [34] Palm, G.: Verfahren zur Befestigung von elektronischen Bauelementen auf einem Substrat, *Patentschrift No. DE 10 2004 056 702 B3 (2006)*.
- [35] Wu, W., Bentaleb, A., Waag, A., Peiner, E.: Fabrication and characterization of single-pair thermoelectric generators of bismuth telluride using silver-sintering technology. *materialstoday Proceedings (2016)*.
- [36] http://www.kfz-tech.de/Biblio/Alternative_Antriebe/DampfZAntrieb.htm.
- [37] Pfeiffer, P.: Integration eines thermoelektrischen Generators in den Kühlkreislauf eines Verbrennungsmotors. *Berichte und Informationen, Wissenschaftliche Zeitschrift der HTW Dresden (2009)*.
- [38] Zach, F.: Handbuch Leistungselektronik. *Springer-Verlag, 4. Auflage (2010)*.
- [39] Schlienz, U.: Schaltnetzteile und ihre Peripherie. *Vieweg-Verlag, 4. Auflage (2010)*.
- [40] Schröder, D.: Leistungselektronische Schaltungen, Funktion, Auslegung und Anwendung. *Springer-Verlag, 3. Auflage (2012)*.
- [41] Kwon, J.-M., Choi, W.-Y., Lee, J.-J., Kim, E.-H., Kwon, B.-H.: Continuous-conduction-mode SEPIC Converter with low reverse-recovery loss for power factor correction. *IEE proceedings-Electric Power Applications (2006)*.
- [42] Sahu, B., Rincon-Mora, G.: A low Voltage Dynamic Noninverting synchronous Buck-Boost Converter for portable Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics (2004)*.
- [43] Texas-Instruments: AN-1484 Designing A SEPIC Converter. *Application Report (2008)*.
- [44] Huang, Y., Tse, C.K.: Circuit theoretic classification of parallel connected DC/DC-converters. *IEEE Transactions on Power Electronics (2007)*.
- [45] Andersen, M.A., Nesgaard, C.: Efficiency improvement in redundant power systems by means of thermal load sharing. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (2004)*.
- [46] Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P.: Power Electronics: Converters, Applications, and Design. *John Wiley and Sons-Verlag (2002)*.
- [47] Graovac, D., Pürschel, M., Kiep, A.: MOSFET Power losses Calculation Using the Data-Sheet-Parameters. *Application Note V.1.1 published by Infineon Technologies AG (2006)*.
- [48] EPCOS, Film Capacitors General Technical Information. *Technical report (2009)*.
- [49] Valchev, V. C., Den Bossche, A. V.: Inductors and Transformers for Power Electronics. *CRC Press-Verlag, 1. Auflage (2005)*.
- [50] Lancarotte, M. S., Goldemberg, C., Pentado, J.: Estimation of FeSi Core Losses under PWM or DC Bias Ripple Voltage Excitations. *IEEE Transactions on Energy Conversion (2005)*.
- [51] Baguley, C. A., Carsten, B., Madawala, U. K.: The Effect of DC Bias Conditions on Ferrite Core Losses. *IEEE Transactions on Magnetics (2008)*.
- [52] Niedermeier, G.: Measurement of Power Losses with DC-Bias -The Displacement Factor, *Technical Report (2000)*.

- [53] Sawle, A., Standing, M., Sammon, T., Woodworth, A.: DirectFET – A Proprietary New Source Mounted Power Package for Board Mounted Power. *Power Electronics Conference PCIM (2001)*.
- [54] Datenblatt zum MOSFET "IRF6619". *International Rectifier*: <http://www.infineon.com/dgdl/irf6619.pdf?fileId=5546d462533600a4015355e86b9c1a1d>.
- [55] Datenblatt zum MOSFET "IPD180N10N3". *Infenion*: http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPD180N10N3_G-DS-v02_03_en.pdf?fileId=db3a30432239cccd01226070a4bb7fb9.
- [56] Datenblatt zum Treiber „HIP4082“ *Intersil*: <http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/hip4/hip4082.pdf>.
- [57] Quinn, C., Rinne, K., O'Donnel, T., Duffy, M., Ó Mathúna, C.: A review of planar magnetic techniques and technologies. *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC (2001)*.
- [58] EPCOS, Ferrites and Accessories; (EELP58, EILP 58). *Technical Report (2015)*.
- [59] Montanari, D., Saarinen, K., Scagliarini, F., Zeidler, D., Niskala, M.: Film Capacitors for Automotive and Industrial Applications. *Proceeding Carts USA, Symposium for Passive Electronics (2009)*.
- [60] ALLEGRO, ACS712: Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor. *Prodcut Description, Rev. 15 (2012)*.
- [61] Kollmann, R.: Constructing Your Power Supply-Layout Considerations. *TI-Application Notes (2004)*.
- [62] DSPACE, DS1103 PPC Controller Board: Powerful controller board for rapid control prototyping. *Technical Report (2014)*.
- [63] Srushti R. C., Uttam B. V.: Incremental Conductance MPPT Technique for PV System. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering (2013)*.
- [64] Femia, N., Petrone, G., Spagnulo, G., Vitelli, M.: Increasing the Efficiency of P&O MPPT by Converter Dynamic Matching. *IEEE Symposium on Industrial Electronics (2004)*.
- [65] Scheurer, A., Ago, E., Hidalgo, J.S., Kobosko, S.: Photovoltaic MPPT Charge Controller. *Research and Applications. Department of Electrical Engineering at the University of Central Florida in Orlando (2011)*.
- [66] Newport Electronics: Thermolement Referenztabelle Typ K nach ITS-90. <https://www.omega.de/temperature/Z/pdf/z204-205iec.pdf>.
- [67] Middlebrook, R. D., S. Cuk: A general unified approach to modelling switching-converter power stages. *Power Electronics Specialists Conference (1976)*.
- [68] Böcker, J.: Power Electronics Lecture Notes. *Universität Paderborn, Fachgebiet Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik (2011)*.
- [69] Lunze, H.: Regelungstechnik 1, Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen. *Springer Vieweg Verlag, 9. Auflage (2012)*.

- [70] Mathworks: Design and analyse Control Systems. *Documentation Control System Toolbox*.
<https://de.mathworks.com/help/control/?requestedDomain=www.mathworks.com>
- [71] Föllinger, O.: Regelungstechnik, Einführung in die Methoden und ihre Anwendung. *Hüthig Verlag, 10. Auflage (2008)*.
- [72] Bohn, C.: Entwurfsverfahren für lineare Regler. Unveröffentlichtes Manuskript. *TU Clausthal, Fachgebiet Regelungstechnik und Mechatronik (2017)*.
- [73] Su, J. –T., Lin, D. –M., Hung, C. –W.: An Adaptive Control Method for Two-Phase DC/DC Converter. *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems (2009)*.
- [74] Härbelin, H.: A new Approach for semi-Automated Measurement of PV-Inverters, especially MPP-Tracking efficiency, using a linear PV Array Simulator with High Stability. *European Photovoltaic Solar Energy Conference (2004)*.
- [75] Hadar, R., Arditi, S.: Systems and methods to balance solar panels in a multi-panel system. *Patentschrift US 2010/0127571 A1 (2010)*.
- [76] Ramabadran, R., Mathur, B.: MATLAB-Based Modelling and Performance Study of Series Connected SPVA under Partial Shaded Conditions, *Second International Conference on Emerging Trends in Engineering & Technology (2009)*.
- [77] Baliga, B. J.: Power semiconductor device, figure of merit for high frequency applications. *IEEE Electron Device Lett. (1989)*.
- [78] Pavlovsky, M., Tsuruta, Y., Kawamura, A.: Pursuing high Power-Density and High Efficiency in DC-DC Converters for Automotive Application. *IEEE Power Electronics Specialists Conference (2008)*.
- [79] Lutz, J.: Halbleiter-Leistungsbaulemente: Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit. *Springer-Verlag (2006)*.
- [80] Beetz, B.: Elektroniksimulation mit PSPICE. *Viewegs Fachbücher der Technik (2005)*.
- [81] Tegtmeier, D.: Untersuchung von Leistungstransistoren in Schwingkreiswechselrichtern hoher Arbeitsfrequenz. *Dissertation, TU Berlin (1990)*.
- [82] Pattnaik, S., Panda, A. K., Mahapatra, K.: A Novel Zero Voltage Transition Synchronous Buck Converter for Portable Application. *International Journal of Electrical and Electronics Engineering (2008)*.
- [83] McMurray, W.: Optimum Snubbers for Power Semiconductors. *IEEE IAS transactions (1972)*.

Abbildungsverzeichnis

Abb. 2-1: Schematische Darstellung des Seebeck-Effekts an zwei unterschiedliche Metalle.....	7
Abb. 2-2: Schematischer Aufbau eines thermoelektrischen Schenkelpaares.....	8
Abb. 2-3: a) Berechnete Gütezahl ZT der wichtigsten thermoelektrischen Materialien in Abhängigkeit von der Oberflächentemperatur der warmen Seite; b) Berechneter Wirkungsgrad eines Schenkelpaares aus verschiedenen thermoelektrischen Materialien in Abhängigkeit von der Oberflächentemperatur der warmen Seite.....	11
Abb. 2-4: Schematischer Aufbau eines Thermogenerators aus einer Reihenschaltung mehrerer Schenkelpaare.....	12
Abb. 2-5: a) Vereinfachtes thermisches Ersatzschaltbild eines Thermogenerators; b) Vereinfachtes elektrisches Ersatzschaltbild eines Thermogenerators.....	13
Abb. 2-6: a) Berechnete elektrische Leistung & vom Thermogenerator aufgenommene Wärmeleistung in Abhängigkeit von der Temperatur der Wärmequelle; b) Analytisch ermittelter Wirkungsgrad des Thermogenerators in Abhängigkeit von der Temperatur der Wärmequelle.....	14
Abb. 2-7: Berechnete Leistungskennlinie des Thermogenerators.....	16
Abb. 3-1: Schematische Darstellung des Aufbaus einer Kammer des Kalorimeters.....	18
Abb. 3-2: Ansicht des Versuchsaufbaus zur Anordnung der Thermogeneratoren in einer Kammer des Kalorimeters.....	19
Abb. 3-3: Bild des gesamten Versuchsaufbaus [3 Kammer-Kalorimeter, DC/DC-Wandler, Messtechnik].....	20
Abb. 3-4: a) Temperaturmesswerte auf der Keramikoberfläche der Thermogeneratoren auf der warmen und kalten Seite; b) Gemessene Zeitverläufe des Stroms und der Spannung des Leistungstellers für die Heizpatronen; c) Registrierte Wärmemenge aus dem gemessenen Durchflussstrom und der Differenz zwischen Vor- und Rücklauf Temperatur des Kühlwassers.....	21
Abb. 3-5: a) Gemessene elektrische Leistung und aufgenommene Wärmeenergie von zwölf Thermogeneratoren in Reihenschaltung in Abhängigkeit von der Temperatur der warmen Seite; b) Gemessener thermoelektrischer Wirkungsgrad in Abhängigkeit von der Temperatur auf der warmen Seite.....	22
Abb. 3-6: Schematische Darstellung des Versuchsaufbaus zur Messung des elektrischen Innenwiderstands.....	24

Abb. 3-7: Gemessener elektrischer Innenwiderstand von zwölf Thermogeneratoren in Reihenschaltung in Abhängigkeit von der Temperatur der warmen Seite.....	24
Abb. 3-8: Spezifische Ausgangsleistung eines Schenkelpaares aus Bismuttellurid in Abhängigkeit von der Temperatur der warmen Seite für verschiedene Kaltseitentemperaturen.....	25
Abb. 3-9: a) Berechnete Strom- und Spannungsverlauf eines Bismuttellurid-Thermogenerators aus zehn Schenkelpaaren für verschiedene Schenkellängen; b) Berechnete elektrische Leistung des Thermogenerators bei Leistungsanpassung in Abhängigkeit von der Schenkellänge.....	27
Abb. 3-10: Schematische Darstellung des mit der Druck-Sinter-Verbindungstechnik aufgebauten Hochtemperatur-Thermogenerators am IHT-Braunschweig.....	28
Abb. 3-11: Gemessene Leerlaufspannung und Innenwiderstand des Hochtemperatur-Thermogenerators in Abhängigkeit von der Temperatur der warmen Seite.....	28
Abb. 3-12: Elektrische Leistung des Hochtemperatur-Thermogenerators in Abhängigkeit von der Temperatur der warmen Seite (Temperatur der kalten Seite.....	29
Abb. 4-1: Mögliche Einbauorte von Thermogeneratoren-Strängen im Abgas- und Kühlsystem eines Dieselfahrzeugs.....	31
Abb. 4-2: a) Schaltkonzept des thermoelektrischen Energiesystems im Fahrzeug bei Verwendung eines zentralen DC/DC-Wandlers; b) Modularer Aufbau des thermoelektrischen Energiesystems bei einer Parallelschaltung von Strangwandlern kleiner Leistung.....	32
Abb. 4-3: Berechnete Strom-Spannungskennlinien (a) und Strom-Leistungskennlinien (b) der Thermogeneratoren in den verschiedenen Strängen entlang der Abgasanlage eines VAG 1,9 l TDI-Dieselmotors.....	34
Abb. 4-4: Schematische Darstellung des Vorgehens bei der Analyse der Wandlertopologien.....	35
Abb. 4-5: Schematische Darstellung der Grundschialtung eines Hoch-/Tiefsetzstellers.....	36
Abb. 4-6: Prinzipielle Strom- und Spannungsverläufe in den Bauelementen des Hoch-/Tiefsetzstellers bei einem Aufwärtsbetrieb und lückendem Strom.....	37
Abb. 4-7: Prinzipielle Strom- und Spannungsverläufe in den Bauelementen des Hoch-/Tiefsetzstellers bei einem Aufwärtsbetrieb und nicht lückendem Strom.....	38

Abb. 4-8: Berechnete Grenzkurve zwischen dem lückenden und nicht lückenden Betrieb des Wandlers für den gesamten Stellbereich des Tastverhältnisses in Abhängigkeit von dem normierten Laststrom.....	40
Abb. 4-9: Schematische Darstellung der Schaltungstopologie eines Vollbrückenwandlers.....	42
Abb. 4-10: Prinzipielle Strom- und Spannungsverläufe in der Spule und den Halbleiterschaltern der getakteten Halbbrücke HB2 bei einem unidirektionalen Aufwärtsbetrieb des Vollbrückenwandlers.....	43
Abb. 4-11: Schematische Darstellung der Schaltungstopologie eines SEPIC-Wandlers.....	44
Abb. 4-12: Prinzipielle Strom- und Spannungsverläufe in den Bauelementen des SEPIC-Wandlers bei einem lückenfreien Betrieb.....	45
Abb. 4-13: Normierte Quadratsumme der Stromeffektivwerte a) durch die induktiven Bauelemente; b) durch die kapazitiven Bauelemente; c) durch die Halbleiterschalter, in den beiden Wandlerkonzepten in Abhängigkeit vom Tastverhältnis.....	48
Abb. 4-14: Schematische Darstellung der Schaltungstopologie eines Zweiphasen-Synchronwandlers.....	50
Abb.4-15: a) Simulierte Ströme in den Spulen der einzelnen Phasen des Zweiphasen-Synchronwandlers bei einer phasenverschobenen Ansteuerung; b) Simulierte Eingangs- und Ausgangsströme und -Spannungen des Zweiphasen-Synchronwandlers im gesteuerten Betrieb.....	51
Abb.4-16: Normierte Quadratsumme der Stromeffektivwerte durch die Halbleiterschalter des Zweiphasen-Synchronwandlers und des Vollbrückenwandlers im Aufwärtsbetrieb in Abhängigkeit vom Tastverhältnis.....	52
Abb. 4-17: Berechneter Wirkungsgrad des Zweiphasen-Aufwärtswandlers im Voll- und Teillastbetrieb für verschiedene Eingangsleistungen bei einem Aufbau mit Synchron-FETs im Vergleich zu einem Aufbau mit Schottky-Dioden.....	56
Abb.4-18: Berechneter Wirkungsgrad der Wandler im gesamten Arbeitsbereich.....	57
Abb. 4-19: Berechnete Verlustanteile im Vollbrückenwandler für verschiedene Eingangsleistungen.....	58
Abb. 4-20: Funktionsschaltbild des Vollbrückentreibers HIP4082 mit einem Bootstrap-Kreis zur Ansteuerung der High-Side-MOSFETs.....	61
Abb. 4-21: a) Berechnete Kern- und Wicklungsverluste in der Spule des Vollbrückenwandlers in Abhängigkeit von der Windungszahl bei einem Vollastbetrieb ; b) Berechnete	

Gesamtverlustleistung in der Spule für verschieden Arbeitspunkte des Wandlers.....	63
Abb. 4-22: Funktionsschaltbild der Strommessung mit dem Hall-IC „ACS712“ und der äußeren Beschaltung mit einem Differenzverstärker zur Erhöhung der Empfindlichkeit des Stromwandlers und zur Anpassung der Spannung auf den Messbereich des A/D-Wandlers.....	64
Abb. 4-23: Gemessene Spannung vor dem A/D-Wandler in Abhängigkeit vom fließenden Strom.....	65
Abb. 4-24: Funktionsschaltbild der zweistufigen Spannungsumwandlung über Linearregler für die autarke Versorgung der Sensorik und der MOSFET-Treiber über die Thermogeneratoren.....	65
Abb. 4-25: Vereinfachtes thermisches Ersatzschaltbild für die Auslegung des Kühlkörpers.....	66
Abb. 4-26: Photo der Wandlerplatinen: a) des Zweiphasen-Synchronwandlers; b) des Vollbrückenwandlers mit Synchron-FETs; c) des Vollbrückenwandlers mit Schottky-Dioden.....	68
Abb. 4-27: a) Schematische Darstellung des Messaufbaus für die Messung des Wirkungsgrads; b) Gemessene Wirkungsgrade der Wandler im Voll- und Teillastbetrieb für verschiedene Eingangsleistungen.....	69
Abb. 4-28: Gemessener Wirkungsgrad des Zweiphasen-Synchronwandlers bei Abschaltung einer Phase im Teillastbetrieb (rot) im Vergleich zum Messwert bei einem Zweiphasenbetrieb (blau) für verschiedene Eingangsleistungen.....	70
Abb. 5-1: Darstellung des Ansatzes der iterativen Verfolgung des Leistungsgradienten entlang der berechneten Leistungskennlinie des eingesetzten Thermogenerators.....	69
Abb. 5-2: Strukturgramm des MPPT-Algorithmus zur iterativen Verfolgung des Leistungsgradienten mit variabler Schrittweite (Erweiterung des klassischen Ansatzes durch eine vom Leistungsgradienten abhängige Schrittweite).....	72
Abb. 5-3: Blockschaltbild des PI-Spannungsreglers.....	73
Abb. 5-4: Schaltbild des hochohmigen Differenzverstärkers zur Anpassung der Ausgangsspannung der Thermoelemente.....	75
Abb. 5-5: Ersatzschaltbild des idealisierten Wandlers im Aufwärtsbetrieb.....	77
Abb. 5-6: Signalflussdiagramm des Spannungsregelkreises mit einer Vorsteuerung des Tastverhältnisses bei einem Abwärtsbetrieb des Wandlers	79

Abb. 5-7: Wurzelortskurve des Systems bei Variation des Verstärkungsfaktors des PI-Reglers.....	81
Abb. 5-8: Amplituden- und Phasengang der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises bei einer optimalen Auslegung des PI-Reglers.....	81
Abb. 5-9: Gemessene Ausgangsspannung des Vollbrückenwandlers im geregelten Betrieb bei konstanten Umgebungsbedingungen a) beim Einsatz des PI-Reglers; b) bei der iterativen Verfolgung des Leistungsgradienten.....	82
Abb. 5-10: Schematische Darstellung des Versuchsaufbaus zur Messung des MPPT-Wirkungsgrads der Regler bei Lastwechseln.....	83
Abb. 5-11: Gemessene Ausgangsspannung und Tastverhältnis des Vollbrückenwandlers im geregelten Betrieb bei Lastwechseln in beiden Richtungen.....	84
Abb. 5-12: Gemessener MPPT-Wirkungsgrad der beiden Regelverfahren bei Lastwechseln.....	85
Abb. 6-1: Untersuchte Schaltungsvarianten eines Thermogeneratornetzwerks aus vier Modulen (links); Schematische Darstellung des realisierten Aufbaus mit Kennzeichnung der gemessenen Größen in den Kalorimeter-Kammern (rechts).....	88
Abb. 6-2: Gemessene Strom- und Spannungsverläufe am Eingang des MPPT-geregelten Vollbrückenwandlers bei einer Temperaturerhöhung auf der warmen Seite von 100°C auf 200°C für die verschiedenen Schaltungsvarianten der Thermogeneratoren.....	89
Abb. 6-3: Schematische Darstellung der Versuchsaufbauten: a) Aufbau des thermoelektrischen Energiesystems mit einem zentralen Wandler; b) Modularer Aufbau mit Strangwandlern.....	93
Abb. 6-4: a) Gemessene Zeitverläufe der Spannung und der elektrischen Leistung am Eingang des zentralen Wandlers bei dem Versuchsaufbau nach Abbildung 6.3.a; b1) & b2) Gemessene Zeitverläufe der Spannungen, der elektrischen Leistung und der Gesamtleistung am Eingang der Strangwandlern bei einem modularen Aufbau nach Abbildung 6.3.b.....	94
Abb. 7-1: Schematische Darstellung des Schaltkonzepts zur Realisierung eines Balancing-Verfahrens bei Verwendung von gesteuerten Ladungspumpen.....	96
Abb. 7-2: Simulationsmodell des Schaltkonzepts mit den gesteuerten Ladungspumpen.....	97

Abb. 7-3: Vereinfachtes Netzwerkmodell der Schaltung für beide Schalterstellungen a) Netzwerkmodell bei einer Überbrückung des Stranges (Kondensator wird geladen); b) Netzwerkmodell bei einer Zuschaltung des Strangs (Kondensator wird entladen).....	98
Abb. 7-4: a) Zeitverläufe des Stroms und der Spannung am Strang „TEG3“ bei einem gesteuerten Betrieb der Ladungspumpen; b) Zeitverläufe des Gesamtstroms ohne und bei einem gesteuerten Betrieb der Ladungspumpen.....	101
Abb. 7-5: Kennzeichnung der Schaltphasen im Zeitverlauf des Gesamtstroms bei der Ansteuerung der Ladungspumpen.....	102
Abb. 7-6: Schaltplan der Ladungspumpe mit einer potentialgetrennten Ansteuerung der Schalter.....	103
Abb. 7-7: Bild der Platine des entwickelten Prototyps einer gesteuerten Ladungspumpe.....	104
Abb. 7-8: a) Gemessene Zeitverläufe der Spannung am schwächsten Strang „TEG3“; b) gemessene Zeitverläufe des Strangstroms i_{TEG3} ; c) Gemessener Zeitverlauf der Gesamtleistung der Anlage (bei und ohne Ansteuerung der Ladungspumpe).....	105
Abb. 7-9: a) Gemessene Zeitverläufe der Spannung am zweitschwächsten Strang „TEG2“; b) gemessene Zeitverläufe des Strangstroms i_{TEG2} ; c) Gemessener Zeitverlauf der Gesamtleistung der Anlage (bei und ohne Ansteuerung der Ladungspumpe).....	106
Abb. 8-1: Erstelltes MOSFET-Modell in LTSpice für die Nachbildung des dynamischen Schaltverhaltens und die simulationsgestützte Analyse von Entlastungsnetzwerken.....	109
Abb. 8-2: Simulierte Ein- und Ausschaltvorgang des eingesetzten MOSFETs „IPD180N10N3“ in LTSpice mit Hilfe des verhaltensbeschreibenden Modells bei Verwendung der angegebenen Randwerten im Datenblatt.....	110
Abb. 8-3: a) Schaltung zur Realisierung des weichschaltenden Betriebs unter Nullspannung (Zero Voltage Switching „ZVS“); b) unter Nullstrom (Zero Current Switching „ZCS“)......	111
Abb. 8-4: Schaltungstopologie des weichschaltenden Wandlers durch ein passives Entlastungsnetzwerk.....	112
Abb. 8-5: Simulierte Zeitverläufe der Resonanzspannung und des Resonanzstroms bei einem Weichschalten des Hauptschalters unter ZVS-Bedingung durch ein passives Entlastungsnetzwerk.....	113
Abb. 8-6: a) Simulierte Zeitverläufe des Stroms i_{DS} und der Spannung v_{DS} am Hauptschalter bei einem hartschaltenden Betrieb des Wandlers (genaue Auflösung der Verläufe während des Ein- und Ausschaltvorgangs); b) Simulierte Zeitverläufe der Spannung v_{DS} und des	

Stroms i_{DS} am Hauptschalter bei einem weichschaltenden Betrieb des Wandlers durch ein passives Entlastungsnetzwerk (genaue Auflösung der Verläufe während des Ein- und Ausschaltvorgangs).....	115
Abb. 8-7: a) Resultierende Ein- und Ausschaltverluste bei einem hartschaltenden Betrieb des Wandlers; b) Resultierende Ein- und Ausschaltverluste bei einem weichschaltenden Betrieb des Wandlers unter ZVS-Bedingung durch ein passives Entlastungsnetzwerk.....	116
Abb. 8-8: a) Simulierte Zeitverläufe des Stroms i_{DS} und der Spannung v_{DS} am Hauptschalter bei dem Einsatz des passiven Entlastungsnetzwerks und einer Änderung des Arbeitspunktes (genaue Auflösung der Verläufe während des Einschaltvorgangs); b) Resultierende Einschaltverluste im neuen Arbeitspunkt.....	117
Abb. 8-9: Schaltungstopologie des weichschaltenden Wandlers durch ein aktives Entlastungsnetzwerk.....	119
Abb. 8-10: Strompfad in der Schaltung während der ersten Schaltphase.....	120
Abb. 8-11: Strompfad in der Schaltung während der zweiten Schaltphase.....	121
Abb. 8-12: Strompfad in der Schaltung während der dritten Schaltphase.....	121
Abb. 8-13: Strompfad in der Schaltung während der vierten Schaltphase.....	122
Abb. 8-14: Strompfad in der Schaltung während der fünften Schaltphase.....	123
Abb. 8-15: Strompfad in der Schaltung während der sechsten Schaltphase.....	123
Abb. 8-16: Simulierte Zeitverläufe des Stroms i_{DS} und der Spannung v_{DS} am Haupt- und Hilfsschalter während des Ein- und Ausschaltvorgangs bei einem weichschaltenden Betrieb des Wandlers durch ein aktives Entlastungsnetzwerk	124
Abb. 8-17: Resultierende Ein- und Ausschaltverluste bei einem weichschaltenden Betrieb des Wandlers durch ein aktives Entlastungsnetzwerk a) am Hauptschalter; b) am Hilfsschalter.....	125
Abb. 8-18: a) Simulierte Zeitverläufe des Stroms i_{DS} und der Spannung v_{DS} am Hauptschalter bei einem weichschaltenden Betrieb des Wandlers durch ein aktives Entlastungsnetzwerk nach einer Verschiebung des Arbeitspunktes; b) Resultierende Ein- und Ausschaltverluste im Hauptschalter für den neuen Arbeitspunkt.....	127

Abb. 8-19: Prädizierter Wirkungsgrad des Vollbrückenwandlers bei einem weichschaltenden Betrieb durch ein aktives Entlastungsnetzwerk im Vergleich zum gemessenen Wirkungsgrad bei dem hartschaltenden Betrieb (bei verschiedenen Eingangsleistungen)	128
--	------------

Tabellenverzeichnis

Tabelle 4.1: Charakteristische Temperaturdifferenzen und Wärmeströme entlang der Abgasanlage eines VAG 1,9 I TDI-Dieselmotors bei einem Betrieb im neuen europäischen Fahrzyklus (NEFZ): gewonnene Eckdaten aus Messungen in einem Motorprüfstand	32
Tabelle 4.2: Elektrische Ausgangsleistung der Thermogeneratoren entlang der Abgasanlage eines VAG 1,9 I TDI-Dieselmotors und Anzahl der zu integrierenden Thermogeneratoren in jedem Abgasstrang	33
Tabelle 4.3: Abgeleitete Effektivströme durch die Bauelemente des Vollbrückenwandlers und des SEPIC-Wandlers in Abhängigkeit vom Tastverhältnis	47
Tabelle 6.1: Zusammenfassung der repräsentativen Messwerte für jede Schaltungsvariante der Thermogeneratoren bei drei charakteristischen Temperaturen	90
Tabelle 6.2: Zusammenfassung der relativen Fehler der Messgrößen und der Rechengrößen	92
Tabelle 8.1: Ausgewählte MOSFETs und Bauteilkennwerte des Resonanzkreises, berechnete Schaltzeitpunkte für den weichschaltenden Betrieb des Wandlers mit Hilfe eines aktiven Entlastungsnetzwerks	124
Tabelle 8.2: Resultierende Schaltverluste bei einem hart- und weichschaltenden Betrieb des Wandlers mit Hilfe eines aktiven Entlastungsnetzwerks für unterschiedliche Schaltfrequenzen	128

Anhang A - Darstellung der Messergebnisse für kommerzielle Thermogeneratoren

Nach einem Vergleich von mehreren kommerziellen Thermogeneratoren, wurde der Thermogenerator *TEG-127-230-31* von *thermalforce* mit dem höchsten thermoelektrischen Wirkungsgrad und dem besten Preis-Leistungsverhältnis für den Aufbau des Demonstrators eines thermoelektrischen Energiesystems in dieser Arbeit, ausgewählt. Im Rahmen der Arbeit wurden andere Thermogeneratoren vermessen und getestet. In der letzten Projektphase wurden neue auf dem Markt verfügbare Module die, bis eine Temperatur von 300°C einsetzbar sind, vermessen. Diese Module besitzen eine spezielle Lotverbindung die, den Betrieb bei einer solchen hohen Temperatur ermöglicht. Die hier gezeigten Messergebnisse dienen als Referenz für die Weiterentwicklung von Hochtemperaturgeneratoren, die mit Hilfe der Drucksinter-Technik aufgebaut werden (ein Prototyp aus zehn Schenkelpaaren wurde im Kapitel 3 vorgestellt).

Mit Hilfe des aufgebauten Kalorimeters wurden die elektrische Leistung und der thermoelektrische Wirkungsgrad für den Thermogenerator *TEG 241-330-42* und den Thermogenerator *TEG 126-330-40* von *thermalforce* bei verschiedenen Temperaturen gemessen. In einer Kammer des Kalorimeters wurden vier Module in Reihe geschaltet und mit einer elektronischen Last angeschlossen. Die Temperatur auf der warmen Seite wurde stufenweise bis 300°C erhöht und für jeden zu messenden Betriebspunkt während der Messaufnahme konstant gehalten. Auf der kalten Seite wurde die Temperatur auf ca. 30°C durch den Umlaufkühler geregelt. Die Messung erfolgte am optimalen Arbeitspunkt für jede Temperatur. Die resultierenden Messergebnisse sind in den folgenden Abbildungen dargestellt.

A.1 Messergebnisse für den Thermogenerator *TEG 241-330-42*:

- Anzahl der Schenkelpaare: $N_s = 241$
- Material: Bismutellurid
- Abmessungen: $(56 \times 56 \times 3,8)mm^3$

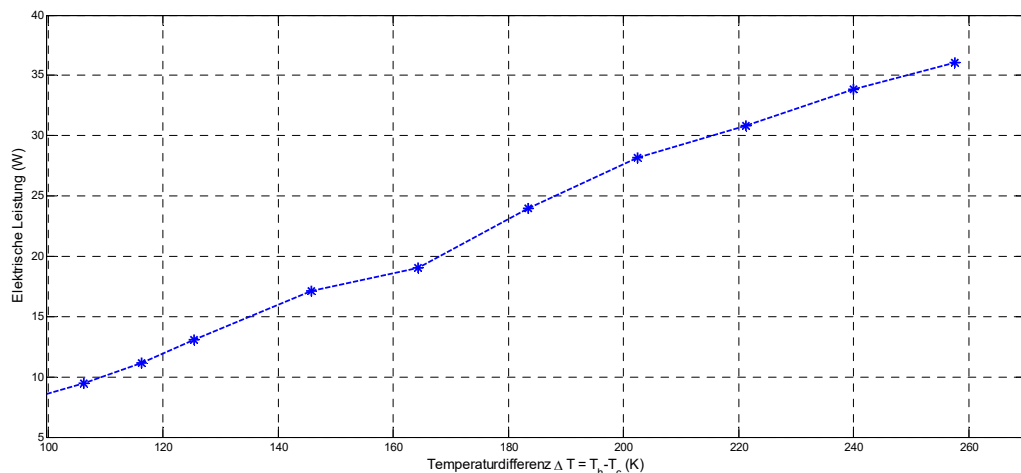


Abbildung A.1.1: gemessene elektrische Leistung von vier Modulen in Reihe in Abhängigkeit von der Temperaturdifferenz zwischen der warmen und kalten Seite

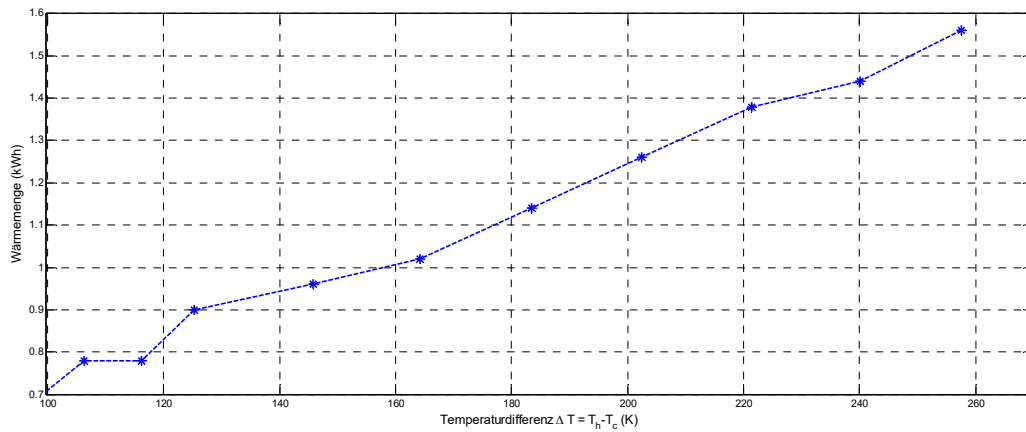


Abbildung A.1.2: gemessene Wärmemenge in Abhängigkeit von der Temperaturdifferenz zwischen der warmen und kalten Seite

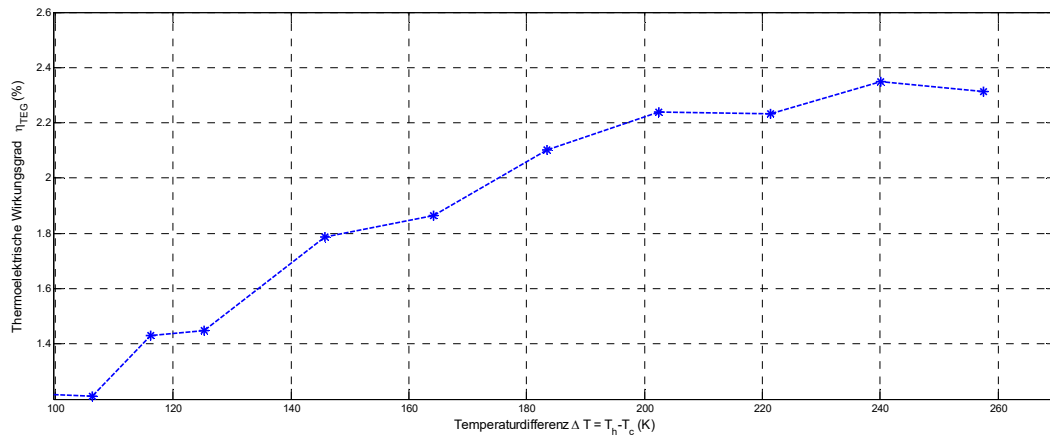


Abbildung A.1.3: gemessener thermoelektrischer Wirkungsgrad des Thermogenerators in Abhängigkeit von der Temperaturdifferenz zwischen der warmen und kalten Seite

A..2 Messergebnisse für den Thermogenerator *TEG 126-330-40*:

- Anzahl der Schenkelpaare: $N_s = 126$
- Material: Bismutellurid
- Abmessungen: $(56 \times 56 \times 4,8)mm^3$

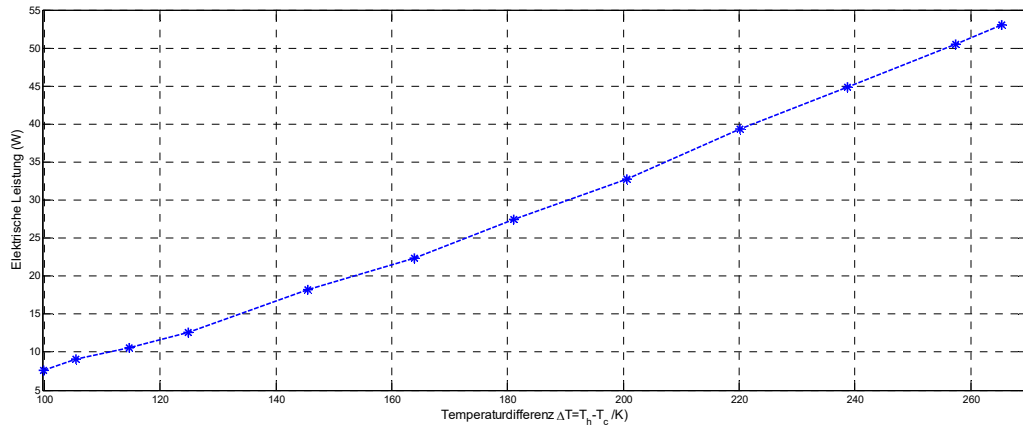


Abbildung A.2.1: gemessene elektrische Leistung von vier Modulen in Reihe in Abhängigkeit von der Temperaturdifferenz zwischen der warmen und kalten Seite

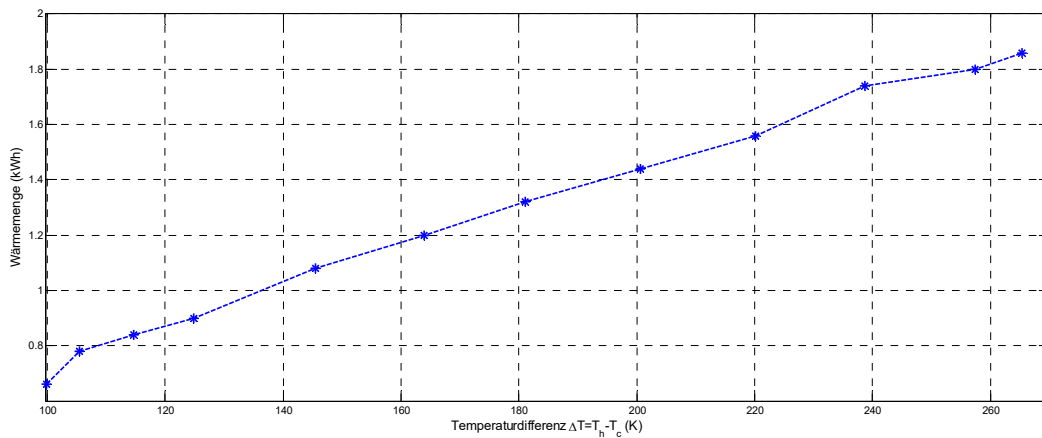


Abbildung A.2.2: gemessene Wärmemenge in Abhängigkeit von der Temperaturdifferenz zwischen der warmen und kalten Seite

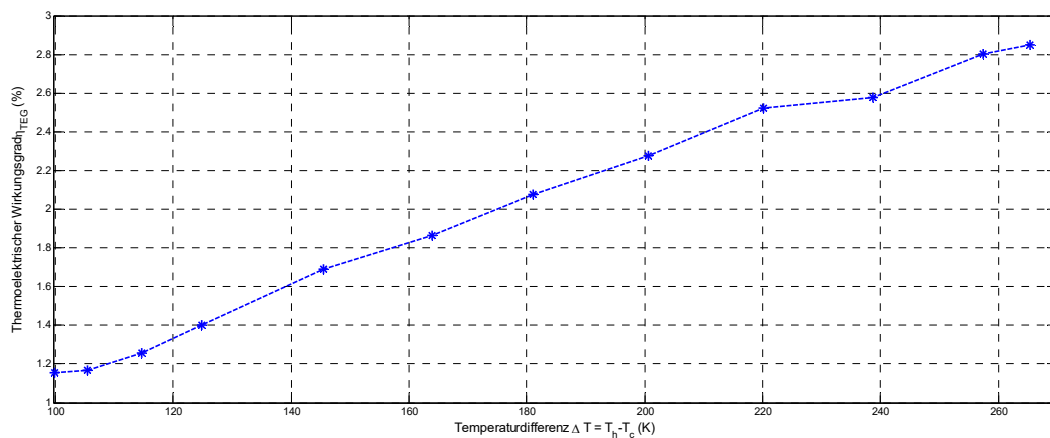
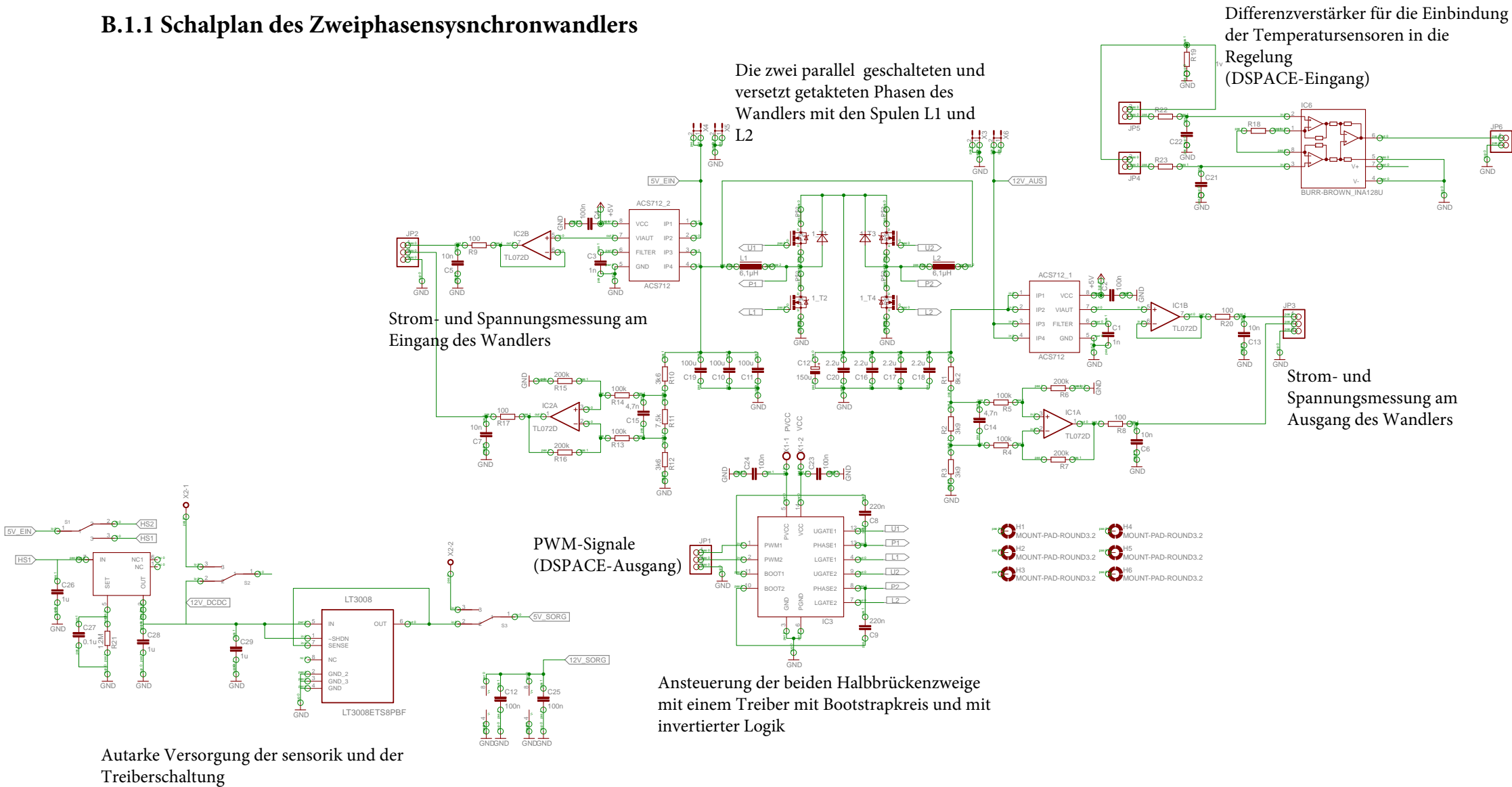


Abbildung A.2.3: gemessener thermoelektrischer Wirkungsgrad des Thermogenerators in Abhängigkeit von der Temperaturdifferenz zwischen der warmen und kalten Seite

Anhang B- Schaltpläne und Layouts der DC/DC-Wandler

B.1.1 Schalplan des Zweiphasensynchronwandlers



B.2 Layouts der Wandlerplatinen

Abbildung B.2.1 zeigt die Layouts für die entwickelten Wandlerplatinen. Die MOSFETs bzw. die Schottky-Dioden sind auf der Rückseite der Platinen platziert. Die Kühler wurden auf dieser Seite befestigt. Auf der Vorderseite der Platinen sind die Treiber und die Sensorik platziert. Zwischen den beiden Lagen der Platinen sind Durchkontaktierungen (*Vias*), um die Treiberschaltungen mit den Leistungsschaltern zu verbinden, eingesetzt. Die Layouts wurden mit Hilfe der Design-Software *Eagle* erstellt. Durch ein optimales Design mit der Software werden die Leitwege und die die Fläche zwischen Hin- und Rückleitern möglichst kurz gehalten so dass die resultierenden parasitären Widerstände und Induktivitäten vernachlässigbar gering bleiben.

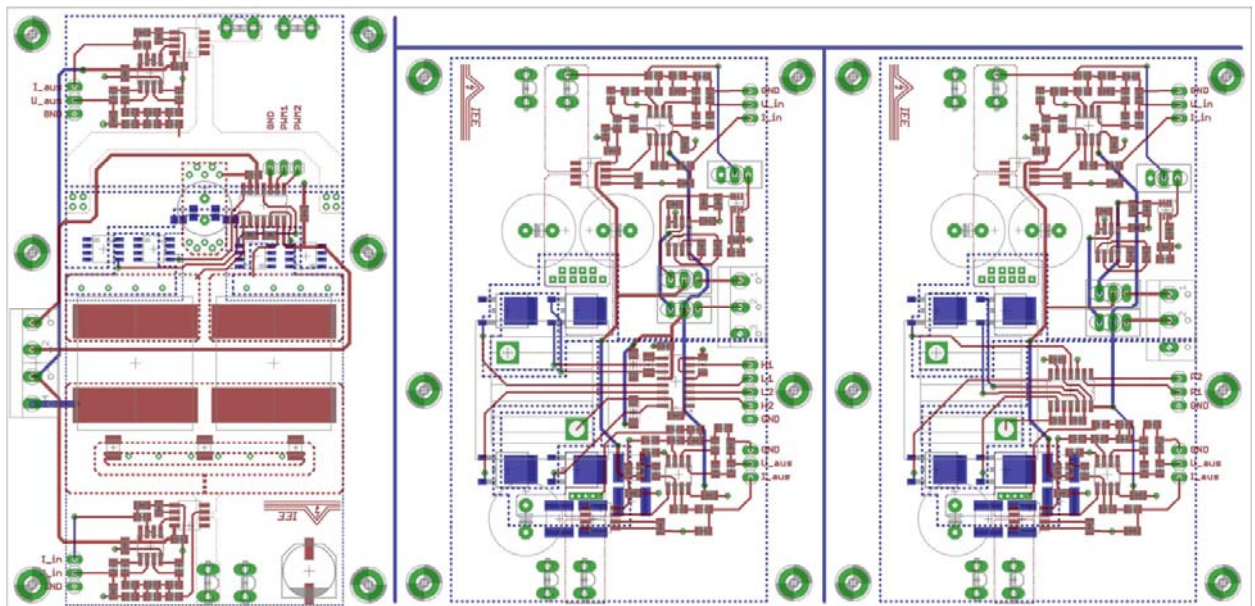


Abbildung B.2.1: (links) Zweiphasensynchronwandler; (Mitte) Vollbrückenwandler mit SynchronFETs; (Rechts) Vollbrückenwandler mit Schottky-Dioden und einer anderen Treiberschaltung

B.3 Ergänzende Darstellung der Messergebnisse bei der Zusammenschaltung von Thermogeneratoren und den DC/DC-Wandlern

Ergänzend zu den dargestellten Messergebnissen in den Kapiteln 3 und 6 sind hier einige Messaufnahmen mit dem Oszilloskop *TPS2024 von Tektronix* dargestellt. Die Messungen erfolgten bei der Zusammenschaltung der Thermogeneratoren und den DC/DC-Wandlern und einem Betrieb der Thermogeneratoren bei unterschiedlichen Temperaturen.

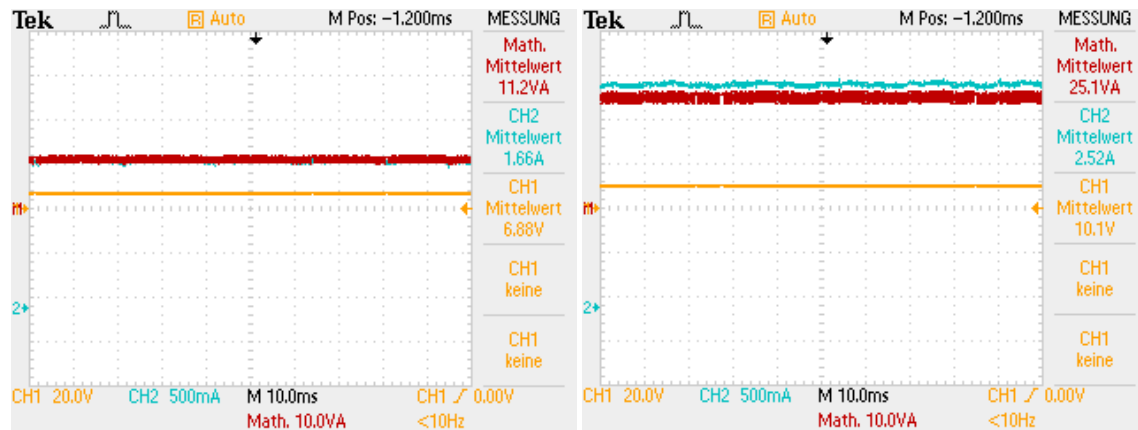


Abbildung B.3.1: Eingangsstrom und –Spannung des Strangwandlers und resultierende Eingangsleistung bei der Zusammenschaltung mit vier Thermogeneratoren in Reihe in einer Kammer des Kalorimeters bei einem MPPT-Regelbetrieb (links: bei einer Temperatur von 100°C auf der warmen Seite , rechts: bei einer Temperatur von 150°C; Temperatur der kalten Seite ca. 30°C)

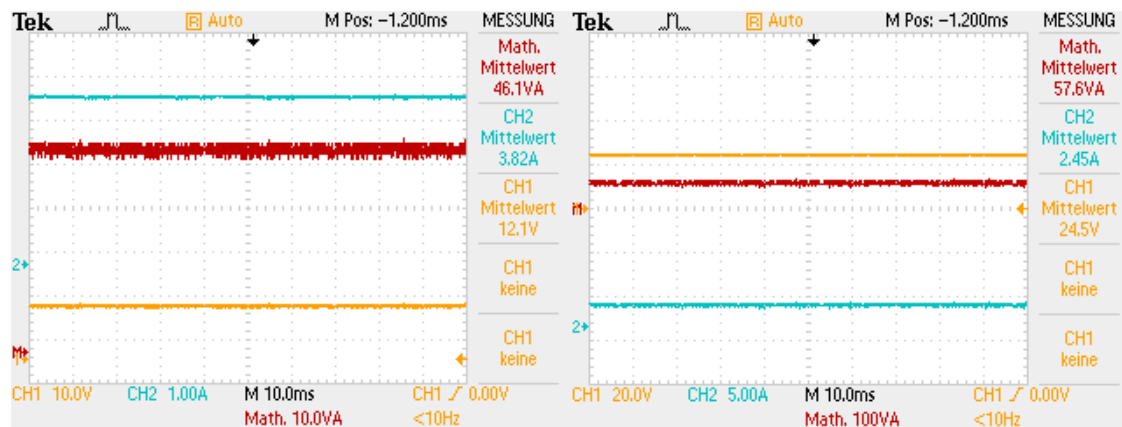


Abbildung B.3.2 : links: Eingangsstrom und –Spannung des Strangwandlers und resultierende Eingangsleistung bei der Zusammenschaltung mit vier Thermogeneratoren in Reihe in einer Kammer des Kalorimeters bei einem MPPT-Regelbetrieb (bei einer Temperatur von 200°C auf der warmen Seite und einer Temperatur von 30°C auf der kalten Seite), rechts: Eingangsstrom und –Spannung des Zentralwandlers und resultierende Eingangsleistung bei der Zusammenschaltung mit zwölf Thermogeneratoren in Reihe in den drei Kammern des Kalorimeters bei einem MPPT-Regelbetrieb (vier Thermogeneratoren je Kammer mit

$$T_{h,Kammer1} = 100^{\circ}C; T_{h,Kammer2} = 150^{\circ}C; T_{h,Kammer3} = 200^{\circ}C; T_c = 30^{\circ}C).$$

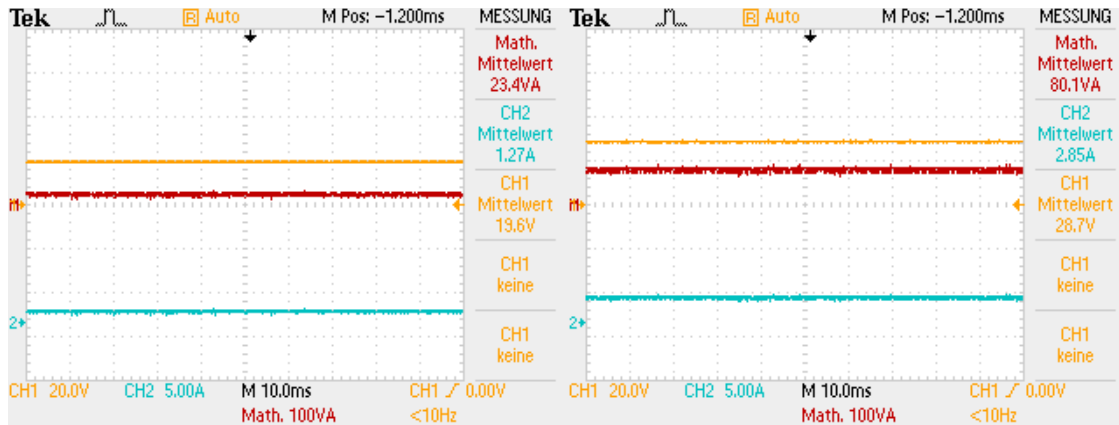


Abbildung B.3.3: Eingangsstrom und –Spannung des Zentralwandlers und resultierende Eingangsleistung bei der Zusammenschaltung mit zwölf Thermogeneratoren in Reihe in den drei Kammern des Kalorimeters bei einem MPPT-Regelbetrieb (links: bei einer Temperatur von 100°C auf der warmen Seite der drei Kammern, rechts: bei einer Temperatur von 150°C auf der warmen Seite, Temperatur der kalten Seite ca. 30°C)

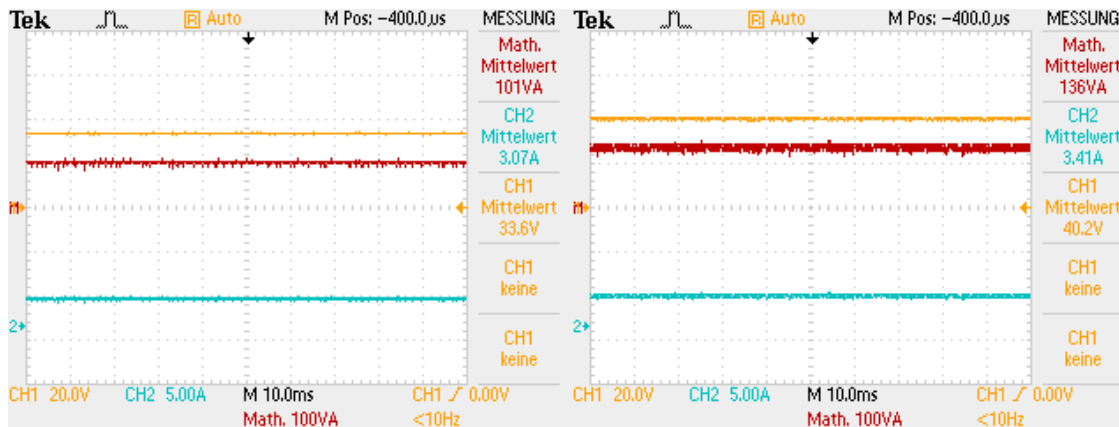


Abbildung B.3.4: Eingangsstrom und –Spannung des Zentralwandlers und resultierende Eingangsleistung bei der Zusammenschaltung mit zwölf Thermogeneratoren in Reihe in den drei Kammern des Kalorimeters im MPPT-Regelbetrieb (links: bei einer Temperatur von 180°C auf der warmen Seite der drei Kammern, rechts: bei einer Temperatur von 200°C auf der warmen Seite, Temperatur der kalten Seite ca. 30°C)

Anhang C- Vorarbeiten für die hardwaretechnische Umsetzung des weichschaltenden Vollbrückenwandlers durch ein aktives Entlastungsnetzwerk

C.1 Schaltplan

In diesem Anhang wird der erweiterte Schaltplan des Vollbrückenwandlers mit einem aktiven Entlastungsnetzwerk für die Realisierung eines weichschaltenden Betriebs dargestellt. Für die Übersichtlichkeit erfolgt die Beschaltung des Hauptschalters eines einzelnen Halbbrückenzeigs des Wandlers. Hierdurch erfolgt das Weichschalten bei einem Abwärtsbetrieb (Die Beschaltung und Ansteuerung des gegenüberliegenden Halbbrückenzeigs erfolgt auf analoger Weise und ermöglicht das Weichschalten bei einem Aufwärtsbetrieb).

Für die Realisierung des weichschaltenden Betriebs ist eine präzise Ansteuerung des Haupt-, des Synchron- und des Hilfsschalters des beschalteten Halbbrückenzeigs mit den berechneten Ansteuerzeiten in der Analyse (vgl. Kapitel 8) erforderlich. Die PWM-Signale müssen synchronisiert sein und die Verzögerungszeiten müssen stimmen. Hierfür soll die Ansteuerung der Schalter mit Treiberschaltungen, die denselben *Jitter* aufweisen, erfolgen. Der Schaltplan des Leistungsteils des Wandlers ist im Anhang C.1 dargestellt. Die Ansteuerung der beiden Halbbrückenzeige des Wandlers erfolgt mit dem Treiber *ISL6614* von *Intersil*. Die nötige Potentialdifferenz zwischen dem Gate- und dem Source-Anschluss der beiden *Highside*-MOSFETs wird durch die *Bootstrap*-Kreise des Treibers gewährleistet. Die Nutzung eines Treibers mit *Bootstrap*-Kreise setzt allerdings eine kurze Ansteuerung der *Lowside*-MOSFETs während den stationären Auf- und Abwärtsbetriebsmoden um die Kondensatoren zwischendurch zu laden. Die Ansteuerung des Hilfsschalters erfolgt über den Treiber *MAX5048BAUT* von *TexasInstruments*. Beide Treiber besitzen einen sehr geringen *Jitter* von *12ns*. Die galvanisch getrennte Versorgung des Treibers erfolgt über den Wandler *TMA 1212s* von *Tracopowers*. Für eine autarke Versorgung des Mikrocontrollers über die Thermogeneratoren erfolgt die Anpassung auf die 3,3V Spannungsebene über den Linearregler *WPMDL173010578* von *Würth Elektronik*.

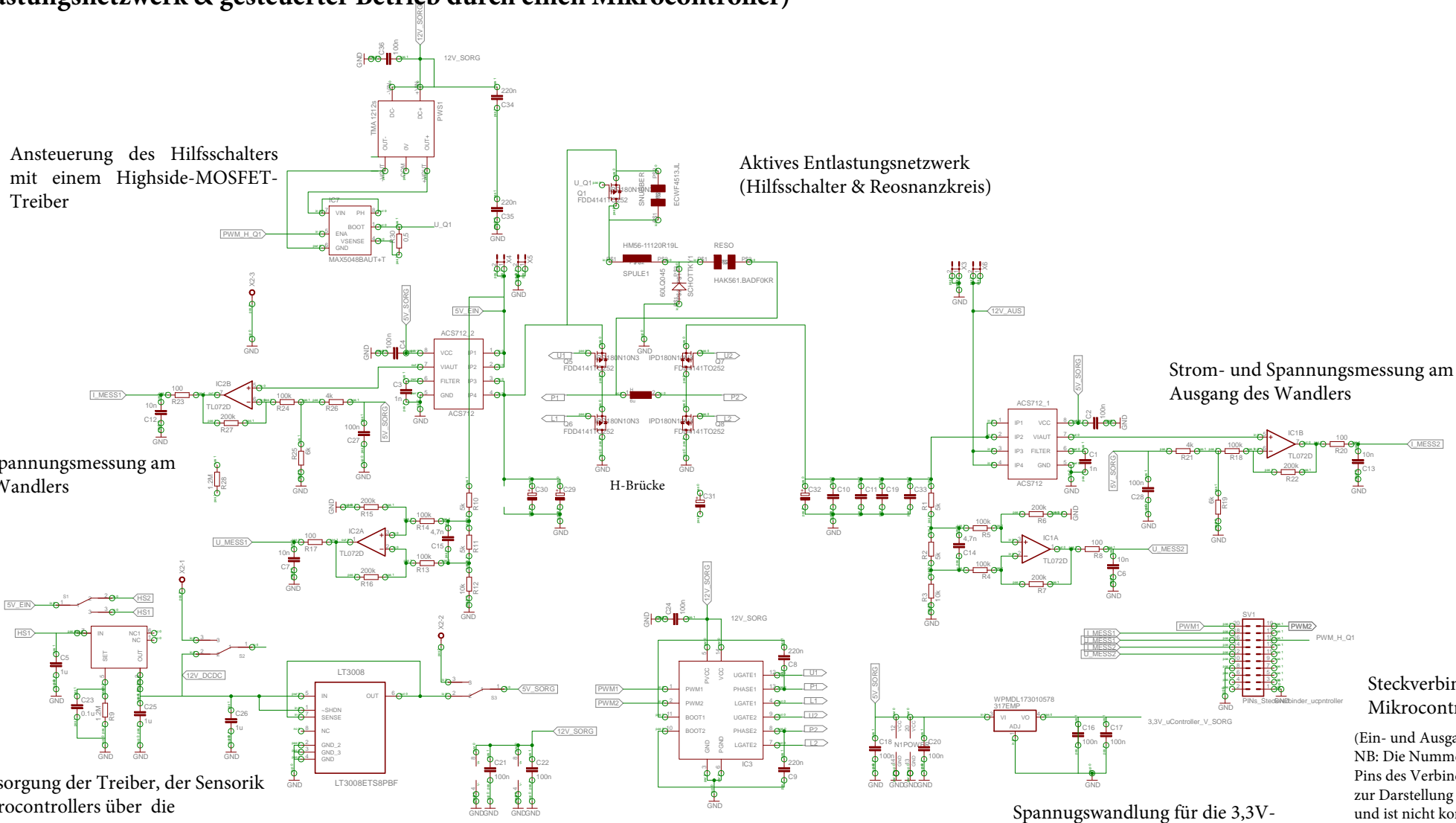
C.1 Leistungsteil: Erweiterter Schaltplan des Vollbrückenwandlers (Beschtung des Hauptschalters durch ein aktives Entlastungsnetzwerk & gesteuerter Betrieb durch einen Mikrocontroller)

Ansteuerung des Hilfsschalters mit einem Highside-MOSFET-Treiber

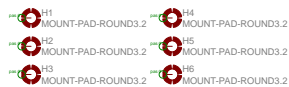
Aktives Entlastungsnetzwerk (Hilfsschalter & Resonanzkreis)

Strom- und Spannungsmessung am Ausgang des Wandlers

Strom- und Spannungsmessung am Eingang des Wandlers



Autarke Versorgung der Treiber, der Sensorik und des Mikrocontrollers über die Thermogeneratoren



Ansteuerung der beiden Halbbrückenzeige des Wandlers mit einem Treiber mit Bootstrappkreis

Spannungswandlung für die 3,3V-uController-Ebene

Steckverbinder des Mikrocontroller

(Ein- und Ausgangssignale)
NB: Die Nummerierung der Pins des Verbinders dient nur zur Darstellung der Signale und ist nicht konsistent mit der PIN-Belegung des Mikrocontrollers

C.2 Steuerungsteil

Aus der durchgeführten Analyse des weichschaltenden Wandlers in Kapitel 8 ergaben sich Verzögerungszeiten zwischen den Ein- und Ausschaltzeitpunkten der Schalter in der Größenordnung von $0,1\mu\text{s}$. Für die Realisierung einer solchen Ansteuerung ist eine Implementierung der vorgelagerten Regelung in einem Mikrocontroller erforderlich. Das Tastverhältnis des Wandlers wird durch den MPPT-Regler bestimmt. Das Regelverfahren mit der iterativen Verfolgung des Leistungsgradienten soll im Mikrocontroller implementiert werden. Als Hardwareplattform wurde der ARM-Mikrocontroller *STM32F3023CB* ausgewählt. Der Mikrocontroller zeichnet sich durch eine kompakte und einfache Architektur sowie, eine übersichtliche Programmierbarkeit und einen günstigen Preis. Der Timer für die Erzeugung der PWM-Signale zählt mit einer Frequenz von 72MHz. Wenn man keine Unterteilung des Takts vornimmt, ist eine Echtzeitgenauigkeit von $0,014\mu\text{s}$ möglich. Der Controller besitzt vier Kanäle für die A/D-Wandlung, die über eine Master-Slave-Konfiguration durch ein gemeinsames Triggerereignis ausgelöst werden können und somit eine simultane Messung ermöglichen. Als Vorarbeit und Ausblick werden im Folgenden, der Code für die Hardware-Konfiguration (Timer, A/D-Wandler, Interrupts) und der Code des MPPT-Reglers angehängt. Ein Wechsel zwischen dem Aufwärts- und Abwärtsbetrieb des Vollbrückenwandlers bzw. des getakteten Halbbrückenzeigs ist auch implementiert. Der Code kann durch eine Lookup-Table mit den unterschiedlichen Ansteuerzeiten der Schalter je nach Arbeitspunkt erweitert werden. Die Belegung dieser Lookuptable kann durch die vorgestellte Simulationsgestützte Analyse in Kapitel 8 mit Hilfe des LTSpice-Modells für alle möglichen Arbeitspunkte erfolgen.

Mikrocontroller-Code (STM32F3023CB)

```
/* Die langen Header der hier ausgeführten Funktionen wurden nicht angehängt um den Code übersichtlich zu halten */
```

Konfiguration der A/D-Wandler:

```
/* Die Konfiguration der ADCs folgt dem für  $\mu\text{C}$ -Programmierung ein typisches Schema. Das Modul als solches muss konfiguriert werden (dies geschieht in ADC_conf()),  
* die entsprechenden Pins müssen konfiguriert werden (siehe ADC_GPIO_Configuration())  
und schließlich muss das Modul gestartet werden. In der Initialisierungsprozedur der ADCs  
* wird noch eine Kalibrierung durchgeführt. Das vorgehen wird im Datenblatt "stm32f3 ADC modes.pdf" beschrieben. Hierbei sei angemerkt, dass durch diese Kalibrierung lediglich der  
* Offset-fehler kompensiert wird. Differenzielle Fehler, sowie Nichtlinearitäten bleiben hiervon unberührt.  
*/  
#include "ADC_conf.h"  
#include "settings.h"  
  
#include "stm32f30x_it.h"  
  
__IO uint32_t TimingDelay = 0;
```

```

__IO uint32_t ADCDualConvertedValue;
__IO uint16_t calibration_value_1 = 0, calibration_value_2 = 0;
__IO uint16_t calibration_value_3 = 0, calibration_value_4 = 0;

ADC_InitTypeDef    ADC_InitStructure;
ADC_CommonInitTypeDef ADC_CommonInitStructure;
GPIO_InitTypeDef   GPIO_InitStructure;
DMA_InitTypeDef    DMA_InitStructure;

/* Private function prototypes -----*/
void ADC_GPIO_Configuration(void);
void Delay(__IO uint32_t nTime);

extern void TIM_Config(uint16_t TimerPeriod, uint16_t Channel1Pulse);
extern void Send_Byte(char u);
extern void Seriell_Init();

void ADC_conf(void)
{
    Seriell_Init();
    /* Configure the ADC clock */

    //Send_Byte('K');

    /* Enable ADC1 clock */
    RCC_AHBPeriphClockCmd(RCC_AHBPeriph_ADC12, ENABLE);
    RCC_AHBPeriphClockCmd(RCC_AHBPeriph_ADC34, ENABLE);

    RCC_ADCCLKConfig(use_RCC_ADC12PLLCLK);
    RCC_ADCCLKConfig(use_RCC_ADC34PLLCLK);

    /*
     * In ADC_GPIO_Configuration() werden die 4 zur Messung verwendeten Pins konfiguriert.
     Die Definition der Funktion befindet sich am Ende dieser Datei.
     */
    ADC_GPIO_Configuration();

    /*
     * Hier beginnt die Kalibrierungsprozedur. Diese Routine wurde aus der Bilbiothek des
     Mikrocontrollers entnommen. Sollte ein langsamerer CPU-Takt gewählt werden, kann die
     Wartezeit entsprechend angepasst werden. Siehe unten.
     */

```

```
ADC_VoltageRegulatorCmd(ADC1, ENABLE);
ADC_VoltageRegulatorCmd(ADC2, ENABLE);
ADC_VoltageRegulatorCmd(ADC3, ENABLE);
ADC_VoltageRegulatorCmd(ADC4, ENABLE);
```

```
/* An dieser Stelle muss eine Wartezeit von MINDESTENS 10 µs eingehalten werden um ein
optimales Ergebnis zu erzielen */
```

```
Delay(720);
```

```
/*ADCs kalibrieren. Da die ADCs im Single-ended-Modus (die Alternative wäre der
differential-Modus) betrieben werden muss diese Option im entsprechenden Register
hinterlegt werden. Hierfür steht die Funktion ADC_SelectCalibrationMode() zur Verfügung.
Sollte der differential-Modus gewünscht sein, so ist die Kalibrierungsroutine generell und nicht
nur an dieser Stelle anzupassen (siehe Datenblatt "stm32f3 ADC modes.pdf" für Details)
```

```
*
```

```
*/
```

```
ADC_SelectCalibrationMode(ADC1, ADC_CalibrationMode_Single);
ADC_StartCalibration(ADC1);
ADC_SelectCalibrationMode(ADC2, ADC_CalibrationMode_Single);
ADC_StartCalibration(ADC2);
ADC_SelectCalibrationMode(ADC3, ADC_CalibrationMode_Single);
ADC_StartCalibration(ADC3);
ADC_SelectCalibrationMode(ADC4, ADC_CalibrationMode_Single);
ADC_StartCalibration(ADC4);
```

```
/*Warten bis Kalibrierung abgeschlossen UND den Wert auslesen*/
```

```
while(ADC_GetCalibrationStatus(ADC1) != RESET );
calibration_value_1 = ADC_GetCalibrationValue(ADC1);
while(ADC_GetCalibrationStatus(ADC2) != RESET );
calibration_value_2 = ADC_GetCalibrationValue(ADC2);
while(ADC_GetCalibrationStatus(ADC3) != RESET );
calibration_value_3 = ADC_GetCalibrationValue(ADC3);
while(ADC_GetCalibrationStatus(ADC4) != RESET );
calibration_value_4 = ADC_GetCalibrationValue(ADC4);
```

```
/* Hier endet die Kalibrierungsroutine!
```

```
/*
```

```
* eigentliche Konfiguration der ADCs, bzw. der Kanäle
```

```
*
```

```
*/
```

```
/* Der STM32f3 verfügt über die Möglichkeit je zwei ADCs im Dual-mode zu betreiben. So
können immer je zwei ADCs mit einem Trigger-Signal gestartet werden
```

```

* genaugenommen wird im Dual-mode der ADC1 als Master und der ADC2 als Slave
betrieben. Gleiches gilt optional für ADC3 (Master) und ADC4 (Slave)
/* Wird ADC1 zur Messung getriggert, misst ADC2 automatisch auch */
/* Die Regulären Kanäle werden bei jeder Triggerung sequentiell abgearbeitet. Da im
vorliegenden Fall bei jeder Triggerung stets nur ein Kanal je ADC umgewandelt werden soll,
* bietet es sich an die ADCs in diesem Modus zu betreiben. Da ferner die ADCs 1 und 2, bzw.
3 und 4 im Dualmodus betrieben werden ist hier letztlich die Option ADC_Mode_RegSimul zu
wählen
*/
ADC_CommonInitStructure.ADC_Mode = ADC_Mode_RegSimul; // ADC1/2 bzw. 3/4 werden
jeweils im Dualmodus für Regulargroups betrieben.

ADC_CommonInitStructure.ADC_Clock = use_ADC_Clock; // Auswahl des Taktes mit
welchem der/die ADCs betrieben werden sollen

/* Optional kann man ein festes Zeitintervall angeben, welches zwischen zwei aufeinander
folgenden Messungen liegen soll. Diese Option spielt nur eine Rolle, falls der/die ADC(s)
/* im kontinuierlichen Modus betrieben werden. Prinzipiell kann so die Genauigkeit der
Messung verbessert werden. Im Diskontinuierlichen Modus wird dies jedoch automatisch
* gewährleistet, sofern zwischen zwei Triggerereignissen eine Gewisse Zeit (z.B. 10µs)
vergeht.
*/
ADC_CommonInitStructure.ADC_TwoSamplingDelay = 0;
/*
* Die Direct-Memory-Access-Methode ist dann sinnvoll, wenn größere Datenmengen OHNE
Berechnung gespeichert bzw. transferiert werden sollen */

ADC_CommonInitStructure.ADC_DMAAccessMode = ADC_DMAAccessMode_Disabled;
//kein DMA
//DMA ADC_CommonInitStructure.ADC_DMAMode = ADC_DMAMode_Circular;

/*
* Da der Dual-Modus genutzt wird, werden die Parameter nur an die Master-ADCs
übergeben!
*
*/
ADC_CommonInit(ADC1, &ADC_CommonInitStructure);
ADC_CommonInit(ADC3, &ADC_CommonInitStructure);
//ADC_DeInit(ADC1);
/*
* Zunächst werden alle vier ADCs mit den gleichen Einstellungen initialisiert. Bei Bedarf
können jedem ADC individuelle Einstellungen übergeben werden.

```

* Da sie im Dual-Modus betrieben werden ist jedoch darauf zu achten, dass vorzugsweise ADC 1 und 2 bzw. 3 und 4 die gleichen Einstellungen haben. Falls dies nicht gewünscht ist

* müssen die Interrupt-Routinen angepasst werden, da es durch unterschiedliche Einstellungen zu unterschiedlichen langen Wandlungszeiten/Timings kommen kann. Somit können die Ergebnisse nicht zeitgleich abgeholt werden und dies müsste durch eine Anpassung der Interrupt-Routine abgefangen werden */

/* Diese Funktion füllt die Initialisierungsstruktur mit Standardwerten. Dies ist im Grunde überflüssig, soll aber aus Sicherheitsgründen trotzdem gemacht werden.

*/

```
ADC_StructInit(&ADC_InitStructure);
```

/* Die ADCs sollen nicht ständig wandeln, sondern nur zu diskreten, von dem Timer vorgegebenen Zeiten, daher ist die Option ADC_ContinuousConvMode_Disable zu wählen

*/

```
ADC_InitStructure.ADC_ContinuousConvMode = ADC_ContinuousConvMode_Disable;
```

/* Die Auflösung der ADCs bestimmt die Genauigkeit UND Geschwindigkeit der Messung. Eine höhere Auflösung liefert ein genaueres Ergebnis zu Kosten einer geringeren Geschwindigkeit.

* Die für eine WANDLUNG benötigten Zyklen berechnen sich nach: $\text{Auflösung} + 0.5$ Zyklen. Bei 12bit Auflösung also $12 + 0.5 = 12.5$ Zyklen

* Anmerkung: Eine Messung besteht aus der Erfassung des Messwerts (Sample) und der Wandlung (conversion). Entsprechend addieren sich die benötigten Zyklen.

*/

```
ADC_InitStructure.ADC_Resolution = use_ADC_Resolution;
```

/*

* Die Messung soll durch das Externe-Interrupt Ereignis von Timer1 getriggert werden. Daraus ergibt sich nach Datenblatt der Wert ADC_ExternalTrigConvEvent_9. Ferner soll

* bei steigender Taktflanke, also schnellstmöglich mit dem Auftreten des Interrupts getriggert werden.

*/

```
ADC_InitStructure.ADC_ExternalTrigConvEvent = ADC_ExternalTrigConvEvent_9;
```

```
ADC_InitStructure.ADC_ExternalTrigEventEdge = ADC_ExternalTrigEventEdge_RisingEdge;
```

/* Da das Register in welchem der gemessene Wert abzuholen ist über eine Breite von 16Bit verfügt, wovon jedoch maximal 12Bit (bei höchster Auflösung) belegt werden, stellt sich die Frage ob die unteren (Right), oder oberen (Left) 12Bit belegt werden sollen. Die Wahl des Parameters hängt von der weiteren Verwendung des Ergebnisses ab. I.d.R. empfiehlt es sich die unteren Bits zu belegen.

*/

```
ADC_InitStructure.ADC_DataAlign = ADC_DataAlign_Right;
```

/* Mit der Option ADC_OverrunMode kann man festlegen, ob eine neue Messung stattfinden darf, wenn das alte Ergebnis (aus welchen Gründen auch immer) nicht abgeholt wurde.

* Daher greift diese Option I.d.R. nur im kontinuierlichen-Modus, speziell wenn aus dem normalen Programmfluss heraus ausgelesen wird. Eventuell bietet sie sich für sicherheitskritische Messungen an. Im vorliegenden Fall ist das Eintreten eines Overruns quasi ausgeschlossen. Somit spielt der Parameter keine Rolle.

*/

```
ADC_InitStructure.ADC_OverrunMode = ADC_OverrunMode_Disable; //1—changed
```

/* Der Injected-Modus bietet die Option, seltener benötigte Messwerte "gelegentlich" oder "Zyklisch" zwischen zu schieben. Im vorliegenden Fall wird sie nicht gebraucht.

*/

```
ADC_InitStructure.ADC_AutoInjMode = ADC_AutoInjec_Disable;
```

/* Da stets nur eine Messung je ADC und Triggerung erfolgen soll, besteht die Reguläre Gruppe aus nur einem Kanal */

```
ADC_InitStructure.ADC_NbrOfRegChannel = 1;
```

```
/* Initialisierungsparameter Übergeben */
```

```
ADC_Init(ADC1, &ADC_InitStructure);
```

```
ADC_Init(ADC2, &ADC_InitStructure);
```

```
ADC_Init(ADC3, &ADC_InitStructure);
```

```
ADC_Init(ADC4, &ADC_InitStructure);
```

```
ADC_ExternalTriggerConfig(ADC1,ADC_ExternalTrigConvEvent_9,ADC_ExternalTrigEventEdge_RisingEdge);*/
```

/ * Der regulären Gruppe muss mindestens ein Kanal zugewiesen werden. Ferner gibt man an welcher Kanal der Gruppe zuerst gewandelt werden soll. Mit der ADC_SampleTime legt man fest über wie viele Zyklen der Messwert erfasst werden soll. Auf Grund der internen immer vorhandenen Eingangskapazität entspricht dies bei hohen Frequenzen einer Mittelwertbildung.

* Eine größere SampleTime sollte das Messrauschen auf Kosten der Geschwindigkeit dämpfen. Im Dual-Modus sollte nach Möglichkeit für Master und Slave (ADC 1 und 2, bzw 3 und 4) jeweils die selbe SampleTime eingestellt werden. */

```
ADC_RegularChannelConfig(ADC1, use_ADC1_Channel, 1, use_ADC_SampleTime);
```

```
ADC_RegularChannelConfig(ADC2, use_ADC2_Channel, 1, use_ADC_SampleTime);
```

```
ADC_RegularChannelConfig(ADC3, use_ADC3_Channel, 1, use_ADC_SampleTime);
```

```
ADC_RegularChannelConfig(ADC4, use_ADC4_Channel, 1, use_ADC_SampleTime);
```

```
/* Damit bei beendeter Wandlung ein Interrupt ausgelöst wird muss dem Interrupt-Controller (NVIC) mitgeteilt werden Dass er auf den Interrupt reagiert */
```

```
NVIC_IRQChannelCmd = ENABLE
```

```
/* UND In welcher Reihenfolge er die Interrupts abarbeitet */
```

```
NVIC_IRQChannelPreemptionPriority = 0x0F bzw. NVIC_IRQChannelSubPriority = 0x0F
```

```
/* Der Interrupt mit der höheren Priorität wird zuerst ausgeführt */
```

```
/* Anmerkung: Falls die Interrupts deaktiviert werden, wird immernoch beim Eintreten des Ereignisses ein sogenanntes Flag gesetzt, welches z.B. im Hauptprogramm ausgewertet werden kann. Die Interruptroutine wird jedoch nicht ausgeführt */
```

```
NVIC_PriorityGroupConfig(NVIC_PriorityGroup_4);  
NVIC_InitTypeDef NVIC_InitStructure;  
NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannel = ADC1_2_IRQn;  
NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelCmd = ENABLE;  
NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelPreemptionPriority = 0x0F;  
NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelSubPriority = 0x0F;  
NVIC_Init(&NVIC_InitStructure);
```

```
NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannel = ADC3_IRQn;  
NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelPreemptionPriority = 0x0E;  
NVIC_InitStructure.NVIC_IRQChannelSubPriority = 0x0E;  
NVIC_Init(&NVIC_InitStructure);
```

```
/*
```

```
 * Nachdem alle Einstellungen vorgenommen wurden, werden die ADCs gestartet. Ab diesem Zeitpunkt reagieren sie auf die Trigger
```

```
 */
```

```
ADC_Cmd(ADC1, ENABLE);  
ADC_Cmd(ADC2, ENABLE);  
ADC_Cmd(ADC3, ENABLE);  
ADC_Cmd(ADC4, ENABLE);
```

```
/* Zur Sicherheit wird gewartet, bis der Startvorgang der ADC-Module abgeschlossen ist. Dies hat für den normalen Betrieb in der Regel keine Bedeutung. Es empfiehlt sich jedoch
```

```
 * dies aus folgendem Grund zu tun: Falls man aus Versehen falsche/ungültige Parameter bei der Initialisierung übergibt hängt das Programm an dieser Stelle und man findet
```

```
 * den Fehler bei debuggen schneller. */
```

```
while(!ADC_GetFlagStatus(ADC1, ADC_FLAG_RDY));
```

```

while(!ADC_GetFlagStatus(ADC2, ADC_FLAG_RDY));
while(!ADC_GetFlagStatus(ADC3, ADC_FLAG_RDY));
while(!ADC_GetFlagStatus(ADC4, ADC_FLAG_RDY));

/* Schließlich gestattet man dem ADC-Modul Interrupts auslösen zu dürfen. Die Quelle des
Interrupt soll das Ende einer Umwandlung sein (EndOfConversion), also wenn ein zu
verwertender Messwert vorliegt.
*/
ADC_ITConfig( ADC1,ADC_IT_EOC,ENABLE);
ADC_ITConfig( ADC3,ADC_IT_EOC,ENABLE);

}
void Delay(__IO uint32_t nTime)
{
    TimingDelay = nTime;

    while(TimingDelay != 0)
    {
        TimingDelay--;
    }
}

void ADC_GPIO_Configuration(void)
{
    /*
    * Der/Die entsprechenden Ports müssen mit einem Takt versorgt werden */
    RCC_AHBPeriphClockCmd(use_ADC_GPIO_Buses, ENABLE);
    /*
    * Zur Verwendung als Messeingänge müssen die entsprechenden Pins im AnalogModus
    konfiguriert sein. Ein festes Standartpotential (0V, oder 3,3V) ist dabei nicht gewünscht.
    Entsprechend werden die Pull-Up, bzw. Pull-Down-Widerstände deaktiviert.
    */
    GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AN;
    GPIO_InitStructure.GPIO_PuPd = GPIO_PuPd_NOPULL ;
    /*
    * Die Einstellungen werden für die entsprechenden Pins der entsprechenden Ports
    übergeben
    *
    */
    GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = use_ADC1_Pin ;
    GPIO_Init(use_ADC1_GPIO, &GPIO_InitStructure);
    GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = use_ADC2_Pin;

```



```

GPIO_Init(use_ADC2_GPIO, &GPIO_InitStructure);
GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = use_ADC3_Pin;
GPIO_Init(use_ADC3_GPIO, &GPIO_InitStructure);
GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = use_ADC4_Pin;
GPIO_Init(use_ADC4_GPIO, &GPIO_InitStructure);
}
#ifdef USE_FULL_ASSERT

void assert_failed(uint8_t* file, uint32_t line)
{
    /* User can add his own implementation to report the file name and line number,
       ex: printf("Wrong parameters value: file %s on line %d\r\n", file, line) */

    /* Infinite loop */
    while (1)
    {
    }
}
#endif

```

Konfiguration der Timer für die Erzeugung der PWM-Signale & Wechsel des getakteten Halbbrückenweiges des Wandlers je nach Betriebsmodus (Auf- oder Abwärtsbetrieb):

```

#include "stm32f30x.h"

#include <stdio.h>
#include "stm32f30x_tim.h"
#include "timer.h"
#define Dead_time 100
#define use_TimerPeriod 720

void TIM_Config(uint16_t use_init_DutyCycle)
{
    TIM_TimeBaseInitTypeDef TIM_TimeBaseStructure;
    TIM_OCInitTypeDef TIM_OCInitStructure;
    TIM_BDTRInitTypeDef TIM_BDTRInitStructure;

    /* TIM1 clock enable */
    RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_TIM1 , ENABLE);
    /*
     * Pin-Konfiguration siehe unten
     */
}

```

```

PWM_Pin_Config();
/* Time Base Konfiguration für 100kHz*/
TIM_TimeBaseStructure.TIM_Prescaler = 9000;

/* Der Timer wird so eingestellt, dass er nach einem ResetEvent von 0 zur Obergrenze zählt
*/
TIM_TimeBaseStructure.TIM_CounterMode = TIM_CounterMode_Up;

/* Hier wird die Obergrenze Festgelegt */
TIM_TimeBaseStructure.TIM_Period = use_TimerPeriod;

/* Die ClockDivision stellt eine weitere Möglichkeit zur Teilung des Taktes dar. Da bei der
recht hohen PWM-Frequenz von 100kHz keine Teilung vorgenommen werden muss
wird dieser Wert auf 0 Gesetzt */

TIM_TimeBaseStructure.TIM_ClockDivision = 0;

/* Mittels des RepetitionCounters kann man alle N+1 Perioden ein UpdateEvent ausgeben.
Dies eignet sich um beispielsweise den Reglerausgang nur alle N+1 Perioden zu aktualisieren.
Hierdurch kann eine feste Zykluszeit für die Aktualisierung der Verzögerungszeiten zwischen
den PWM-Signalen eingestellt werden. Auf eine Änderung des Arbeitspunktes (aus einer
gespeicherten Lookuptable) werden die neuen Ansteuerzeiten bzw. Belegungswerte der
Timer aus der Lookuptable neu geladen */

TIM_TimeBaseStructure.TIM_RepetitionCounter = 0;

TIM_TimeBaseInit(TIM1, &TIM_TimeBaseStructure);

/*
* Der Mikrocontroller verfügt über verschiedene PWM-Modi um auch komplexere Signale
zu erzeugen. für das hier benötigte "normale" PWM-Signal, ist PWM1 oder PWM2 zu wählen.
*/
TIM_OCInitStructure.TIM_OCMode = TIM_OCMode_PWM2;
/* Diese Option bestimmt, ob das PWM-Signal auch ausgegeben werden, oder nur intern zu
generierung eines komplexeren Signals vorliegen soll */
TIM_OCInitStructure.TIM_OutputState = TIM_OutputState_Enable;
TIM_OCInitStructure.TIM_OutputNState = TIM_OutputNState_Enable;
/*
* Mit TIM_Pulse wird der Dutycycle festgelegt. Der zu setzende Wert richtet sich nach
TIM_Period. Möchte man beispielsweise einen DutyCycle von 50% einstellen und ist zudem

```

TIM_Period auf 720 gesetzt, so ist hier ein Wert 360 anzugeben. Für 25% DutyCycle entsprechend 180, für 10% 72 etc. Die Parametrisierung der Funktionen erfolgt beim Aufruf im Main-Hauptprogramm.

```
*/
```

```
TIM_OCInitStructure.TIM_Pulse = use_init_DutyCycle;
```

```
/* Der Timer kann grundsätzlich 2 zueinander komplementäre Signale ausgeben. Ein "normales" und ein "invertiertes". Mit der Option TIM_OCPolarity ihr ist es möglich aus dem "normalen" Signal das invertierte zu generieren und umgekehrt. */
```

```
TIM_OCInitStructure.TIM_OCPolarity = TIM_OCPolarity_High;
```

```
TIM_OCInitStructure.TIM_OCNPolarity = TIM_OCNPolarity_High;
```

```
/* mit TIM_OCIdleState lassen sich Standardwerte für die PWM Signale festlegen, welche im Falle eines Falles die Polarität der Ausgänge auf feste Werte setzen. Sie bietet sich an um Brückenschlüsse auszuschließen. */
```

```
TIM_OCInitStructure.TIM_OCIdleState = TIM_OCIdleState_Set; //Wert für nicht invertierenden ausgang im Idle_State
```

```
TIM_OCInitStructure.TIM_OCNIdeState = TIM_OCIdleState_Reset; //Wert für invertierenden ausgang im Idle_State
```

```
/*
```

```
* An Dieser Stelle werden die Einstellungen dem Timer übergeben. Da wir die H-Brücke als Hochsetzsteller (rechte Halbbrücke wird getaktet) oder Tiefsetzsteller (linke Halbbrücke wird getaktet) betreiben möchten, müssen unterschiedliche Pins für die PWM-Ausgabe verwendet werden. Diese sind jedoch intern über verschiedene PWM-Kanäle mit dem Timer verbunden.
```

```
* Daher:
```

```
* Für HSS-Variante wird Timer1 Channel 1 genutzt
```

```
* Für TSS-Variante wird Timer1 Channel 2 genutzt
```

```
*/
```

```
#ifdef HSS-Driver
```

```
TIM_SelectOutputTrigger(TIM1,TIM_TRGOSource_OC1 );
```

```
TIM_OC1Init(TIM1, &TIM_OCInitStructure);
```

```
#endif
```

```
#ifdef TSS-Driver
```

```
TIM_SelectOutputTrigger(TIM1,TIM_TRGOSource_OC2 );
```

```
TIM_OC2Init(TIM1, &TIM_OCInitStructure);
```

```
#endif
```

```
/* Der stm32f3 verfügt über ein BreakAndDeadTime-Register. Mit ihm kann eine feste Totzeit zwischen dem invertierten und dem nichtinvertierten PWM-Signal festgelegt werden. Zudem können verschiedene Events als Break-Events deklariert werden. Tritt ein solches Event auf (Beispielsweise ein Vorzeichenwechsel eines Komperatorausgangs) wird an den PWM-Ausgängen eine bestimmte Polarität erzwungen. Der Sinn besteht wieder darin Brückenschlüsse auszuschließen */
```

```
/* Legt die Polarität der Ausgänge fest */
```

```
TIM_BDTRInitStructure.TIM_OSSRState = TIM_OSSRState_Disable;  
TIM_BDTRInitStructure.TIM_OSSIState = TIM_OSSIState_Enable;
```

```
/* Das LOCKLevel verhindert eine ungewünschte Änderung sicherheitskritischer Parameter im Betrieb und betrifft hauptsächlich die Breakeinstellungen */
```

```
TIM_BDTRInitStructure.TIM_LOCKLevel = TIM_LOCKLevel_1;
```

```
/* Hier wird die Totzeit festgelegt */
```

```
TIM_BDTRInitStructure.TIM_DeadTime = use_Deadtime;
```

```
/* Mit dieser Option wird die Break-Option zur Verfügung gestellt. Mit TIM_Brak_Enable ist es dem entsprechenden Event möglich die Break auszulösen. */
```

```
TIM_BDTRInitStructure.TIM_Break = TIM_Break_Disable;
```

```
/* Hier wird festgelegt, ob die Break auf ein High, oder ein Low Signal reagieren soll. */
```

```
TIM_BDTRInitStructure.TIM_BreakPolarity = TIM_BreakPolarity_Low;  
TIM_BDTRInitStructure.TIM_AutomaticOutput = TIM_AutomaticOutput_Enable;  
TIM_BDTRConfig(TIM1, &TIM_BDTRInitStructure);
```

```
/* Timer einschalten */
```

```
TIM_Cmd(TIM1, ENABLE);
```

```
/* PWM-Ausgabe aktivieren */
```

```
TIM_CtrlPWMOutputs(TIM1, ENABLE);  
}  
void PWM_Pin_Config()  
{  
/*
```

```

* Konfiguration der Pins, entsprechend ihrer Funktion in der HSS-, bzw. TSS-Variante
* Es gibt jeweils 2 Pins mit PWM-Signal und 2 Pins mit dauerhaft HIGH- bzw. LOW-Signal
*/
RCC_AHBPeriphClockCmd( RCC_AHBPeriph_GPIOA, ENABLE);
GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure;

/* Zur Nutzung der PWM-Signale an den entsprechenden Pins müssen diese mit der Option
"Alternative Funktion" konfiguriert werden. */
GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AF;

GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_50MHz;
/* Um den Push-Pull Ausgangsverstärker am Pin zu aktivieren ist hier die Option
GPIO_OType_PP zu wählen. Zur Sicherheit wird weiterhin der Pulldownwiderstand aktiviert.
*/

GPIO_InitStructure.GPIO_OType = GPIO_OType_PP;
GPIO_InitStructure.GPIO_PuPd = GPIO_PuPd_DOWN;

GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = PWM_Pin;

GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);
GPIO_PinAFConfig(GPIOA, PWM_PinSource, GPIO_AF_6);

GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = nPWM_Pin;
GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);
GPIO_PinAFConfig(GPIOA, nPWM_PinSource, GPIO_AF_6);

/* Die Pins am nichtgetakteten Halbbrückenweig werden als Digitale IOs konfiguriert.
Entsprechend der Funktion "dauerhaft ein" bzw. "dauerhaft aus, werden zusätzlich die pull-
up, bzw. Pull-down Widerstände eingeschaltet */

GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_OUT;

GPIO_InitStructure.GPIO_PuPd = GPIO_PuPd_UP;
GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = one_Pin;
GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);

GPIO_InitStructure.GPIO_PuPd = GPIO_PuPd_DOWN;
GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = zero_Pin;
GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);
}

```

```

#ifdef USE_FULL_ASSERT

void assert_failed (uint8_t* file, uint32_t line)
{
    /* User can add his own implementation to report the file name and line number,
       ex: printf("Wrong parameters value: file %s on line %d\r\n", file, line) */
    /* Infinite loop */
    while (1)
    {
    }
}
#endif

```

Interrupts für die Auslösung der Trigger und das Zwischenspeichern der Messdaten (Code kann durch die Implementierung der Verzögerungszeiten zwischen den Ansteuersignalen der Schalter als Interrupts erweitert werden):

```

#include "stm32f30x_it.h"
#include "main.h"
#include "usb_istr.h"
#include "stm32f30x_adc.h"
#include "stm32f30x_usart.h"
extern void Send_Byte(char u);

extern __IO uint32_t UserButtonPressed;
extern __IO uint8_t DataReady;
extern __IO uint32_t USBConnectTimeOut;
__IO uint32_t i =0;

/* Für das Zwischenspeichern der Messdaten und die Zuordnung der Messwerte zu den
Kanälen wird der Flag "EndofConversion" für jeden Kanal abgefragt und ein Byte mit der
Bezeichnung des Kanals gesendet */

void ADC1_2_IRQHandler(void)
{
    ADC_ClearFlag(ADC1, ADC_FLAG_EOC );
    while(!ADC_GetFlagStatus(ADC2, ADC_FLAG_EOC ));
    ADC_ClearFlag(ADC2, ADC_FLAG_EOC );

    Send_Byte('A');
    Send_Byte(ADC_GetConversionValue(ADC1)>>4);
    Send_Byte('B');
}

```

```

        Send_Byte(ADC_GetConversionValue(ADC2)>>4);
    }
void ADC3_IRQHandler(void)
{
    ADC_ClearFlag(ADC3, ADC_FLAG_EOC );
    while(!ADC_GetFlagStatus(ADC4, ADC_FLAG_EOC ));
    ADC_ClearFlag(ADC4, ADC_FLAG_EOC );

    Send_Byte('C');
    Send_Byte(ADC_GetConversionValue(ADC3)>>4);
    Send_Byte('D');
    Send_Byte(ADC_GetConversionValue(ADC4)>>4);
}
/*          STM32F30x Peripherals Interrupt Handlers          */
/* Add here the Interrupt Handler for the used peripheral(s) (PPP), for the */
/* available peripheral interrupt handler's name please refer to the startup */
/* file (startup_stm32f30x.s).
*/
void USART2_IRQHandler(void) {
    uint16_t wert;

    if (USART_GetITStatus(USART2, USART_IT_RXNE) == SET) {
        // wenn ein Byte im Empfangspuffer steht
        wert=USART_ReceiveData(USART2);
        // Byte speichern
        P_UART_RX_INT(USART2_IRQn,wert);
    }
}
/*
/*void PPP_IRQHandler(void)
{
}*/

```

Code des MPPT-Reglers (hier wurde die Iterative Verfolgung des Leistungsgradienten mit einer festen Schrittweite implementiert. Eine Erweiterung für die Realisierung des Verfahrens mit einer variablen Schrittweite in Abhängigkeit vom Leistungsgradienten ist möglich)

```

#include "regler.h"

uint16_t I1_alt=9,I2_alt=9,U1_alt=9 , u2_alt=9;

float PWM_alt = 0.5;

void MPPT_Regler(uint16_t I1_ist, uint16_t I2_ist, uint16_t U1_ist, uint16_t U2_ist)
{
/* Dieser Algorithmus ist auf Geschwindigkeit ausgelegt. Um eine möglichst kurze
Durchlaufzeit zu erreichen werden Zwischenergebnisse NICHT im RAM abgelegt sondern
lediglich als Wert im Register gehalten. Damit die Berechnung trotzdem im richtigen
Zahlenformat (float) stattfindet, werden die Variablen mit (type) gecastet, der Compiler ist
somit angewiesen, diese als (type) zu behandeln. Der Cortex-M4 verfügt darüber hinaus über
eine FPU, welche vom Compiler (gcc) automatisch unterstützt wird, sofern dies gewünscht ist
und in der Konfiguration die Option "hard-fpu" gewählt wurde. Ferner wurde darauf geachtet,
dass die Pipeline möglichst konstant mit Befehlen derselben Ausführzeit gefüllt wird.

* Als Anhaltspunkte für die benötigten Ausführzeiten kann folgende zusammenfassung
genommen werden:

    * Addition/Subtraktion/Vergleiche: 1 Takt ; * Multiplikation: 1 bis 4 Takte (in
Abhängigkeit der Auslastung der Pipeline, werden z.B. viele voneinander unabhängige
Multiplikationen in Folge gefordert beträgt die Ausführzeit je Multiplikation 1 Takt, wird
jedoch nur eine Multiplikation gefordert, dann beträgt die Zeit 4 Takte); * Division: 14 Takte

    * Es ist also für die Effizienz des Codes nicht unwesentlich in welcher Reihenfolge die
Operationen ausgeführt werden. In Bezug auf die Geschwindigkeit sollten Befehle gleicher
Ausführzeit gruppiert werden, und Verzweigungen im Code zu vermeiden. */

//toggleControlBit(); Diese Funktion kippt einen Pin des µCs und wird zu Beginn und
Ende des Algorithmus ausgeführt. Mittels Oszilloskop ist somit die Laufzeit zu erfassen.

float fU1_ist, fI1_ist;

float eta_ist;

float Sw1Sig_in;

float Sw1Sig_out;

float PWM_ist;

//const float var_size = 0.2f;

fU1_ist=(float)U1_ist;

fI1_ist=(float)I1_ist;

```



```
/* Berechnung des Wirkungsgrades */
```

```
eta_ist=(fU1_ist*fI1_ist)/(float)U2_ist*(float)I2_ist;
```

```
/* Hier beginnt der eigentliche Algorithmus. Zunächst wird eine Fallunterscheidung vorgenommen, ob sich die Eingangsspannung seit der letzten Regleraktualisierung geändert hat. Falls dies der Fall ist, so soll der Arbeitspunkt um einen kleinen Schritt in Richtung Leistungsoptimum verschoben werden. Ändert sich die Eingangsspannung nicht, jedoch der der Strom so soll in derselben Weise verfahren werden. */
```

```
if(U1_ist-U1_alt)
```

```
{
```

```
if((-float)(I1_ist-I1_alt)/(float)(U1_ist-U1_alt)+(float)I1_ist/(float)U1_ist)>0)
```

```
{
```

```
    PWM_ist=PWM_alt+0.001f;
```

```
}else
```

```
{
```

```
    PWM_ist=PWM_alt-0.001f;
```

```
}
```

```
}
```

```
else
```

```
{
```

```
    if((I1_ist-I1_alt)>0)
```

```
{
```

```
    PWM_ist=PWM_alt+0.001f;
```

```
}else
```

```
{
```

```
    PWM_ist=PWM_alt-0.001f;
```

```
}
```

```
}
```

```
PWM_ist=PWM_alt+Sw1Sig_out;//In das PWM-Preload-Register schreiben
```

```
PWM_alt=PWM_ist;

I1_alt=I1_ist;

U1_alt=U1_ist;

//toggleControlBit(); Funktion: Siehe oben
}

void toggleControlBit()
{
    if(GPIO_ReadOutputDataBit(GPIOD, GPIO_Pin_1))
    {
        GPIO_ResetBits(GPIOD, GPIO_Pin_1);
    }
    else
    {
        GPIO_SetBits(GPIOD, GPIO_Pin_1);
    }
}
```