



# Schlussbericht PV-MoVe – Methoden, Verfahren und Komponenten zur Reduzierung von Schaltverlusten in schnell taktenden PV-Stromrichtern für zielgerichtete Gewichts- und Kostenreduktion



## Teilvorhaben: Induktive Bauelemente für schnelles Schalten in PV-Stromrichtern

Autoren: Manfred Wohlstreicher, Dr.-Ing. Michael Schmidhuber

Zuschussempfänger:	Förderkennzeichen:
SUMIDA Components & Modules GmbH	03EE1011D
Vorhabenbezeichnung:	
Verbundprojekt: Methoden, Verfahren und Komponenten zur Reduzierung von Schaltverlusten in schnell taktenden PV-Stromrichtern für zielgerichtete Gewichts- und Kostenreduktion – PV-MoVe	
Teilvorhaben: Induktive Bauelemente für schnelles Schalten in PV-Stromrichtern	
Laufzeit des Vorhabens / Berichtszeitraum:	
01.05.2019 bis 31.04.2023	
Datum:	
26.10.2023	



Dieses Forschungs- und Entwicklungsprojekt wurde mit Mitteln des Bundesministeriums für Wirtschaft und Klimaschutz (BMWK) im Rahmen der Ausschreibung „Förderung von Forschungs- und Entwicklungsvorhaben zum Themenfeld Leistungselektronik zur Energieeffizienz-Steigerung (LES)“ gefördert und vom Projektträger PTJ betreut.

Der Bericht stellt die Ergebnisse aus dem Verbundprojekt vor. Die Verantwortung für den Inhalt dieser Veröffentlichung liegt bei den Autoren.

**Gefördert durch:**



Bundesministerium  
für Wirtschaft  
und Klimaschutz

aufgrund eines Beschlusses  
des Deutschen Bundestages

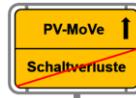
Die Autoren und die beteiligten Firmen bedanken sich für die finanzielle Unterstützung durch das Bundesministerium für Wirtschaft und Klimaschutz und für die Betreuung durch den Projektträger Jülich.





## Inhaltsverzeichnis:

<b>I. Überblick Gesamtvorhaben.....</b>	<b>9</b>
1) Aufgabenstellung .....	9
2) Planung und Ablauf des Teilvorhabens.....	10
3) Wissenschaftlicher und technischer Stand bei Projektbeginn.....	13
4) Wissenschaftlich-technischer Stand bei Projektende.....	17
5) Zusammenarbeit mit anderen Stellen .....	18
<b>II. Eingehende Darstellung der erzielten Ergebnisse.....</b>	<b>21</b>
1) AP 4.1: Detailspezifikation und Anforderungen aufgrund der Ergebnisse aus AP 2 und 3 21	
○ Anforderungen an den PV-Booster (DC/DC Steller).....	21
○ Anforderungen an die Stromrichterdrossel .....	24
○ Anforderungen an das Entlastungsnetzwerk .....	25
2) AP 4.2: Simulation, Auslegung und Dimensionierung von Drosseln für den multiphasigen PV-Booster.....	27
3) AP 4.3: Simulation, Auslegung, und Dimensionierung induktiver Leistungsbauelemente (Stromrichterdrossel) .....	44
4) AP 4.4. Simulation und Design der Demodulations- und EMV-Filtermodule .....	49
5) AP 4.5: Simulation, Auslegung und Dimensionierung von passiven Schaltentlastungskomponenten (z.B. eines galvanisch getrennten und aktiven Snubber- Transformators) .....	50
6) AP 4.6: Untersuchung von Wärmemanagementkonzepten zur Integration aktiver und passiver Leistungskomponenten (u.a. von Heat Pipes und aktiven Kühlmechanismen) .....	52
7) AP 4.7: Optimierung der niederinduktiven Aufbau- und Verbindungstechnik.....	55
8) AP 4.8: Weiterentwicklung des Kalorimeters incl. Bestromungseinheit zur exakten Verlustleistungsbestimmung der neuen magnetischen Bauelemente.....	59
9) AP 4.9: Verlustleistungsbestimmung und Modelbildung der induktiven Bauelemente	60
10) AP 4.10: Entwicklung eines Entwärmungskonzepts für die ursprünglich geplante Anwendung .....	65



11)	AP 4.11: Aufbau 1. Iteration der Induktivitäten .....	65
12)	AP 4.12: Aufbau 2. Iteration der Induktivitäten .....	69
13)	Arbeitspaketübergreifende Tätigkeiten / Zusammenarbeit im Verbund .....	72
<b>III. Nutzen für das Unternehmen, insbesondere Verwertbarkeit des Ergebnisses .....</b>		<b>73</b>
<b>IV. Darstellung des während des Vorhabens bekannt gewordenen Fortschritts auf diesem Gebiet bei anderen Stellen .....</b>		<b>75</b>
<b>V. Erfolgte oder geplante Veröffentlichungen, Vorträge, Referate, etc. ....</b>		<b>76</b>



## Abbildungsverzeichnis:

<b>Abbildung 1: Geänderter Arbeitsplan in AP 4.....</b>	<b>13</b>
<b>Abbildung 2: Leistungsdrossel Stand der Technik ~20 kHz (links) und optimierte Leistungsdrossel Stand der Wissenschaft für ~100 kHz mit 60% Gewichtseinsparung (rechts) .....</b>	<b>14</b>
<b>Abbildung 3: Gewichtsverteilung eines optimierten Wechselrichters mit 25 kW Leistung nach aktuellerem Stand der Wissenschaft (PV-LEO).....</b>	<b>15</b>
<b>Abbildung 4: Zwei separate Drosseln (links, insgesamt 540 cm<sup>3</sup>) und zwei magnetisch gekoppelte Induktivitäten (interleaved) (rechts, 397 cm<sup>3</sup>) mit einer Volumeneinsparung von 27 % .....</b>	<b>16</b>
<b>Abbildung 5: spezifische Leistung von Wechselrichtern mit etwa 30 kW Leistung. Durchschnitt des Stands der Technik (rote Linie), Stand der Wissenschaft (PV-LEO), Ziel (PV-MoVe) .....</b>	<b>17</b>
<b>Abbildung 6: Projektstruktur PV-MoVe und Verwertungsschwerpunkte .....</b>	<b>19</b>
<b>Abbildung 7: Blockdiagramm eines Solarwechselrichters; der in dieser Spezifikation betrachtete Hochsetzsteller ist in blau hervorgehoben.....</b>	<b>21</b>
<b>Abbildung 8: Topologie des „Interleaved Boost Converters“ .....</b>	<b>22</b>
<b>Abbildung 9: Wechselrichter Topologie (einphasige Darstellung bis L<sub>1</sub>/C, danach dreiphasig)...</b>	<b>24</b>
<b>Abbildung 10: Wechselrichter mit Entlastungsnetzwerk .....</b>	<b>26</b>
<b>Abbildung 11: Topologie des „Interleaved Boost Converters“ .....</b>	<b>27</b>
<b>Abbildung 12: eingeprägte Stromform in der Simulation der Hauptschwingerung L1 .....</b>	<b>29</b>
<b>Abbildung 13: simulative Verifizierung der geforderten Induktivität der Hauptschwingerung L1.....</b>	<b>30</b>
<b>Abbildung 14: Konturplot der maximalen magnetischen Flussdichteverteilung von L1 (Darstellung im Halbmodell) .....</b>	<b>31</b>
<b>Abbildung 15: Simulative Ermittlung der magnetischen Feldstärken in L1 (Darstellung im Halbmodell).....</b>	<b>32</b>
<b>Abbildung 16: Ausführungsweise Interleaved mit 2 Einzeldrosseln und gekoppelt mit einer Drossel .....</b>	<b>33</b>
<b>Abbildung 17: Ausführung der gekoppelten Drosseln mit 2 Einzeldrosseln (CCI links) und einer Drossel mit 3 Wicklungen (IWC1 rechts).....</b>	<b>33</b>
<b>Abbildung 18: Ausführung der magnetischen Komponenten im Hochsetzsteller .....</b>	<b>34</b>
<b>Abbildung 19: Volumen der einzelnen Ausführungsvarianten @ 48 kHz.....</b>	<b>35</b>



<b>Abbildung 20: Gewicht der einzelnen Ausführungsvarianten @ 48 kHz .....</b>	<b>36</b>
<b>Abbildung 21: Hochsetzsteller-Topologie mit invers gekoppelten Induktivitäten.....</b>	<b>37</b>
<b>Abbildung 22: Spannungsverläufe in den Induktivitäten L1 und L2.....</b>	<b>38</b>
<b>Abbildung 23: Stromverlauf in den Induktivitäten L1 und L2 .....</b>	<b>38</b>
<b>Abbildung 24: Magnetischer Feldverlauf in der gekoppelten Drossel .....</b>	<b>40</b>
<b>Abbildung 25: Magnetische Flussdichteverteilung in der gekoppelten Drossel .....</b>	<b>40</b>
<b>Abbildung 26: Abmaße der berechneten Hilfsdrossel L3 .....</b>	<b>42</b>
<b>Abbildung 27: Induktivitätsverlauf mit steigendem Strom .....</b>	<b>43</b>
<b>Abbildung 28: Simulation der magnetischen Aussteuerung der Hilfsdrossel L3 .....</b>	<b>43</b>
<b>Abbildung 29: Gewichtsvergleich von 2Level zu 3Level-Topologie .....</b>	<b>45</b>
<b>Abbildung 30: Bauteilgewicht Sinusfilter LDM1 bei verschiedenen Rippelanteilen und Frequenzen .....</b>	<b>47</b>
<b>Abbildung 31: Maße Sinusfilter mit 48kHz und 30% Rippelanteil.....</b>	<b>48</b>
<b>Abbildung 32: Stromdichteverteilung in der Wicklung (bei 24mm<sup>2</sup> Querschnitt einer Windung)48</b>	
<b>Abbildung 33: Simulation der maximalen magnetischen Flussdichte B in der Drossel .....</b>	<b>49</b>
<b>Abbildung 34: Resultierende Induktivität aus Simulation .....</b>	<b>51</b>
<b>Abbildung 35: Stromdichtverteilung in der Resonanzinduktivität.....</b>	<b>51</b>
<b>Abbildung 36: Hauptdrossel L1 in Vergussbecher zur thermischen Analyse .....</b>	<b>52</b>
<b>Abbildung 37: Thermische Simulation der Hauptdrossel L1 in Alugehäuse .....</b>	<b>53</b>
<b>Abbildung 38: Thermische Simulation der Hauptdrossel L1 mit Kühlplatte bei 65°C .....</b>	<b>54</b>
<b>Abbildung 39: Vorschlag zur PCB-Anbindung .....</b>	<b>55</b>
<b>Abbildung 40: Hilfsinduktivität mit E42-Kern; Ansichten: links (isometrisch), mittig (Seitenansicht), rechts (Ansicht von unten) .....</b>	<b>56</b>
<b>Abbildung 41: Bemaßung der Anbindungspunkte der Hilfsdrossel auf PCB.....</b>	<b>57</b>
<b>Abbildung 42: Schraubschlüssige Verbindung der Induktivität an PCB.....</b>	<b>58</b>
<b>Abbildung 43: Daten Flachstecker für Hilfsinduktivität.....</b>	<b>59</b>
<b>Abbildung 44: Simulative bzw. rechnerisch ermittelte Verlustanteile im Ferritmaterial Fi335 ...</b>	<b>61</b>
<b>Abbildung 45: Simulativ ermittelte Kernverluste des Sinusfilters LDM1 mit Ferritmaterial Fi335 bei verschiedenen Frequenzen.....</b>	<b>62</b>
<b>Abbildung 46: Sinusfilter LDM1 _ Gesamtverlustleistung .....</b>	<b>63</b>
<b>Abbildung 47: Simulierte maximale Temperatur (Hot Spot) im Bauteil.....</b>	<b>64</b>

---

<b>Abbildung 48: Max. Temperatur der Drossel 84 µH @ 48 kHz ohne Wicklung (links) und mit Wicklung (rechts).....</b>	<b>64</b>
<b>Abbildung 49: 3D-Modell (links) und Explosionsdarstellung (rechts) der Hauptdrossel L1.....</b>	<b>65</b>
<b>Abbildung 50: Aufgebautes Labormuster der Hauptdrossel .....</b>	<b>66</b>
<b>Abbildung 51: Geometrische Maße eines E42/21/20 Katalogkern .....</b>	<b>67</b>
<b>Abbildung 52: Labormuster der Hilfsinduktivität L2 .....</b>	<b>67</b>
<b>Abbildung 53: Muster der Resonanzdrossel Lr in Simulation und realem Aufbau.....</b>	<b>68</b>
<b>Abbildung 54: Geometrische Maße der Resonanzdrossel.....</b>	<b>68</b>
<b>Abbildung 55: L-I-Verlauf der Hilfsinduktivität mit DPG10 Power Choke Tester V1.9 .....</b>	<b>69</b>
<b>Abbildung 56: Hilfsinduktivität Ls mit Bezeichnung der Anschlüsse .....</b>	<b>70</b>
<b>Abbildung 57: optimierter Aufbau der Hilfsinduktivität .....</b>	<b>70</b>
<b>Abbildung 58: optimierter L-I-Verlauf des neuen Aufbaus mit DPG10 Power Choke Tester V1.9</b>	<b>71</b>



## Tabellenverzeichnis:

<b>Tabelle 1: Änderungen im Projekt PV-MoVe .....</b>	<b>12</b>
<b>Tabelle 2: Projektpartner .....</b>	<b>18</b>
<b>Tabelle 3: Spezifikation der Hauptinduktivität L1 bzw. L3 .....</b>	<b>23</b>
<b>Tabelle 4: Spezifikation der Hilfsinduktivität L2 bzw. L4 .....</b>	<b>23</b>
<b>Tabelle 5: Elektrische Spezifikation Wechselrichter.....</b>	<b>24</b>
<b>Tabelle 6: Induktivitätswert LDM1.....</b>	<b>25</b>
<b>Tabelle 7: Auftretende Höchstwerte für LDM1 .....</b>	<b>25</b>
<b>Tabelle 8: Spannungsbelastung für LDM1 .....</b>	<b>25</b>
<b>Tabelle 9: Elektrische Eigenschaften der Resonanz-Induktivität Lr.....</b>	<b>26</b>
<b>Tabelle 10: Berechnung und Aufbau der Hauptdrossel L1 .....</b>	<b>28</b>
<b>Tabelle 11: Volumenanteile der HSS-Hauptdrossel bei verschiedenen Ausführungen .....</b>	<b>35</b>
<b>Tabelle 12: Gewichtsanteile der HSS-Hauptdrossel bei verschiedenen Ausführungen.....</b>	<b>36</b>
<b>Tabelle 13: Zeitabschnitte mit den zugehörigen Strömen in den Wicklungen L1 und L2 .....</b>	<b>39</b>
<b>Tabelle 14: Berechnung und Aufbau Hilfsdrossel L3 .....</b>	<b>41</b>
<b>Tabelle 15: Induktivitätswerte des Sinusfilter bei verschiedenen Varianten .....</b>	<b>44</b>
<b>Tabelle 16: Drosselgewichte aus Simulation .....</b>	<b>44</b>
<b>Tabelle 17: Ermittlung der geometrischen, volumen- und massenspezifischen Parameter der Drosseln .....</b>	<b>46</b>
<b>Tabelle 18: Auslegung und Berechnung der Resonanzinduktivität.....</b>	<b>50</b>
<b>Tabelle 19: Simulativ ermittelte Verlustanteile in der Wicklung des Sinusfilter LDM1 .....</b>	<b>60</b>
<b>Tabelle 20: Verlustanteile des Sinusfilter LDM1 .....</b>	<b>63</b>
<b>Tabelle 21: Wirtschaftlicher und wissenschaftlicher Verwertungsplan .....</b>	<b>74</b>

## I. Überblick Gesamtvorhaben

### 1) Aufgabenstellung

Der Bereich der Photovoltaik unterliegt seit vielen Jahren einem enormen Preisdruck. Als Teil der PV-Anlage unterliegen auch die Umrichter diesem Preisdruck, der durch eine sehr starke Konkurrenz fernöstlicher Hersteller hervorgerufen wird. Ebenso bedingen die weltweit sinkenden Einspeisetarife für einen wirtschaftlichen Betrieb der PV-Anlage niedrige Komponentenpreise. Gleichzeitig steigen die Anforderungen an die Funktionsvielfalt der Geräte weiterhin an (z.B. universelle Verwendung in PV- und Batterieanwendungen, Netzeinspeisung, Eigenverbrauch und Inselbetrieb, Bereitstellung von Netzdienstleistungen). Eine weitere Kostensenkung unter Beibehaltung der Funktionsvielfalt ist ein wesentlicher Faktor für die Konkurrenzfähigkeit deutscher Produkte. Ein Großteil der Kosten eines Wechselrichters für Photovoltaik oder Speichersysteme wird durch die Rohstoffe wie Kupfer, Aluminium und Eisen hervorgerufen. Durch Einsparungen von Rohstoffen können die Herstellungskosten maßgeblich gesenkt und die Wettbewerbsfähigkeit verbessert werden.

Die **Einsparung von Ressourcen und Kosten** ist daher das übergeordnete **Ziel des Projekts**. Neben der unmittelbaren Senkung der Material- bzw. Herstellungskosten ergeben sich durch das **deutlich niedrigere Leistungsgewicht** auch **Kostenvorteile** beim Transport und bei der Installation der Stromrichter.

Durch **hohe Taktraten** ist es möglich, **die passiven Komponenten, wie Filterdrosseln und EMV-Filter massiv zu verkleinern**. Die Drosseln tragen heutzutage einen Großteil zu den benötigten Rohstoffen wie Kupfer, Eisen und Aluminium bei. Gleichzeitig kann durch eine weitere Reduktion der Schaltverluste eine **Verringerung der Kühlleinheit** vorgenommen werden. Dies spart wiederum Material und steigert gleichzeitig die Zuverlässigkeit, wenn die staub-, eis- und salzanfälligen Lüfter eingespart werden können.

Mit neuartigen Wide-Band-Gap-Halbleitern wie Siliziumkarbid (SiC) wurde bereits nachgewiesen, dass durch den Betrieb mit höheren Schaltfrequenzen von 50 kHz - 100 kHz eine deutliche Einsparung bei den passiven Komponenten sowie am Gesamtsystem (z.B. Kühlung) möglich ist. Gegenüber Si-IGBTs haben SiC-Halbleiter signifikant geringere Schaltverluste. Diesen Vorteilen stehen aber die hohen Kosten von SiC-Halbleitern gegenüber.



Im geplanten Projekt sollten daher weitere Lösungsansätze und Verfahren für passive Bauelemente und Filterkomponenten untersucht werden, mit denen es möglich ist, Si-IGBTs mit höheren Schaltfrequenzen von ca. 50 kHz zu betreiben und dabei die Abstimmung mit den passiven Komponenten so zu gestalten, dass dabei eine mindestens gleichbleibende Effizienz erreicht wird.

Diese Verfahren zur Steigerung der Leistungsdichte als auch zur Reduzierung des Leistungsgewichts sollten im Projekt analysiert, simuliert und anhand eines Demonstrators verifiziert werden. In diesem Teilvorhaben stellten sowohl die passiven induktiven Bauelemente, die Filterkomponenten sowie die Entwärmungs- bzw. Kühlkonzepte einen wesentlichen Schwerpunkt dar und boten somit ein großes Innovationspotential.

## 2) Planung und Ablauf des Teilvorhabens

Der Ausstieg des Projektleiters KACO new energy sorgte im Jahr 2021 über einen längeren Zeitraum für Unsicherheiten und Probleme in der inhaltlichen Bearbeitung der Projektaufgaben, was zu Verzögerungen im ursprünglich geplanten Projektverlauf führte. Deswegen wurde eine umfangreiche Projektänderung notwendig, die im Oktober 2021 beantragt und im Dezember 2021 bewilligt wurde. Im Zuge dieser Projektänderung verlagerte sich der Fokus des Projekts vom Gesamtsystem PV-Wechselrichter hin zu den drei Kernkomponenten bzw. -technologien Leistungshalbleiter (Infineon), **Leistungsinduktivitäten (Sumida)** und Schaltungstechnik / Schaltentlastung (Fraunhofer IEE) sowie den dazugehörigen Detail- und Applikationsuntersuchungen. Da KACO das Projekt weiterhin als assoziierter Partner begleitet hat und die verbliebenen Partner exzellente Verbindungen zu weiteren potenziellen Abnehmern unterhalten, war die Übertragung der Projektergebnisse in relevante Industriezweige weiterhin gesichert.

Im Laufe des Frühlings 2022 kam es Beim Projektpartner Fraunhofer IEE vermehrt zu krankheitsbedingten Personalausfällen. Dadurch war es über mehrere Wochen hinweg nicht bzw. kaum möglich, praktische Laborarbeiten durchzuführen. Dieser Umstand führt projektübergreifend zu Verzögerungen.

Weiterhin stellte sich die Berechnung und die technische Implementierung der Steuersignale für die Entlastungsnetzwerke komplizierter dar, als es ursprünglich vorausgesehen werden konnte. Die Steuersignale konnten erfolgreich berechnet und im verwendeten Prozessor implementiert werden, allerdings war dafür wesentlich mehr Zeit- bzw. Personalaufwand notwendig als ursprünglich geplant. Dieser Umstand hatte keine Auswirkungen auf das Erreichen der Projektziele, jedoch fielen die individuellen Untersuchungen an den Entlastungsnetzwerken etwas weniger umfangreich aus.

Ebenso konnte durch den Entfall des Demonstrator-Aufbaus bei KACO ein wichtiger Schritt in der Technologievalidierung nicht nachgewiesen werden.

Die verbleibenden Projektpartner Infineon, SUMIDA und Fraunhofer IEE haben gemeinsam einen Plan erarbeitet, mit dem das Projekt trotzdem noch zu einem sinnvollen und allseits nützlichen Abschluss gebracht werden konnte. Dieser Plan erforderte allerdings einige Änderungen der Arbeitsinhalte, die im Folgenden erläutert werden.

- Der ursprüngliche Plan, zwei Iterationen an integrierten Demonstratoren aufzubauen, konnte ohne die Beteiligung bzw. ohne die Arbeitsleistung von KACO nicht mehr erfüllt werden, da dazu die Personal- und Sachmittel bei den verbliebenen Partnern nicht mehr ausreichten. Daher wurden die neu entwickelten Bauelemente von SUMIDA auf Basis der Labormuster ausführlicher untersucht.
- Dazu wurden bei allen Partnern die Ressourcen, die ursprünglich für die Unterstützung von KACO beim Aufbau der Demonstratoren vorgesehen waren, für die Integration und Untersuchung der Komponenten im Labormuster umgewidmet sowie der Umfang der Tests im Labormuster erweitert. Dadurch sollte erreicht werden, dass die Industriepartner die teilweise bereits begonnene Optimierung der Bauelemente der zweiten Iteration noch in einer funktionalen Umgebung validieren konnten.
- Dieser Plan erforderte es, dass die Arbeitspakete (AP) 3.9 – 3.14, 4.4 und 6.2 sowie die Meilensteine M4 und M5 (Demonstrator Rev. 1 und 2) entfielen. Einige Arbeiten, die ursprünglich für die Realisierung des Demonstrators notwendig waren, wurden in veränderter Form auch für die geänderte Zielstellung notwendig und wurden in den neu geschaffenen AP 4.10 – 4.12 eingegliedert.

- Gleichzeitig mussten die Meilensteine M2 – M5 verschoben werden, um der Verzögerung des Projektes Rechnung zu tragen. Weiterhin war eine inhaltliche Änderung für die AP 4.3 und 4.6 von Sumida notwendig, um den Entfall des Demonstrators zu berücksichtigen.

Die geplanten Änderungen für Sumida zur ursprünglichen Planung wurden in Tabelle 1 in blauer Schrift markiert und ein aktualisierter Zeitplan in Abbildung 1 dargestellt.

Tabelle 1: Änderungen im Projekt PV-MoVe

AP	Beschreibung
4.3 (Änderung)	Simulation, Auslegung, und Dimensionierung induktiver Leistungsbauselemente (Stromrichterdrossel)  <b>Die entwickelten Bauelemente werden im Kalorimeter untersucht, um das Realverhalten möglichst genau nachbilden zu können.</b>
4.6 (Reduktion)	Untersuchung von Wärmemanagementkonzepten zur Integration aktiver und passiver Leistungskomponenten (u.a. von Heatpipes und aktiven Kühlmechanismen)
4.10 (neu)	<b>Entwicklung eines Entwärmungskonzepts für die ursprünglich geplante Anwendung</b>  Basierend auf der ursprünglich geplanten Anwendung wird ein Entwärmungskonzept entwickelt und untersucht, das für diese Anwendung geeignet ist.
4.11 (neu)	<b>Aufbau 1. Iteration der Induktivitäten</b>  Die erste Iteration der Leistungsinduktivitäten wird für das Labormuster hergestellt und an das IEE gesendet.
4.12 (neu)	<b>Aufbau 2. Iteration der Induktivitäten</b>  Die erste Iteration der Leistungsinduktivitäten wird für das Labormuster hergestellt und an das IEE gesendet.

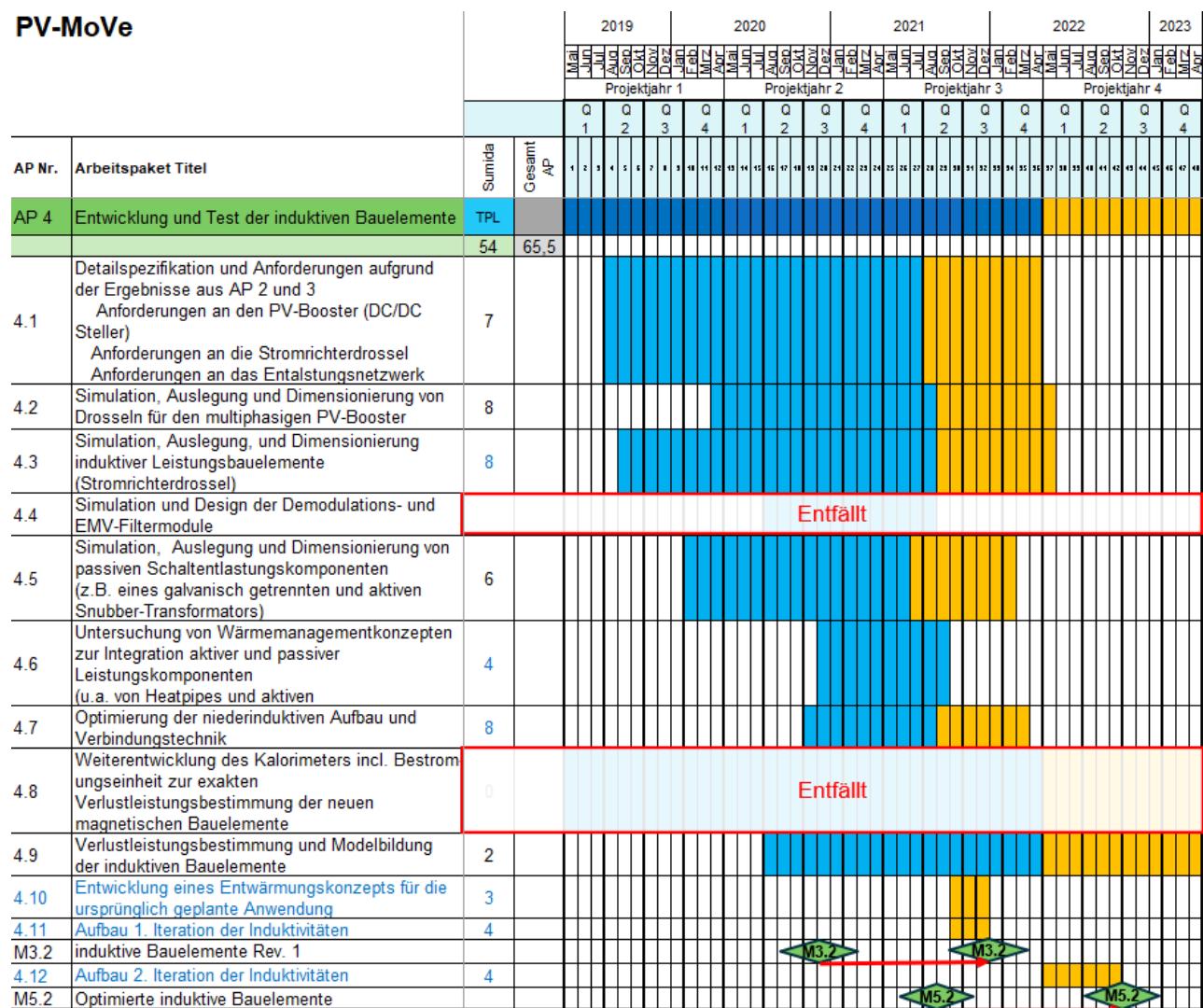


Abbildung 1: Geänderter Arbeitsplan in AP 4

### **3) Wissenschaftlicher und technischer Stand bei Projektbeginn**

Ziel des Forschungsprojekts „PV-MoVe“ lag in der Entwicklung eines neuartigen Wechselrichters mit 50 kW Leistungsübertragung. Die marktüblichen Wechselrichter dieser Leistungsklasse wurden mit Schaltfrequenzen von 20 kHz betrieben, nutzten Halbleiter auf Silizium Basis und erreichten dabei Wirkungsgrade von >98%. Diese ausgereifte und praxiserprobte Technik erreichte ein Leistungsgewicht von 1,6 bis 3,1 kg/kW. Wechselrichter, die im Rahmen der Wissenschaft und Forschung entwickelt wurden, zielten auf höhere Schaltfrequenzen und dadurch massive Steigerung der Leistungsdichte ab. Um die hohen Schaltfrequenzen von 50 bis 100 kHz erreichen zu können, werden dabei neuartige Halbleiter auf Galliumnitrid und Siliziumkarbid Basis eingesetzt. Im Forschungsprojekt PV-LEO konnte mit SiC-Transistoren bei

50 kHz Schaltfrequenz ein Stringwechselrichter mit einem Leistungsgewicht von 1 kg/kW realisiert werden. Der Einsatz der neuen Transistoren brachte sowohl hohe Kosten als auch Probleme bei der elektromagnetischen Verträglichkeit mit sich. Durch die schnellen Schaltvorgänge entstanden steile Signalflanken sowohl beim Strom ( $di/dt$ ) als auch bei der Spannung ( $du/dt$ ). Ziel des Forschungsvorhabens PV-MoVe war es, die teuren SiC-Halbleiter ganz oder zumindest teilweise durch gängige Si-Halbleiter zu ersetzen, dabei trotzdem hohe Schaltfrequenzen zu erreichen und die entstehenden Verluste gering zu halten. Erreicht werden sollte dies durch quasiresonantes Schalten bzw. aktive Schaltentlastungsnetzwerke.

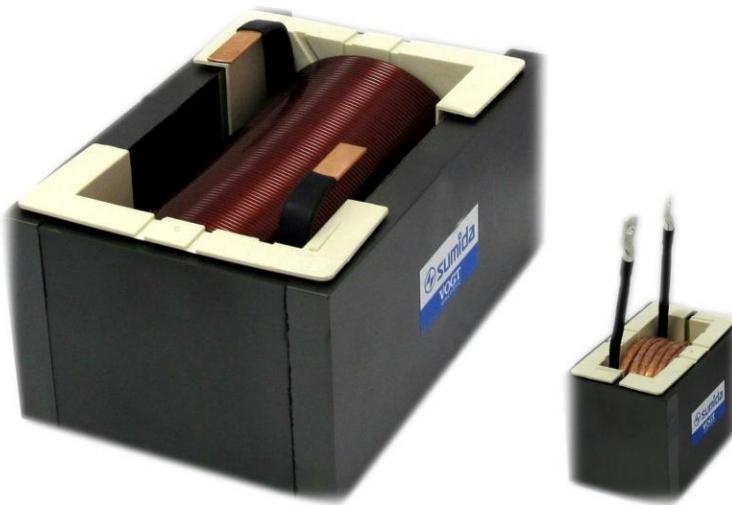


Abbildung 2: Leistungsdrossel Stand der Technik ~20 kHz (links) und optimierte Leistungsdrossel Stand der Wissenschaft für ~100 kHz mit 60% Gewichtseinsparung (rechts)

Eine besondere Rolle für die erreichbare Leistungsdichte spielten die induktiven Bauelemente. In marktüblichen Wechselrichtern nehmen sie einen erheblichen Teil des Gesamtgewichts und Volumens ein. Auch auf dem Stand der Wissenschaft war diese Gewichtsaufteilung nicht signifikant anders.

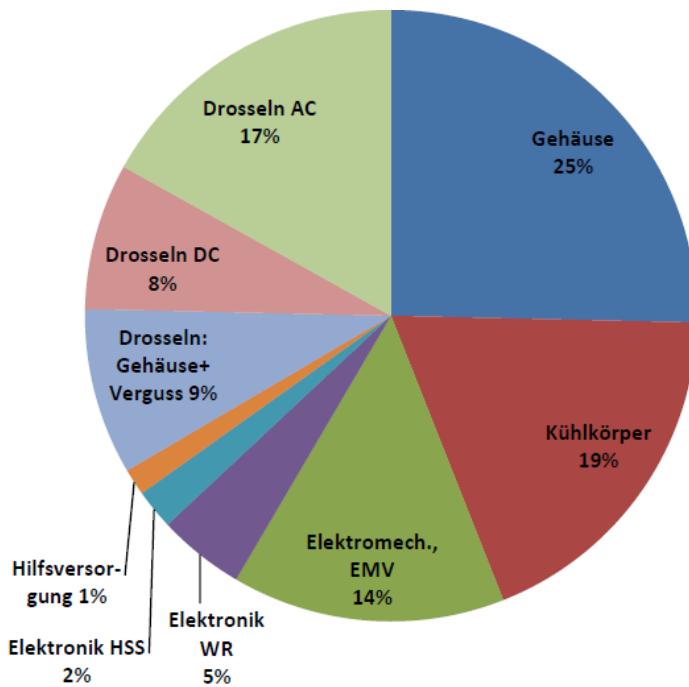


Abbildung 3: Gewichtsverteilung eines optimierten Wechselrichters mit 25 kW Leistung nach aktuellem Stand der Wissenschaft (PV-LEO)

In elektrischen Schaltkreisen werden Induktivitäten zur Stromglättung, EMV-regulierung und Regelung benötigt. Die Größe des benötigten Induktivitätswerts hängt von der Höhe des bei Schaltvorgängen entstehenden Stromrippels ab. Mit steigender Frequenz nimmt die Anzahl der Schaltvorgänge und die Flankensteilheit der Signale zu, und die Höhe des Rippels ab. Gängige Wechselrichter mit Schaltfrequenzen von 20 kHz enthalten deshalb Drosseln mit großer induktiver Wirkung und entsprechend großem Volumen. Bei der Optimierung wird auf konventionelle Techniken zurückgegriffen. Voll- oder Flachdrahtwickel sind technisch gut fertigbar und bei den relativ niedrigen Frequenzen preiswerte und ausgereifte Lösungen. Durch passende Ferritmaterialien werden die Kernverluste gering gehalten. Der Wärmeübergang zwischen einem Körper und der Umgebung ist stark von der Größe seiner Oberfläche abhängig. Das thermische Management der induktiven Bauelemente in konventionellen Wechselrichtern stellt durch die Größe der Drosseln keine große Herausforderung dar.

Durch Erhöhung der Schaltfrequenz einer elektrischen Schaltung nimmt die Steilheit der Signalflanken zu und die Hubhöhe ab. Dadurch sinken die benötigten Induktivitätswerte. Da das Volumen eines induktiven Bauelements unter anderem von der benötigten Induktivität

abhangt, bringt die Erhöhung der Schaltfrequenz eine Minderung des Platzbedarfs mit sich.

Insgesamt gilt in guter Näherung eine reziproke Abhängigkeit des Volumens von der Schaltfrequenz sowie eine Proportionalität des Volumens zur übertragenen Leistung. ( $V_L \sim P_L/f_S$ ) Gleichzeitig bleiben die Ansprüche an die Stromtragfähigkeit, Spannungssicherheit und Entwärmung bei erhöhter Schaltfrequenz unberührt und die Anforderungen durch hochfrequente Effekte wie Skin- und Proximity-Verluste steigen.

Im **Projekt PV-MoVe** mussten die induktiven Bauelemente sehr hohe Anforderungen erfüllen. Bei einer angestrebten übertragenen Leistung von 50 kW und einem dreiphasigen Aufbau mussten die Drosseln mit Strömen bis zu 75 A umgehen können. Um die hochgesteckten Ziele erreichen zu können, wurden neuartige Materialien mit neuartigen Aufbauweisen und innovativen Konzepten untersucht und umgesetzt. Durch die Nutzung des Interleaved-Betriebs der Drosseln sollten an dieser Stelle zusätzlicher Platzbedarf eingespart werden. Bei der Auslegung dreiphasiger Drosseln wurde die zeitliche Verschiebung der Signale genutzt. Drei Wicklungen auf einem gemeinsamen Kern ersetzten drei eigenständige Bauteile. Bei geringer magnetischer Kopplung kann, bedingt durch den zeitlichen Versatz der Signale, magnetische Querschnittsfläche für alle drei Induktivitäten genutzt und dadurch bis zu 30 % Volumen eingespart werden. Dabei konnte auf Erfahrungen aus dem aktuellen Stand der Wissenschaft aus dem **Projekt PV-Leo** zurückgegriffen werden.

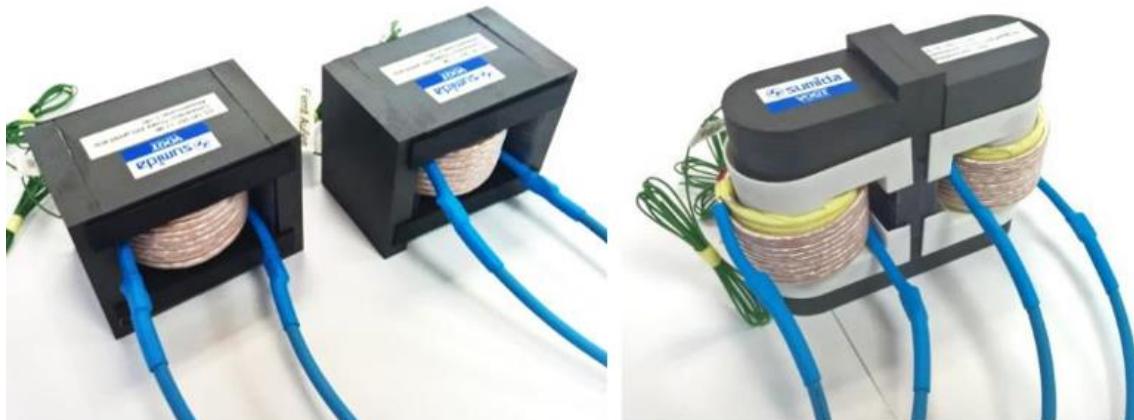


Abbildung 4: Zwei separate Drosseln (links, insgesamt 540 cm<sup>3</sup>) und zwei magnetisch gekoppelte Induktivitäten (interleaved) (rechts, 397 cm<sup>3</sup>) mit einer Volumeneinsparung von 27 %

Ziel war ein hoch effizienter, innovativer und kostengünstiger Wechselrichter mit einem **Leistungsgewicht von 0,5 kW/kg** und damit einer Verdopplung der Leistungsdichte verglichen mit dem Stand der Wissenschaft.

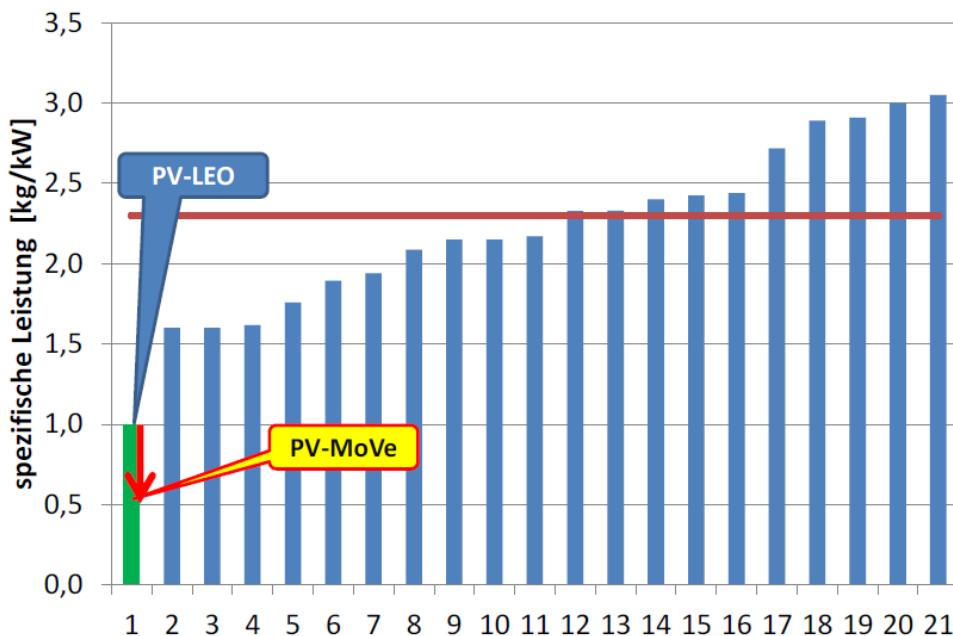


Abbildung 5: spezifische Leistung von Wechselrichtern mit etwa 30 kW Leistung. Durchschnitt des Stands der Technik (rote Linie), Stand der Wissenschaft (PV-LEO), Ziel (PV-MoVe)

#### 4) Wissenschaftlich-technischer Stand bei Projektende

Zum Projektende konnte durch den Wegfall des Demonstrators leider keine signifikante Erhöhung der Leistungsdichte im PV-Wechselrichter nachgewiesen werden. Dass dies insbesondere durch technologische Verbesserungen von Ferrit-Materialien und durch innovative Designs der neuartigen Induktivitäten unter Verwendung einer adäquaten Schaltungstopologie erreicht werden könnte, wurde nur auf Modulebene im Projekt aufgezeigt. Praktische und theoretische Auslegungen der induktiven Komponente konnten nachweisen, dass Neuerungen in den induktiven Komponenten einen wesentlichen Beitrag zur Volumenreduzierung und Leistungsdichteerhöhung beitragen können.

## 5) Zusammenarbeit mit anderen Stellen

Im Rahmen des Projekts wurde sehr gut und intensiv mit den Verbundpartnern zusammen-gearbeitet.

Tabelle 2: Projektpartner

Firma	Straße	PLZ	Ort	Webseite	Ansprechpartner
KACO new energy GmbH	Werner-von-Siemens-Allee 1	74172	Neckarsulm	www.kaco-newenergy.com	Sven Meißinger
Infineon Technologies AG	Am Campeon 1-12	85579	Neubiberg	www.infineon.com	Dr. Thomas Rößler
Fraunhofer-Institut für Energiewirtschaft und Energiesystemtechnik IEE	Joseph-Beuys-Str. 8	34117	Kassel	www.iwes.fraunhofer.de	Dr. Sebastian Sprunk
Sumida Components & Modules GmbH	Dr. Hans-Vogt-Platz 1	94130	Obernzell	www.sumida.com	Dr. Michael Schmidhuber

### Projektstruktur und Teilaufgaben des Konsortiums

Um die Projektziele (Effizienzgewinn durch Schaltentlastung unter Verwendung von optimierten Halbleitern und induktiven Bauelementen) erreichen zu können, wurde folgende Struktur gewählt (Abbildung 6).

Nach einer gemeinsamen Konzept- und Spezifikationsphase erforschte SUMIDA zunächst neue Möglichkeiten der Realisierung von induktiven Bauelementen für den Betrieb mit Frequenzen, die deutlich über den bisherigen Systemansätzen lagen. Muster der neuen passiven induktiven Bauelemente sollten aufgebaut werden und synergetisch in Lernschleifen mit den Projektpartnern bis auf Demonstrator-Ebene optimiert und abschließend technisch bewertet werden. Dabei spielen EMV-Filter eine wichtige Rolle, die in der Systembetrachtung ebenfalls dimensioniert und iterativ verbessert werden sollten.

Durch regelmäßige Arbeitstreffen und Telefonkonferenzen wurde sichergestellt, dass stets eine auf das Gesamtziel fokussierte und abgestimmte Entwicklung in den einzelnen APs stattfindet.

In den Konsortialtreffen (2x jährlich) wurden die bisher erreichten Ergebnisse im gesamten Projektkontext beurteilt und mit den Planvorgaben verglichen. Meilensteine wurden evaluiert, ggf. wurden Korrekturmaßnahmen in Abstimmung mit dem Projektträger eingeleitet.

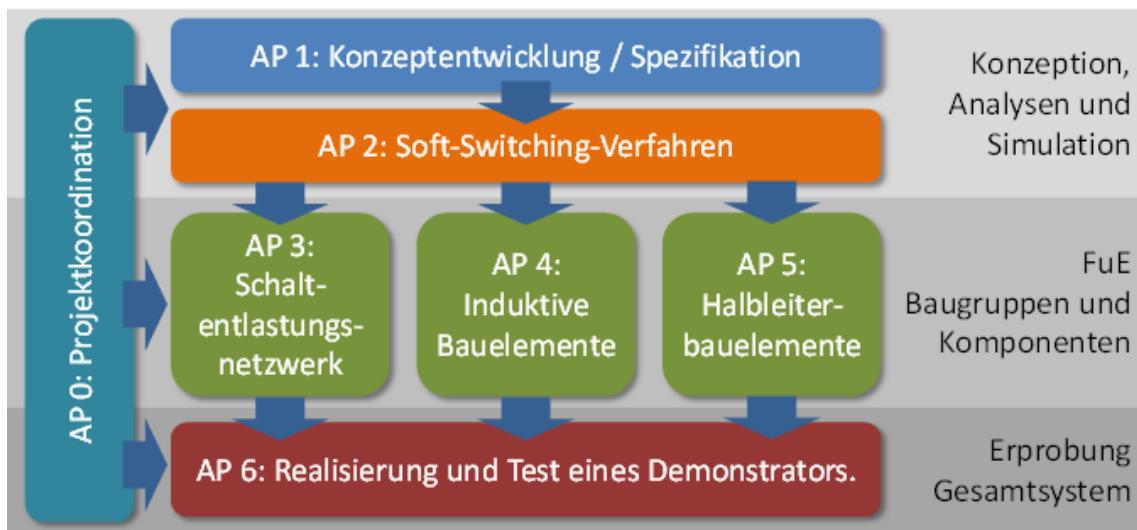


Abbildung 6: Projektstruktur PV-MoVe und Verwertungsschwerpunkte

Inhaltlich wurden die Arbeiten folgendermaßen im Konsortium aufgeteilt:

- KACO:
  - Projektkoordination
  - Spezifikation
  - Hardware-Design
  - Aufbau des Demonstrators
- IEE:
  - Erforschung von Verfahren zur Schaltentlastung
  - Ansteuerverfahren für Leistungshalbleiter
  - Entwicklung und Aufbau von Labormustern
  - Komponentencharakterisierung in Kalorimeter und Schaltzelle
- SUMIDA:
  - Erforschung und Aufbau der induktiven Bauelemente
  - Niederinduktive Aufbau- und Verbindungstechnik
  - Optimierung des Wärmemanagements
  - Kalorimetrische Verlustleistungsbestimmung und Modellgenerierung
- Infineon:
  - Halbleiterkonzepte für entlastendes Schalten



- Erforschung und Aufbau der Halbleiterbauelemente
- Charakterisierung und Tests der Muster auf Leistungsmodulalebene
- SiC Benchmark einer hartschaltenden Topologie

## II. Eingehende Darstellung der erzielten Ergebnisse

### 1) AP 4.1: Detailspezifikation und Anforderungen aufgrund der Ergebnisse aus AP 2 und 3

- **Anforderungen an den PV-Booster (DC/DC Steller)**

Im Projekt PV-MoVe sollte ein 50kW Solarwechselrichter entwickelt werden, wobei der Fokus auf geringen Kosten und niedrigem Gewicht und Volumen bei hinreichend hoher Effizienz lag. Diesen Forderungen konnte entsprochen werden, wenn eine hohe Schaltfrequenz mit dem Einsatz von kostengünstigen Silizium-Leistungshalbleitern kombiniert wird. Eine hohe Schaltfrequenz führt zu deutlich kleiner dimensionierten magnetischen Komponenten, was zu einer signifikanten Reduzierung der Kosten führt. Um auch bei einer hohen Schaltfrequenz eine hohe Effizienz erreichen zu können, mussten die Schaltverluste minimiert werden, was durch separate Schaltentlastungsnetzwerke erreicht werden kann. In Abbildung 7 wird das Blockschaltbild eines Solarwechselrichters gezeigt. Der Hochsetzsteller ist blau hervorgehoben und wird benötigt, um die variable Ausgangsspannung des PV-Generators auf einen konstanten Spannungswert im Zwischenkreis zu regeln.

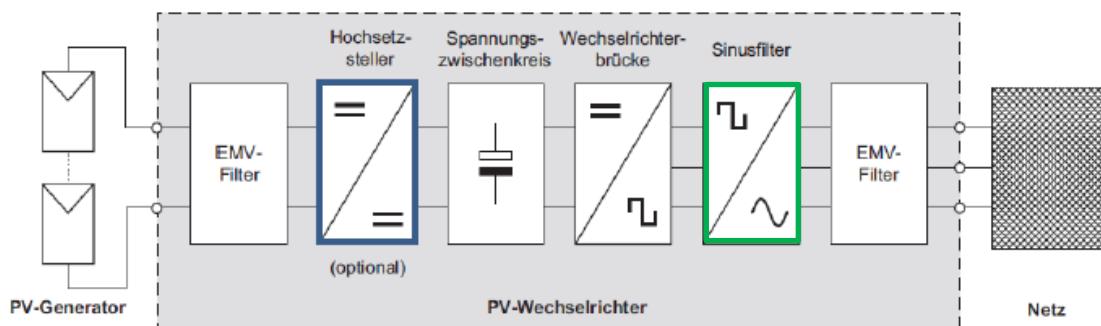


Abbildung 7: Blockdiagramm eines Solarwechselrichters; der in dieser Spezifikation betrachtete Hochsetzsteller ist in blau hervorgehoben

In Abbildung 8 ist ein schaltentlasteter DC-DC Wandler dargestellt, welcher die Solarzelle mit dem Zwischenkreis des Solarwechselrichters verknüpft und aus zwei parallelen versetzt getakteten Hochsetzstellern besteht. Der parallele Betrieb gepaart mit versetzter Ansteuerung ermöglicht es, den Rippel des Eingangsstroms  $I_{in}$  gering zu halten, ohne eine große Hauptinduktivität  $L_1$  bzw.  $L_3$  verwenden zu müssen. Die Entlastungsnetzwerke mit den Hilfsinduktivitäten  $L_2$  und  $L_4$  sind in der Abbildung unten grau hinterlegt.

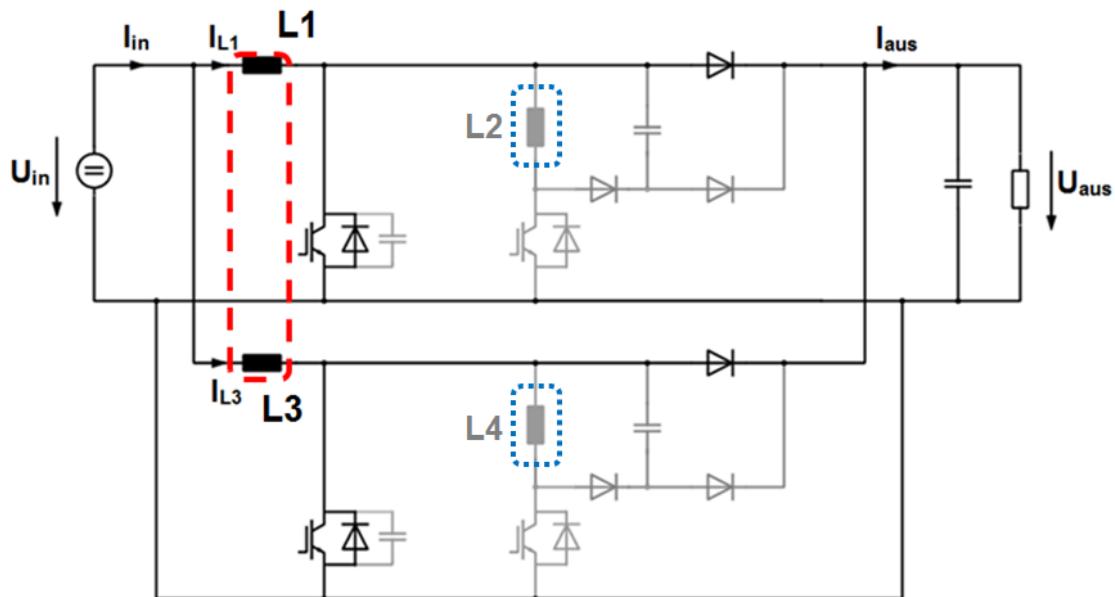


Abbildung 8: Topologie des „Interleaved Boost Converters“

Für den schaltentlasteten Betrieb des Wandlers werden jeweils zwei Haupt- und zwei Hilfsinduktivitäten benötigt, die im Folgenden spezifiziert werden. Die Spezifikationen sind in Tabelle 1 und Tabelle 2 zusammengefasst.

Tabelle 3: Spezifikation der Hauptinduktivität L1 bzw. L3

Funktion	Hauptinduktivität L1
Benötigte Anzahl	2
Induktivitätswert L	135 µH
Schaltfrequenz $f_{sw}$	48 kHz
Maximale Spannung $U_{max}$	750 V
Minimale Spannung $U_{min}$	-300 V
Maximale Spannung $U_{rms}$	750 V
Maximaler Strom $I_{max}$	40 A
Maximaler Strom $I_{rms}$	30 A
Maximaler Rippelstrom $\Delta I$	25 A

Tabelle 4: Spezifikation der Hilfsinduktivität L2 bzw. L4

Funktion	Hilfsinduktivität L2
Benötigte Anzahl	2
Induktivitätswert L	15 µH
Schaltfrequenz $f_{sw}$	48 kHz
Maximale Spannung $U_{max}$	750 V
Minimale Spannung $U_{min}$	-750 V
Maximale Spannung $U_{rms}$	750 V
Maximaler Strom $I_{max}$	40 A
Maximaler Strom $I_{rms}$	10 A
Maximaler Rippelstrom $\Delta I$	40 A

- **Anforderungen an die Stromrichterdrossel**

Im Projekt PV-MoVe wurde ein ANPC-Wechselrichter mit aktiver Schaltentlastung realisiert. Der Wechselrichter ist im Blockdiagramm in Abbildung 7 grün dargestellt.

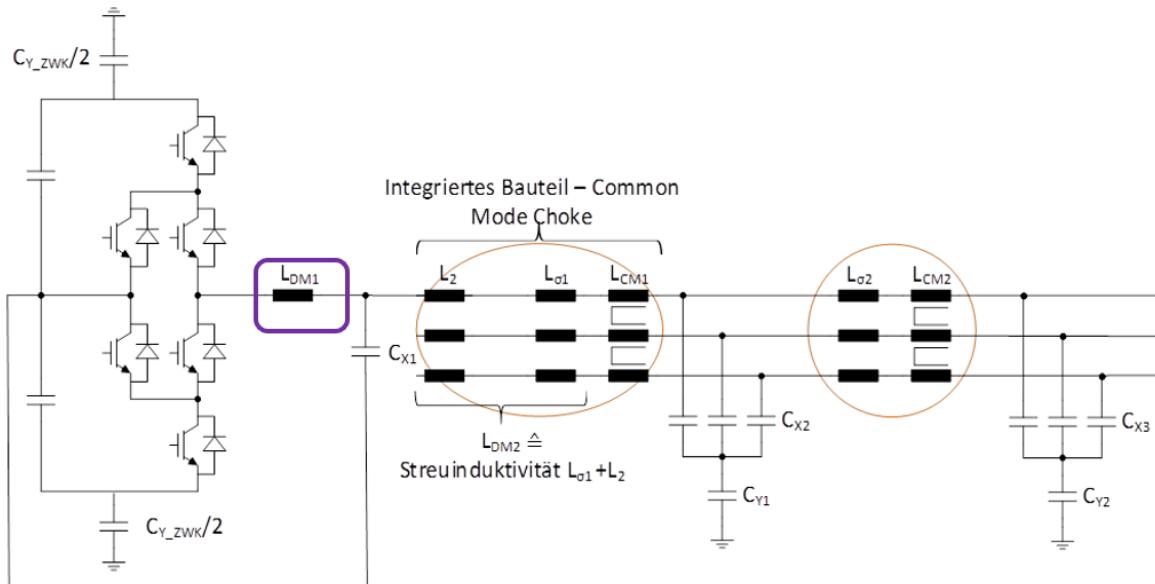


Abbildung 9: Wechselrichter Topologie (einphasige Darstellung bis  $L_1/C$ , danach dreiphasig)

Legende: Sinusfilter LDM1

In den folgenden Tabellen sind die elektrischen Kenngrößen des Wechselrichters und die Spezifikation der Sinusfilterdrossel  $L_{DM1}$  aufgelistet.

Tabelle 5: Elektrische Spezifikation Wechselrichter

Funktion	3-phägiger Netzwechselrichter, transformatorlos
Netzfrequenz $f_{Netz}$	50/60 Hz
Nennspannung $V_{LL}$	400 VAC
Taktfrequenz Halbleiter	140 kHz
Arbeitsspannungsspannungsbereich $V_{DC}$	580 V – 900 V
Maximale Zwischenkreisspannung	1100 V
Netzstrom $I_{AC}$	72,4 A

Tabelle 6: Induktivitätswert LDM1

Element	Wert	Bemerkung
LDM1	28 $\mu$ H	Strombereich ohne Induktivitätsabfall 0 ... 118,5 A

Tabelle 7: Auftretende Höchstwerte für LDM1

	LDM1
Strom Effektivwert	72,4 A
Scheitelwert der Grundschnindung	103 A
Strom Maximalwert (incl. Rippel)	118,5 A
Rippelstrom maximal (peak-peak)	31 A (30% vom Scheitelwert)

Bei der Dimensionierung wurde ein Rippelstromfaktor von 30% ( $\Delta I_{max}$  zu  $I_{peak,L1}$ ) angesetzt und die Induktivität LDM1 für die maximale MPP-Spannung von 900 V berechnet. Die Zwischenkreisspannung von 900 V entspricht für den einspeisenden Betrieb dem Punkt mit dem maximalen Rippelstrom.

Tabelle 8: Spannungsbelastung für LDM1

	LDM1
Maximale Spannung Eingang-Ausgang	550 V ( $V_{DCmax} = 1100$ V)
Spannungssteilheit $du/dt$	< 100 kV/ $\mu$ s

- **Anforderungen an das Entlastungsnetzwerk**

Im Projekt PV-Move wird ein dreiphasiger Wechselrichter mit Entlastungsnetzwerke realisiert. Es wird eine 3-Level-Topologie mit Entlastungsnetzwerk (ARCPI) verwendet. Dieses Dokument enthält die Spezifikation der Resonanz-Induktivität  $L_r$ .

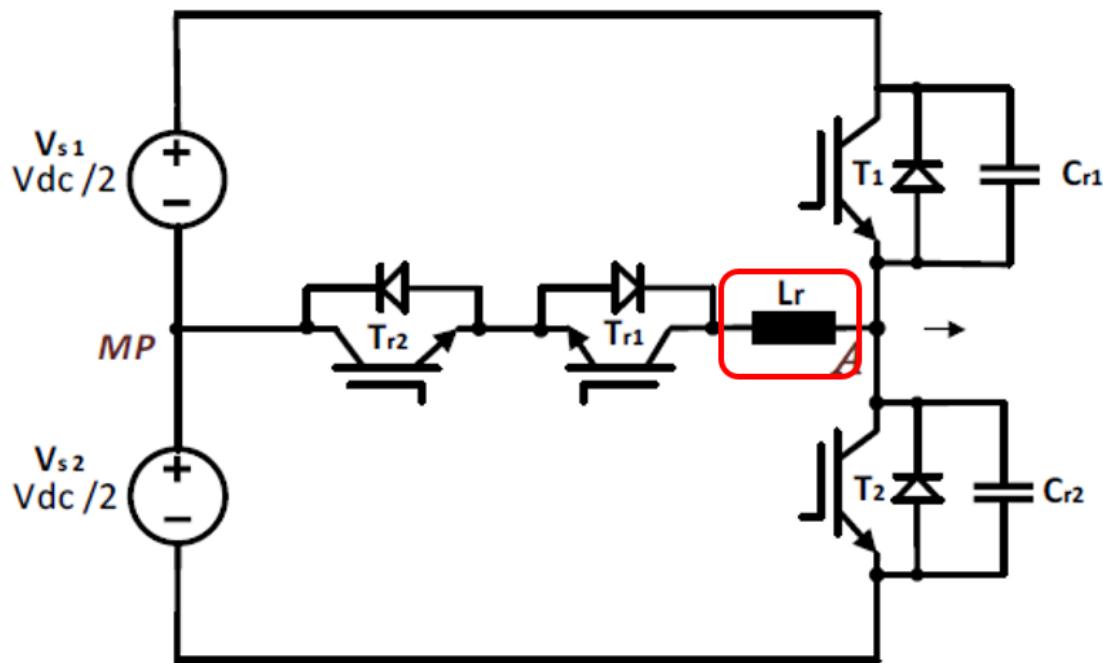


Abbildung 10: Wechselrichter mit Entlastungsnetzwerk

Legende:  Resonanzinduktivität  $L_r$

In der folgenden Tabelle sind die elektrischen Eigenschaften der Resonanz-Induktivität  $L_r$  aufgelistet.

Tabelle 9: Elektrische Eigenschaften der Resonanz-Induktivität  $L_r$ 

Element	Wert	Bemerkung
$L_r$	$750 \text{ nH} \pm 10\%$	Strombereich ohne Induktivitätsabfall: $\pm 200\text{A}$ Frequenzbereich: $50 \text{ Hz} \dots 1200 \text{ kHz}$
$ESR_{Lr \text{ max}}$	$10 \text{ m}\Omega$	Strombereich: $\pm 240\text{A}$ Frequenzbereich: $50 \text{ Hz} \dots 1200 \text{ kHz}$
Resonanzfrequenz $f_r$	$> 1200 \text{ kHz}$	Frequenz Resonanzvorgang ca. $1200 \text{ kHz}$
Maximale Spannungsspitze	$\pm 500\text{V}$	
Maximale Spannungssteilheit $du/dt$	t.b.d.	Maximale Spannungssteilheit $du/dt$
Gesamtstrom effektiv $I_{eff}$	$30 \text{ A}$	

## 2) AP 4.2: Simulation, Auslegung und Dimensionierung von Drosseln für den multiphasigen PV-Booster

Durch den Ausstieg von Kaco new energy aus dem Förderprojekt PV-MoVe fiel die Umsetzung und Verifizierung der magnetischen Komponenten im DC/DC-Wandler in limitierter bzw. reduzierter Form aus. Die Hauptdrosseln L1 und L3 (in Abbildung 11 grün umrandet) wurden durch den Wegfall des Demonstrators gestrichen, konnten aber als Labormuster bei Sumida bereits aufgebaut werden. Die in der unteren Abbildung blau gekennzeichneten Hilfsdrosseln L2 und L4 konnten zum Abschluss der Arbeiten in einer optimierten Ausführung an das Fraunhofer IEE zum Einbau übergeben werden.

### Arbeiten an der Hauptinduktivität:

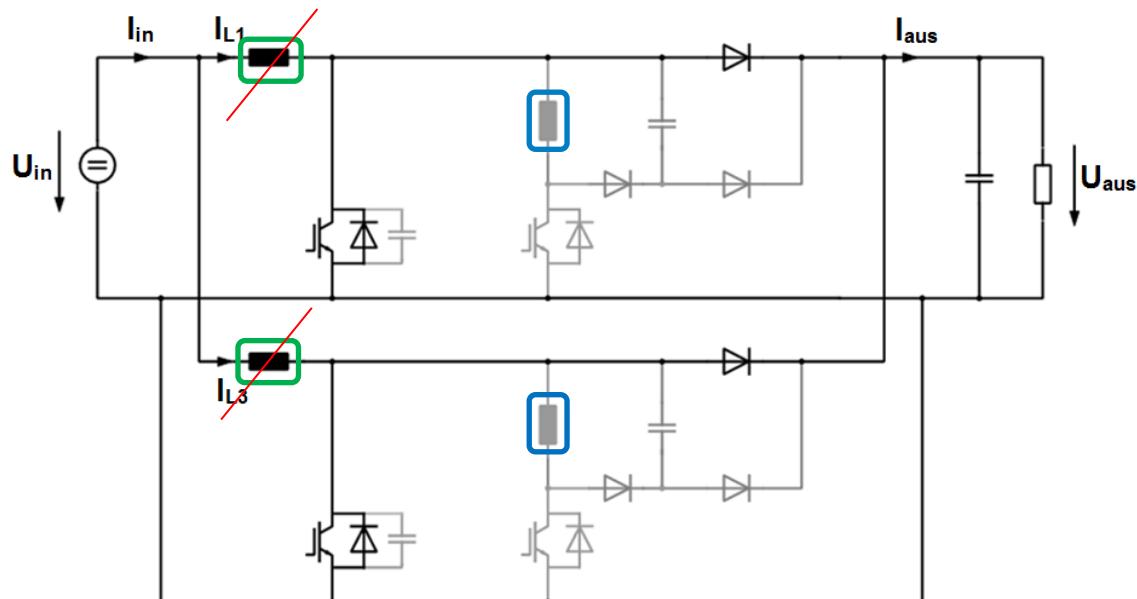


Abbildung 11: Topologie des „Interleaved Boost Converters“

Legende:



Hauptdrosseln L1 und L3



Hilfsdrosseln L2 und L4



Die Auslegung der ersten Muster der HSS-Hauptdrossel L1 zeigt die in Tabelle 10 berechneten Parameter. Diese wurden mittels firmeneigenen, mathematischen Auslegungstools ermittelt. Für die interleaved Version wurden 2 Muster dieser Induktivität gefordert und aufgebaut.

Tabelle 10: Berechnung und Aufbau der Hauptdrossel L1

Schaltfrequenz [kHz]	48
L1 [ $\mu$ H]	<b>135</b>
$\Delta IL_{max}$ [A]	25,00
IL,max [A]	40,00
IL,rms [A]	30,00
Windungszahl N	20
Kernquerschnitt Ae [ $mm^2$ ]	1080
Kerndurchmesser rund D [mm]	38
Luftspalt l <sub>c</sub> [mm]	4,1
Höhe MB H <sub>MB</sub> [mm]	44
Breite Joch bzw. Schenkel B <sub>J,S</sub> [mm]	10
Höhe bzw. Länge Kern gesamt H [mm]	64
Breite Kern gesamt B [mm]	100
Tiefe Kern T [mm]	54
Volumen MB [mm <sup>3</sup> ]	47520
Volumen Schenkel gesamt [mm <sup>3</sup> ]	47520
Volumen Joche gesamt [mm <sup>3</sup> ]	108000
Volumen Kern gesamt V <sub>K</sub> [mm <sup>3</sup> ]	198612
Volumen Wickel gesamt V <sub>w</sub> [mm <sup>3</sup> ]	116632
<b>Volumen Bauteil gesamt V<sub>ges</sub> [mm<sup>3</sup>]</b>	<b>315244</b>
Gewicht Kern m <sub>K</sub> [g]	954
Gewicht Wickel m <sub>w</sub> [g]	294
<b>Gewicht Bauteil gesamt m<sub>ges</sub> [g]</b>	<b>1248</b>

Im Simulationstool JMAG 21 wurde der mathematisch gewonnene Entwurf der Hauptdrossel nachgebildet und in die Simulationsumgebung eingebunden. Um die maximale Flussdichte im Ferritkern zu ermitteln sowie den geforderten Induktivitätswert bestimmen zu können, wurde die in Abbildung 12 dargestellte dreieckförmige Stromform in das Simulationsmodell der Hauptdrossel eingeprägt.

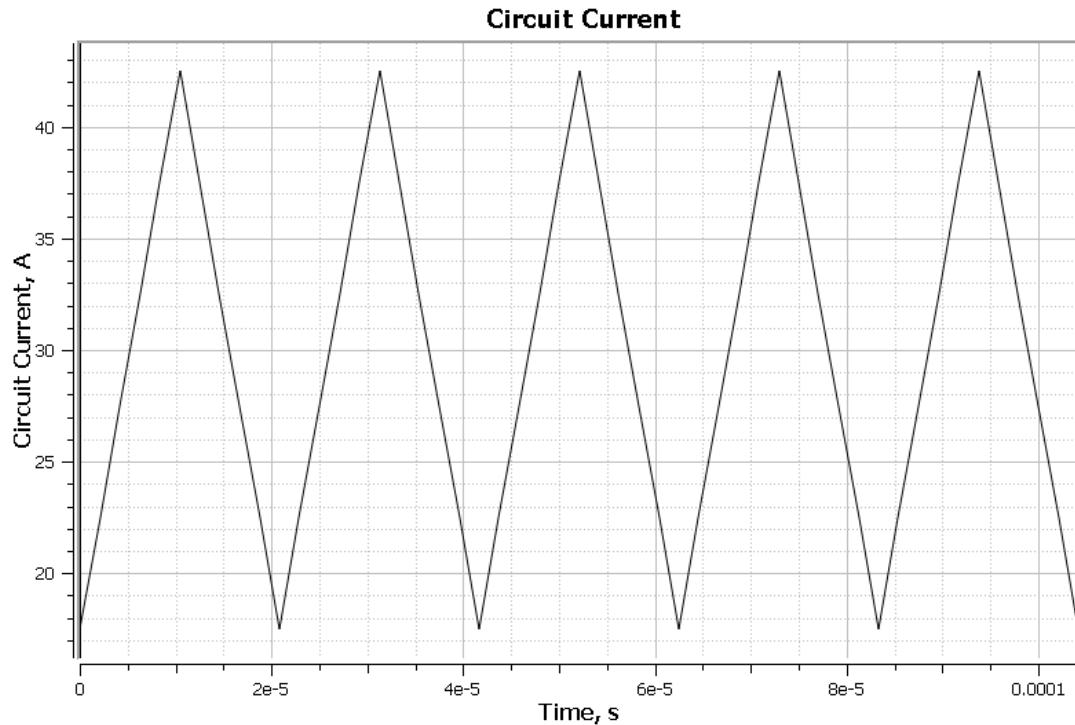


Abbildung 12: eingeprägte Stromform in der Simulation der Hauptdrossel L1

Als Output wurde in der Simulation ein Induktivitätswert von ca.  $150\mu\text{H}$  ermittelt (siehe Abbildung 13). Dieser geringfügig um 10% höhere simulativ ermittelte Wert im Vergleich zur Zielinduktivität von  $135\mu\text{H}$  wurde für weitere analytische Untersuchungen verwendet.

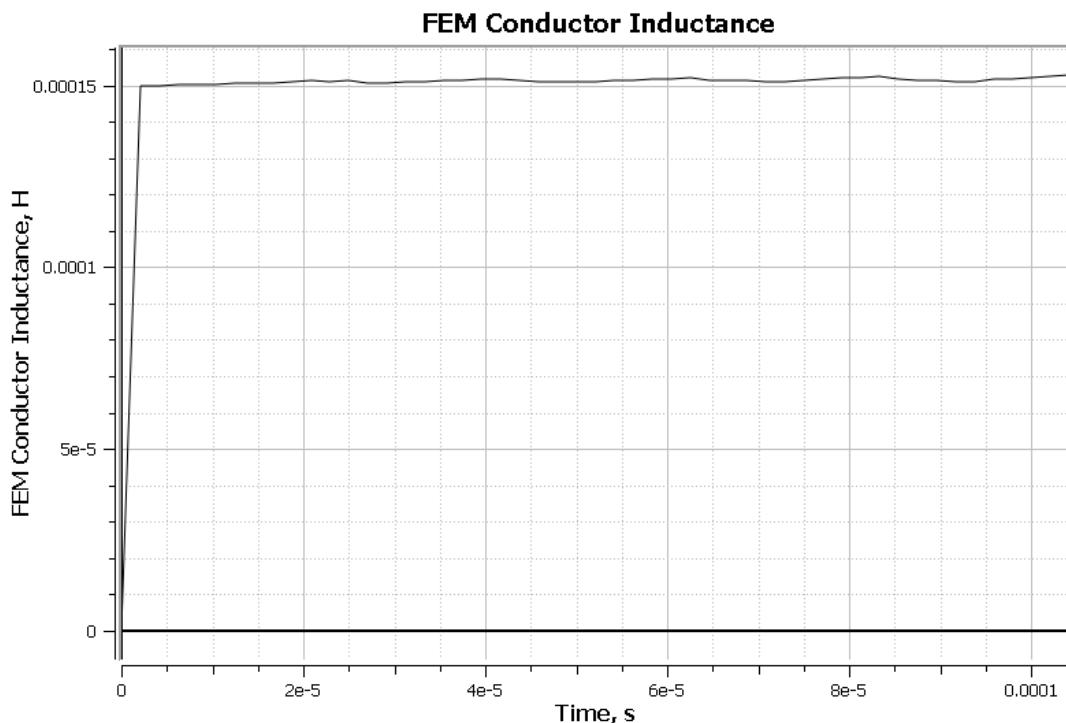


Abbildung 13: simulative Verifizierung der geforderten Induktivität der Hauptdrossel L1

Ein weiteres signifikantes Kriterium zur Bestimmung der Funktionsfähigkeit der Hauptdrossel liegt darin, eine bestimmte maximale Flussdichte  $B$  nicht zu überscheiten. Bei Leistungsferriten liegt dieser Wert bei ca. 350 bis 400mT im Betrieb. Die in Abbildung 14 im Konturplot dargestellte Drossel zeigt sehr deutlich die Regionen mit erhöhter Flussdichte. Hierbei wurde zur besseren Visualisierung ein Halbmodell der Drossel herangezogen. Blaue (nicht kritische Bereiche) gehen in stärker beanspruchte Regionen (grün dargestellt) mit ca. 200mT über. Insgesamt liegt das Simulationsmodell unterhalb der geforderten Flussdichtheitegrenze.

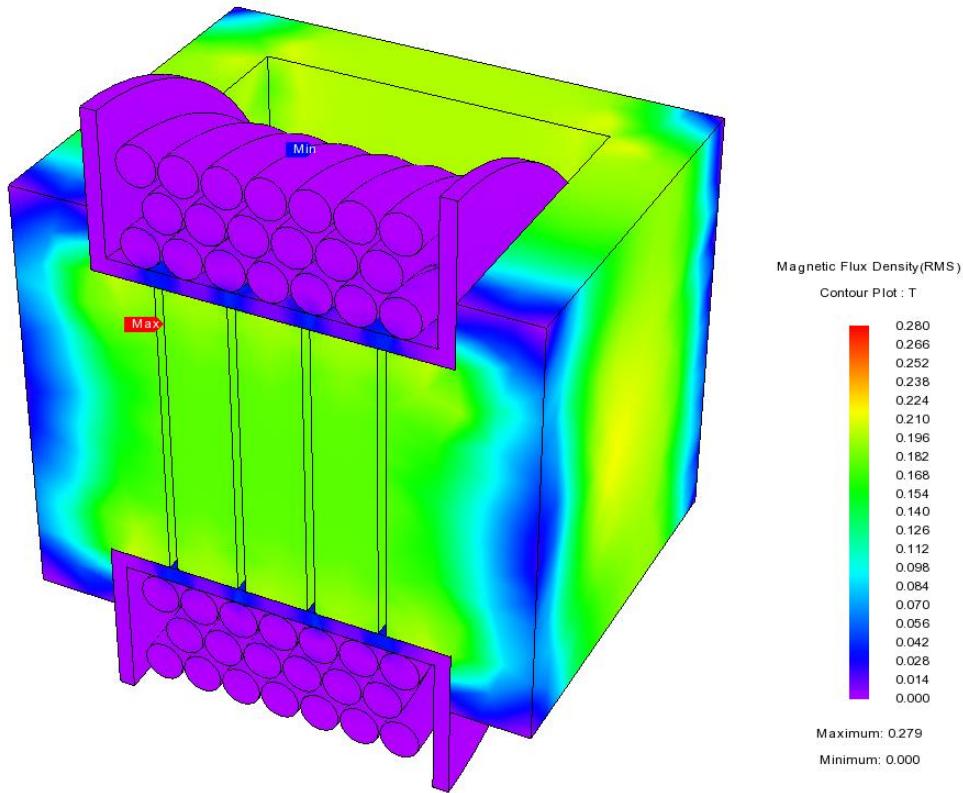


Abbildung 14: Konturplot der maximalen magnetischen Flussdichte Verteilung von L1 (Darstellung im Halbmodell)

Des Weiteren wurden in der Simulation die magnetischen Feldstärken zur Bestimmung der Proximityverluste in der Wicklung ermittelt (siehe Abbildung 15). Am Mittelschenkel verstärken sich insbesondere über den Luftspalten die Verlustanteile durch sog. luftspaltinduzierte Feldstärkeüberhöhungen. In und an den Luftspalten verdichten sich die magnetischen Feldlinien und erzeugen zusätzliche Verluste in den Wicklungen, indem sich die Stromdichte in der Windung selbst in bestimmten Regionen erhöht (siehe rote Bereiche in Abbildung 15). Luftspaltnahe Windungen werden demnach stärker beansprucht als weiter entfernte Lagen.

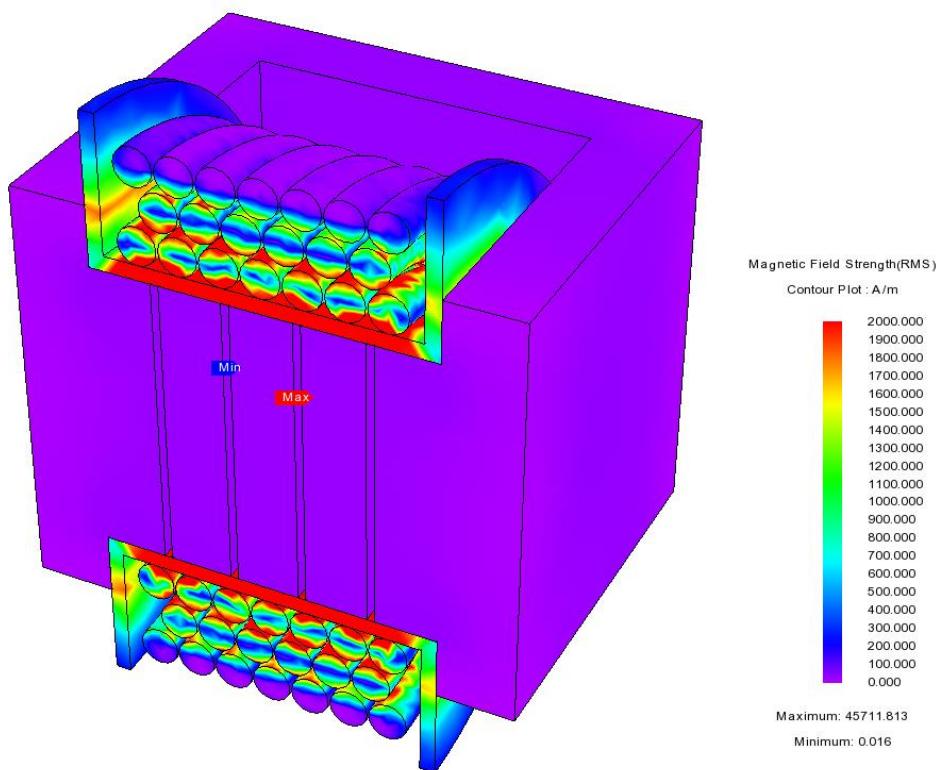
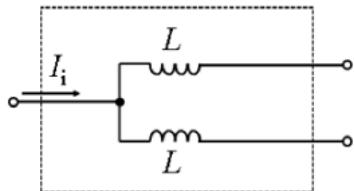


Abbildung 15: Simulative Ermittlung der magnetischen Feldstärken in L1 (Darstellung im Halbmodell)

Für das Projekt wurde im Hochsetzsteller, um die Induktivitäten kleiner ausführen zu können, die interleaved Variante mit zwei unabhängigen Drosseln und halber Stromtragfähigkeit verifiziert (Abbildung 4 links). Eine weitere Möglichkeit besteht darin, die Wicklungen auf einem gemeinsamen Kern zu koppeln, um durch die gegenseitige Beeinflussung der magnetischen Flüsse die Induktivitäten kleiner gestalten zu können (Abbildung 4 rechts). Nachfolgend wird auf die theoretische Betrachtung der Ausführungsweise von gekoppelten Induktivitäten eingegangen.

**Interleaved**

Non-coupled inductors  
(Nicht gekoppelte Drosseln)

**LCI**

Loosely-coupled inductor  
(schwach gekoppelte Drossel)

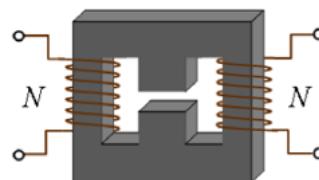
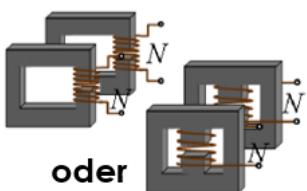
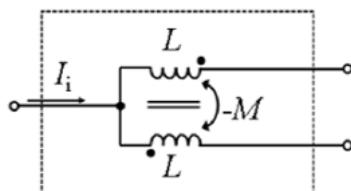
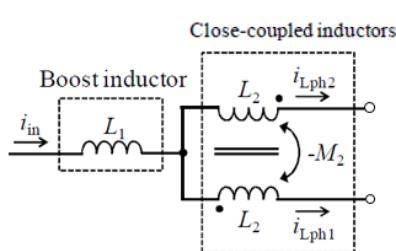


Abbildung 16: Ausführungsweise Interleaved mit 2 Einzeldrosseln und gekoppelt mit einer Drossel

Die weiteren Möglichkeiten für gekoppelte Drosseln mit CCI (zwei Drosseln mit Separierung der Gleich- und Wechselanteile des magnetischen Flusses) und IWCI (Separierung der Flussanteile auf einem gemeinsamen Kern) in Abbildung 17 wurden im Projekt nicht weiter untersucht.

**CCI**

Closed-coupled inductor  
(stark gekoppelte Drossel)

**IWCI**

Integrated winding coupled inductor  
(Gekoppelte Drossel mit integrierter Wicklung)

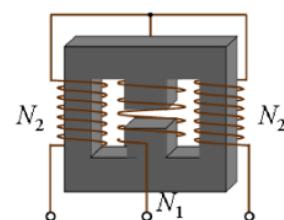
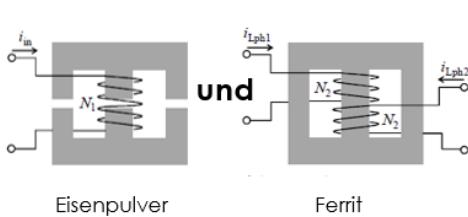
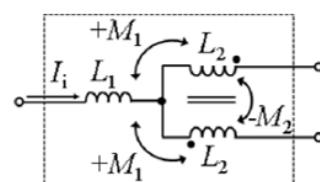


Abbildung 17: Ausführung der gekoppelten Drosseln mit 2 Einzeldrosseln (CCI links) und einer Drossel mit 3 Wicklungen (IWCI rechts)

Zusammenfassend wird in Abbildung 18 die Topologie eines Hochsetzstellers mit der interleaved Ausführung und nicht gekoppelt Drosseln, die bereits im Projekt verifiziert wurden, dargestellt (links). Für die weitere theoretische Betrachtung wird die in Abbildung 18 rechts illustrierte Variante eingehender untersucht.

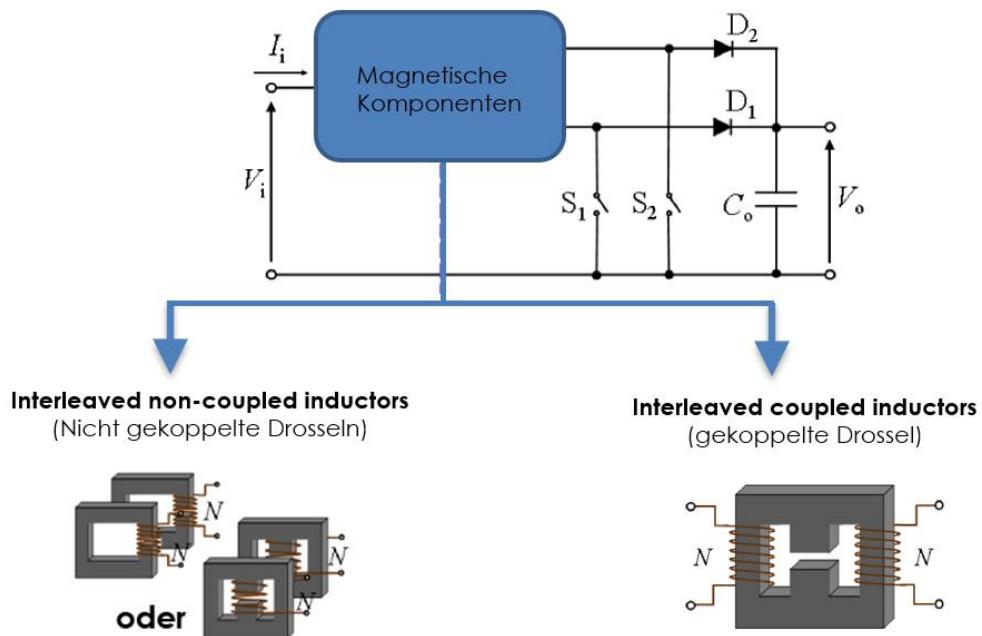


Abbildung 18: Ausführung der magnetischen Komponenten im Hochsetzsteller

In Abbildung 19 wurde das Volumen der induktiven Bauteile der HSS-Hauptdrossel L1 für verschiedene Ausführungen rechnerisch ermittelt und grafisch aufgetragen. Mit einer interleaved gekoppelten Drossel kann ein Volumen von ca. 21% gegenüber einer Einzeldrossel eingespart werden. Die Variante mit interleaved ungekoppelten Drosseln liegt mit einer Volumenreduktion von ca. 9% zwischen den Varianten der Einzeldrossel und interleaved gekoppelter Drossel (siehe Tabelle 11).

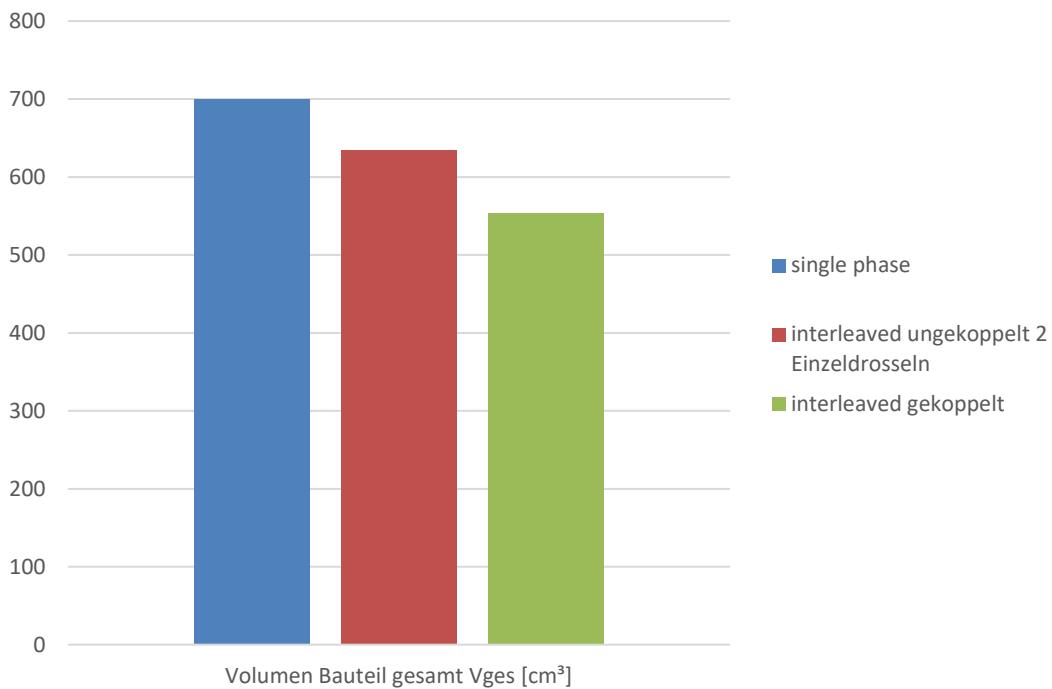


Abbildung 19: Volumen der einzelnen Ausführungsvarianten @ 48 kHz

Tabelle 11: Volumenanteile der HSS-Hauptdrossel bei verschiedenen Ausführungen

Ausführungsvariante	Volumenanteil
Einzeldrossel	100%
interleaved nicht gekoppelt	91%
interleaved gekoppelt	79%

Beim Gewichtsvergleich kommen die Vorteile einer gekoppelten Variante der Hauptdrossel noch mehr zum Tragen. Wie in Abbildung 20 grafisch dargestellt kann das Gewicht bei einer Variante mit einer Einzeldrossel von ca. 2600g auf ca. 2000g bei einer gekoppelten Ausführung reduziert werden. Numerisch werden die Gewichtsanteile in Tabelle 12 aufgelistet. Mit 23% Ersparnis gegenüber einer Einzeldrossel könnte eine erhebliche Gewichtsabnahme erreicht werden.

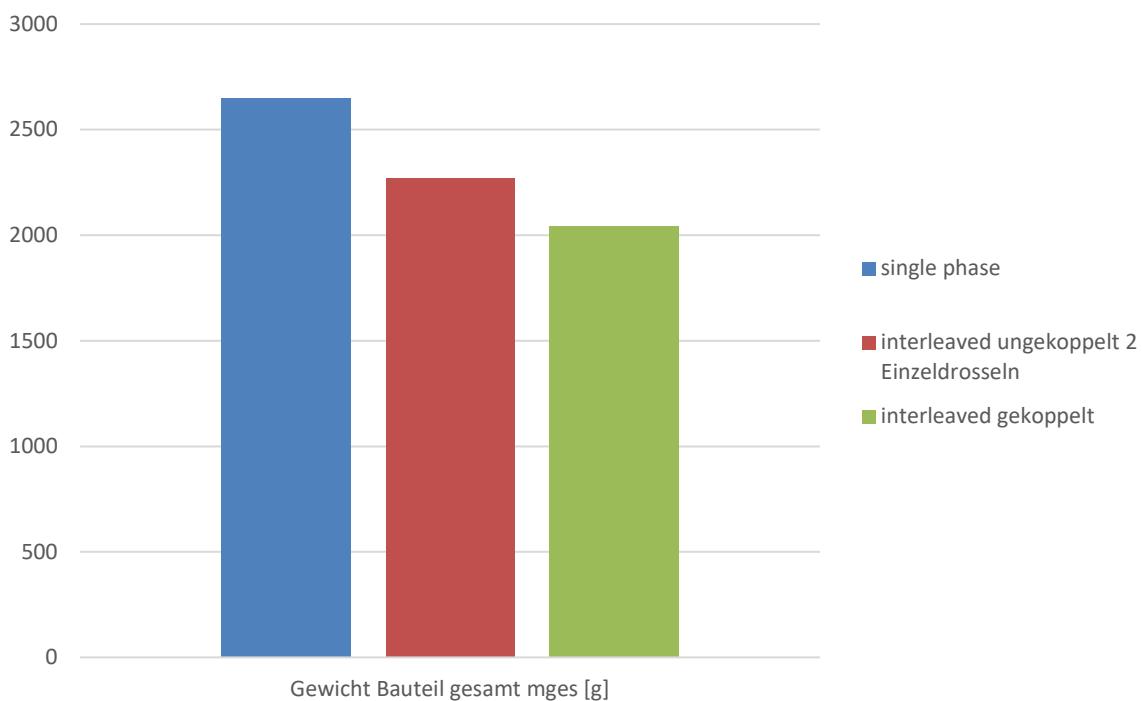


Abbildung 20: Gewicht der einzelnen Ausführungsvarianten @ 48 kHz

Tabelle 12: Gewichtsanteile der HSS-Hauptdrossel bei verschiedenen Ausführungen

Ausführungsvariante	Gewichtsanteil
Einzeldrossel	100%
interleaved nicht gekoppelt	86%
interleaved gekoppelt	77%

Die Dimensionierung und Auslegung der magnetischen Komponenten erfolgen unter den Aspekten

- des Erzielens des gewünschten Induktivitätswertes,
- der Einhaltung des thermischen Grenzwertes,
- der Vermeidung der Sättigung des Kernmaterials und
- der Umsetzung der vorgenannten Kriterien durch einen möglichst geringen Bauraum.

Detaillierte Modelle der Induktivitäten sind zur Auslegung und Optimierung unerlässlich.

Analytische Modelle, die

- ein Verlustmodell und
- ein thermisches Modell

der Induktivitäten berücksichtigen, müssen zur Verifizierung der magnetischen Komponenten herangezogen werden. In der Simulation sollten die vorab erstellten Modelle verlusttechnisch und thermisch bestätigt und verifiziert werden können.

Für die gekoppelte Drossel im Hochsetzsteller ergeben sich in Wicklung 1 und 2 die in Abbildung 22 aufgezeichneten Spannungsverläufe. Die Spannungen sind um  $180^\circ$  zueinander verschoben und ergeben sich aus den spezifizierten Anforderungen:

- Schaltfrequenz  $f_{sw} = 48\text{kHz}$
- Eingangsspannung  $V_{in} = 461\text{V}$
- Ausgangsspannung  $V_{out} = 650\text{V}$
- Eingangsstrom  $I_{in} = 55\text{A}$

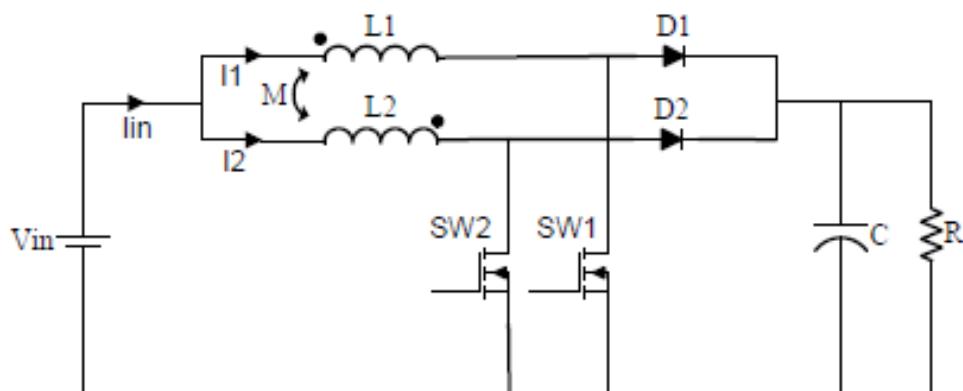


Abbildung 21: Hochsetzsteller-Topologie mit invers gekoppelten Induktivitäten

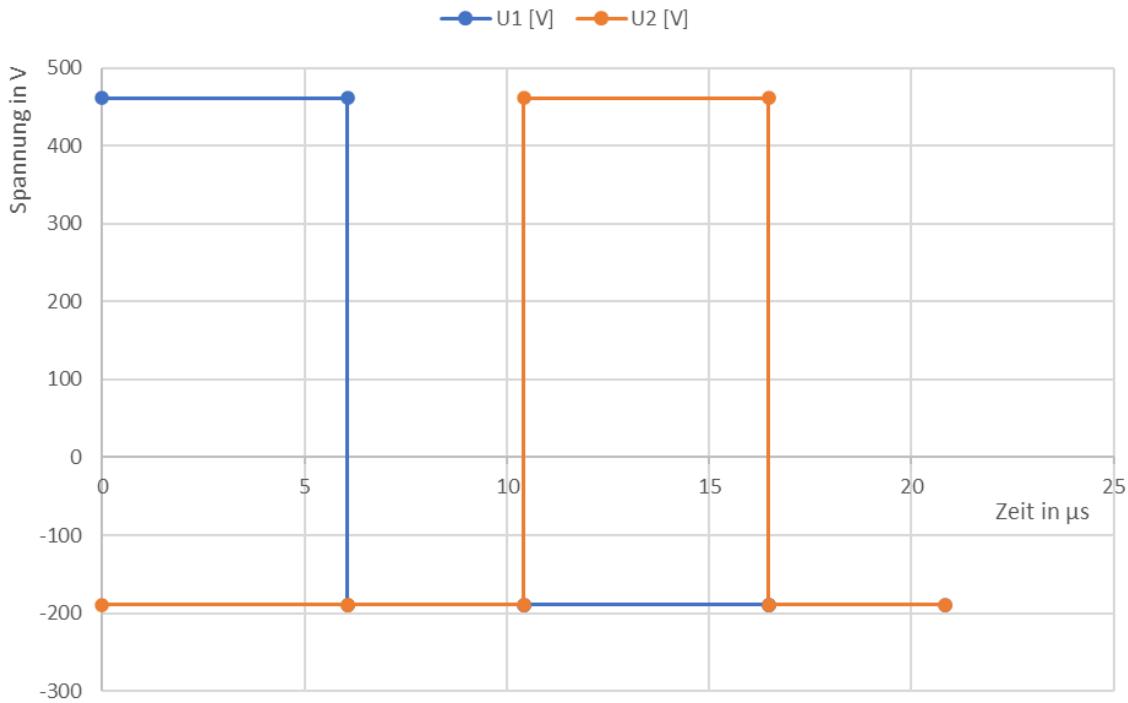


Abbildung 22: Spannungsverläufe in den Induktivitäten L1 und L2

Mit den oben eingeprägten Spannungen ergeben sich die in Abbildung 23 berechneten Rippelstromverläufe in L1 (blau) und L2 (orange). Der Summenstrom am Ausgang des Hochsetzstellers ist in grün dargestellt.

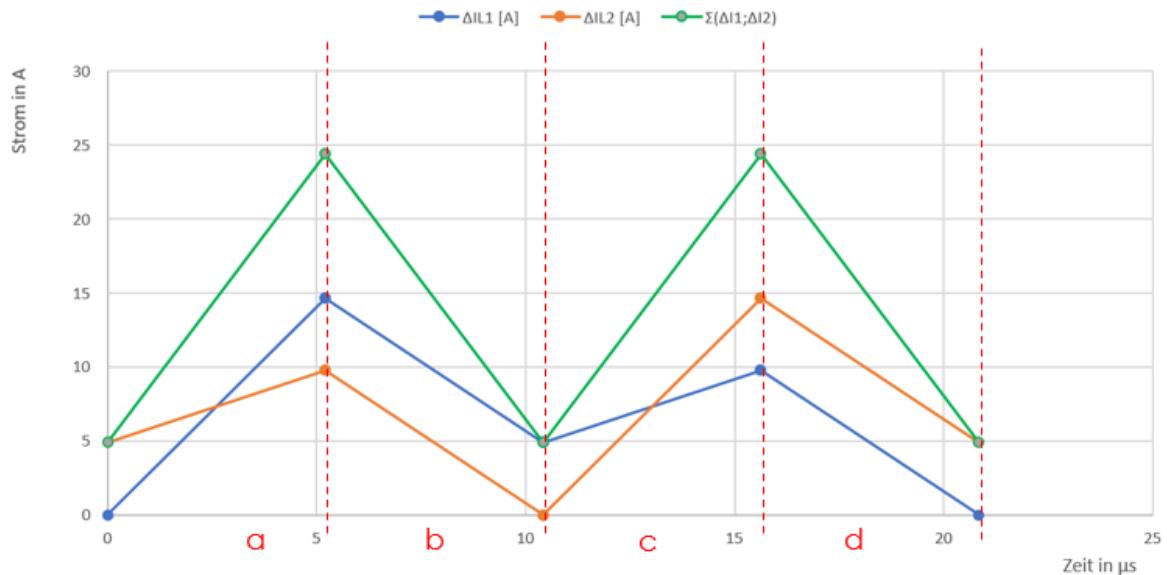


Abbildung 23: Stromverlauf in den Induktivitäten L1 und L2

Mit den Einschaltzeiten von Schalter SW1 Und SW2 aus Abbildung 21 können vier Zeitabschnitte in den Stromverläufen definiert werden (Abschnitt a bis d in Tabelle 13). Jeder Abschnitt definiert hier eine äquivalente Induktivität, die unter anderem über den jeweiligen Stromanstieg in dem zugehörigen Zeitabschnitt bestimmt werden kann.

Tabelle 13: Zeitabschnitte mit den zugehörigen Strömen in den Wicklungen L1 und L2

$\Delta t [\mu s]$	Abschnitt	IL1 [A]	IL2 [A]	$\Sigma(I1;I2)$
6,06	a	0,00	5,01	5,01
		9,20	4,19	13,40
4,36	b	9,20	4,19	13,40
		5,01	0,00	5,01
6,06	c	5,01	0,00	5,01
		4,19	9,20	13,40
4,36	d	4,19	9,20	13,40
		0,00	5,01	5,01

Erste Simulationsergebnisse (@  $f = 48\text{kHz}$ ,  $I_{in,max} = 59\text{A}$ ) der gekoppelten Drossel mit den magnetischen Feldverläufen und der FlussdichteVerteilung im Ferritkern sind in Abbildung 24 und Abbildung 25. Dabei spiegeln sich die vorab entwickelten Ergebnisse in der Simulation wider. Für die weiteren Untersuchungen zu den gekoppelten Drosseln sollen bis Projektende folgende Vorarbeiten für ein mögliches Nachfolgeprojekt erarbeitet werden:

- Vergleich zu verschiedenen Berechnungsmethoden von gekoppelten Drosseln ausarbeiten
- Erstellen von Verlustmodellen bzw. thermischen Modellen
- Simulatorische Analyse und Validierung der vorab berechneten Modelle
- Umsetzung der Ergebnisse in einem physikalischen Muster

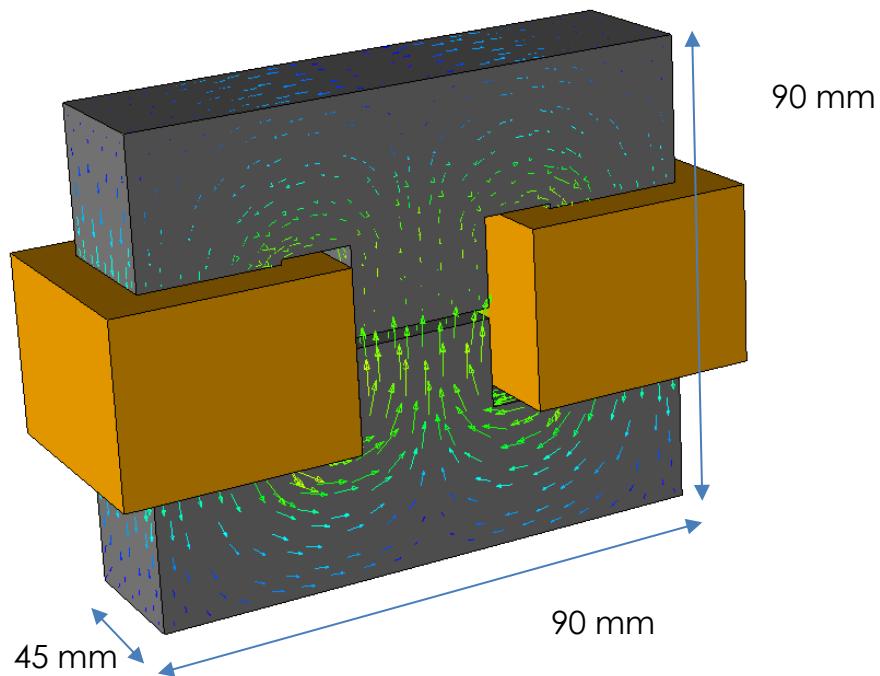


Abbildung 24: Magnetischer Feldverlauf in der gekoppelten Drossel

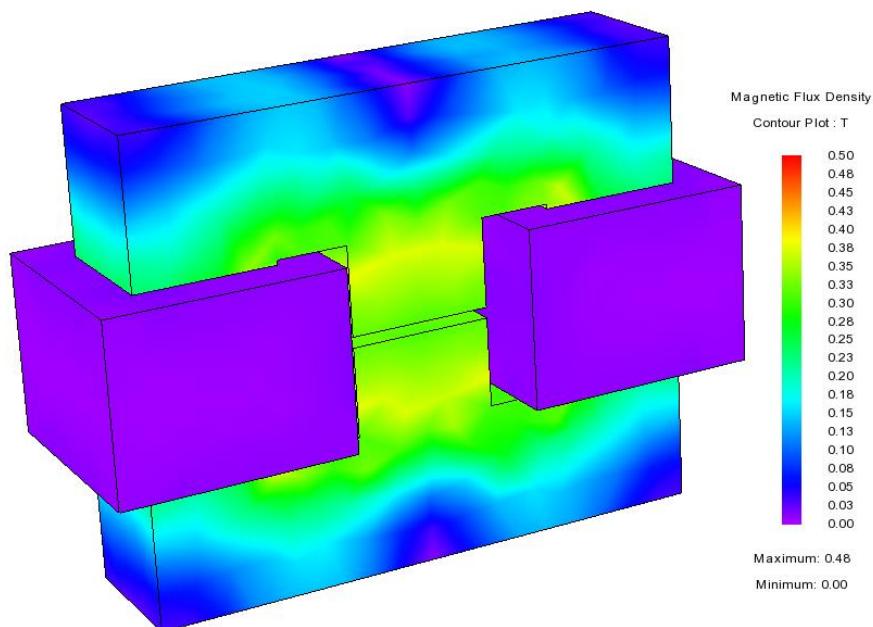


Abbildung 25: Magnetische Flussdichteverteilung in der gekoppelten Drossel

## Arbeiten an der Hilfsinduktivität:

Mittels firmeneigenen Auslegungstools wurde ein erstes Modell der Hilfsdrossel L3 berechnet und in Tabelle 14 die zugehörigen Daten zum Aufbau aufgelistet. Für den späteren Demonstrator wurden 2 Stück in der interleaved Version der Topologie gefordert.

Tabelle 14: Berechnung und Aufbau Hilfsdrossel L3

Schaltfrequenz [kHz]	48
L1 [ $\mu$ H]	<b>15</b>
IL, max [A]	40,00
IL, max [A]	40,00
IL, rms [A]	10,00
AL [nH]	150
Windungszahl N	10
Kernquerschnitt Ae [ $\text{mm}^2$ ]	240
Kerndurchmesser rund D [mm]	18
Luftspalt l <sub>c</sub> [mm]	2,1
Höhe MB H <sub>MB</sub> [mm]	25
Breite Joch bzw. Schenkel B <sub>J,S</sub> [mm]	3,6
Höhe bzw. Länge Kern gesamt H [mm]	32,2
Breite Kern gesamt B [mm]	41,2
Tiefe Kern T [mm]	34
Volumen MB [mm <sup>3</sup> ]	6000
Volumen Schenkel gesamt [mm <sup>3</sup> ]	6072
Volumen Joch gesamt [mm <sup>3</sup> ]	10007
Volumen Kern gesamt V <sub>K</sub> [mm <sup>3</sup> ]	21575
Volumen Wickel gesamt V <sub>W</sub> [mm <sup>3</sup> ]	4901
Volumen Bauteil gesamt V <sub>ges</sub> [mm <sup>3</sup> ]	<b>26476</b>
Gewicht Kern m <sub>K</sub> [g]	104
Gewicht Wickel m <sub>W</sub> [g]	39
Gewicht Bauteil gesamt m <sub>ges</sub> [g]	<b>143</b>

Die Daten aus der obigen Tabelle wurden extrahiert und in ein vorläufiges Kernmodell mit vereinfachter Wickelausführung eingepflegt. Die Maße der Drossel L3 zeigt Abbildung 26.

In der Simulationsumgebung konnten die Zielinduktivität (Abbildung 27) und die maximale magnetische Aussteuerung (Abbildung 28) nachvollzogen bzw. bestätigt werden.

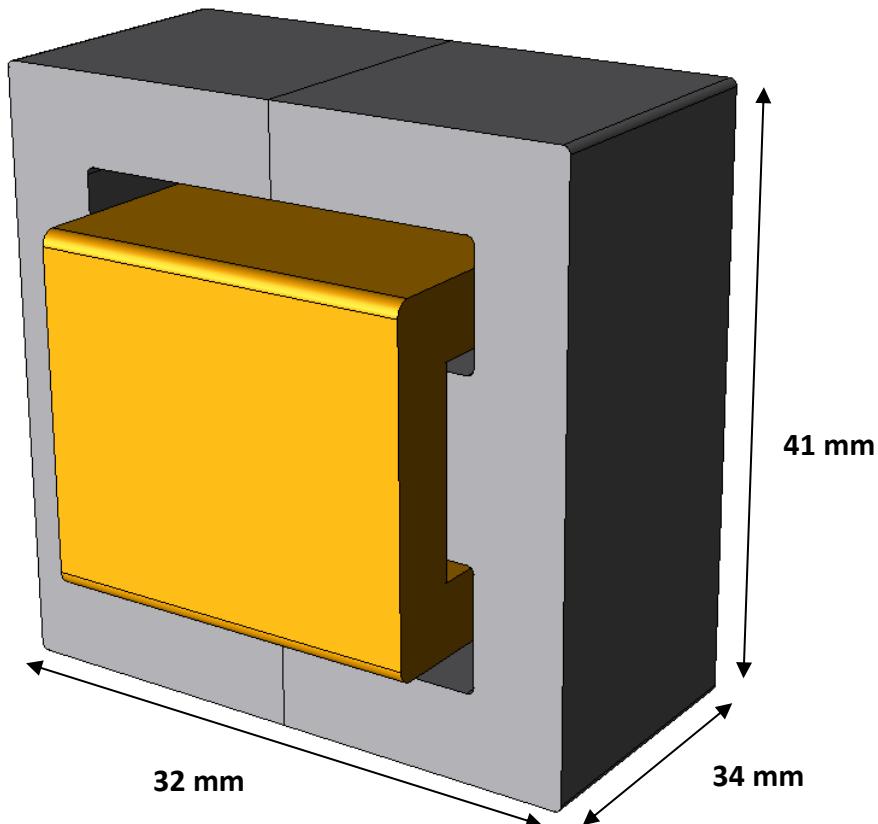


Abbildung 26: Abmaße der berechneten Hilfsdrossel L3

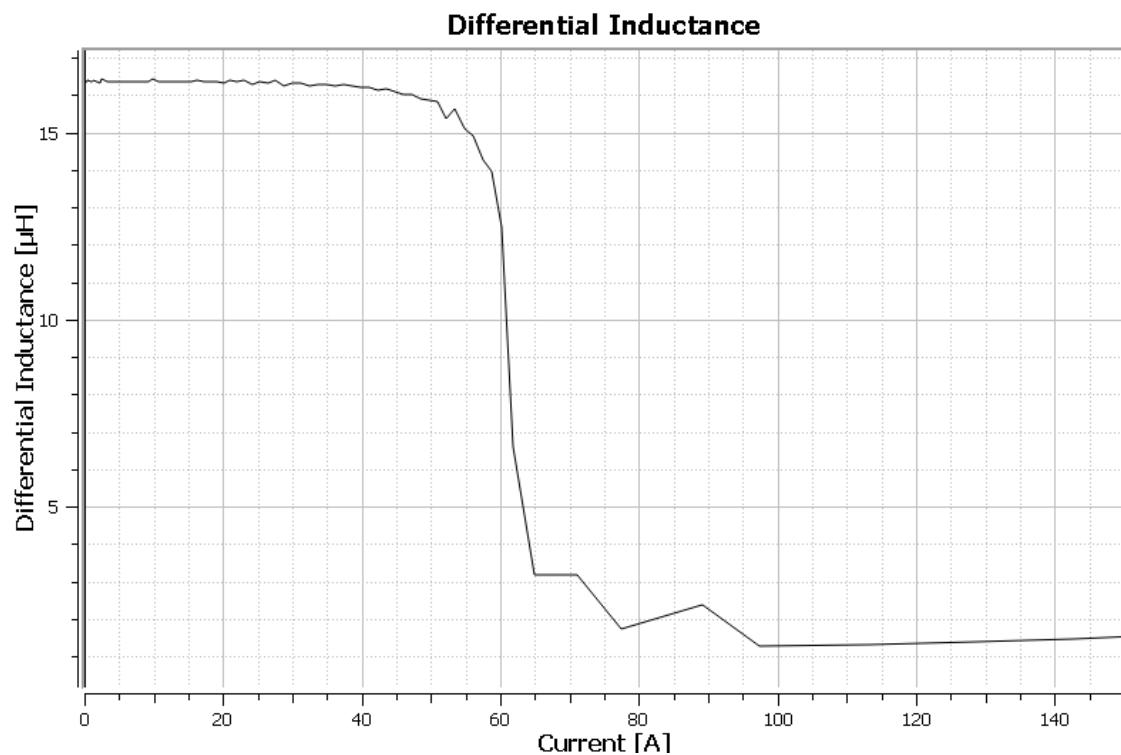


Abbildung 27: Induktivitätsverlauf mit steigendem Strom

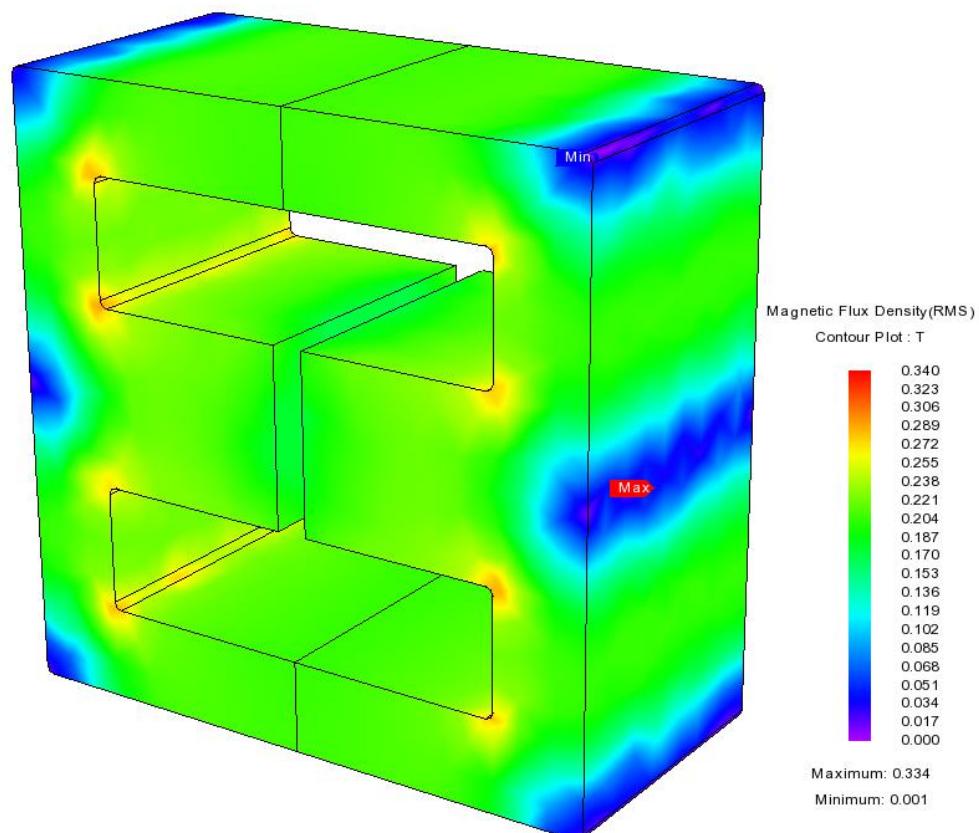


Abbildung 28: Simulation der magnetischen Aussteuerung der Hilfsdrossel L3

### 3) AP 4.3: Simulation, Auslegung, und Dimensionierung induktiver Leistungsbauelemente (Stromrichterdrossel)

Um das Ziel der Leistungsdichte im Projekt im Fokus zu behalten, wurde seitens Projektpartner Fraunhofer IEE vorgeschlagen, die Filterstruktur auf der Wechselrichterseite ganzheitlich zu betrachten (Differential + Common Mode). Ziel war es durch ein integriertes magnetisches Bauteil insgesamt kleiner und leichter zu werden.

Die Spezifikation aus AP1 wurde daraufhin um die Frequenzen von 48 kHz und 72 kHz erweitert und zur weiteren Untersuchung, ob eine 2Level- oder 3Level-Topologie von gravimetrischem Vorteile ist, an Sumida weitergeleitet.

Tabelle 15: Induktivitätswerte des Sinusfilter bei verschiedenen Varianten

Topologie	2LVL			3LVL		
	48	72	144	48	72	144
Schaltfrequenz [kHz]						
LDM1 [ $\mu$ H]	152	123	77	76	62	39

Zu den in Tabelle 15 aufgeführten Varianten wurden aus den jeweiligen Volumina der Drosseln aus der Simulation die Gewichte ermittelt und in Tabelle 16 bzw. im Graph in Abbildung 29 aufgeführt.

Tabelle 16: Drosselgewichte aus Simulation

Gewichtsanteile Drossel aus Simulation	2LVL			3LVL		
	48	72	144	48	72	144
Schaltfrequenz f [kHz]						
Kerngewicht mc [g]	2220	1539	1011	1011	1011	817
Wickelgewicht mw [g]	4037	3109	2826	2826	1908	1060
Drosselgewicht mL [g]	6257	4647	3837	3837	2918	1877

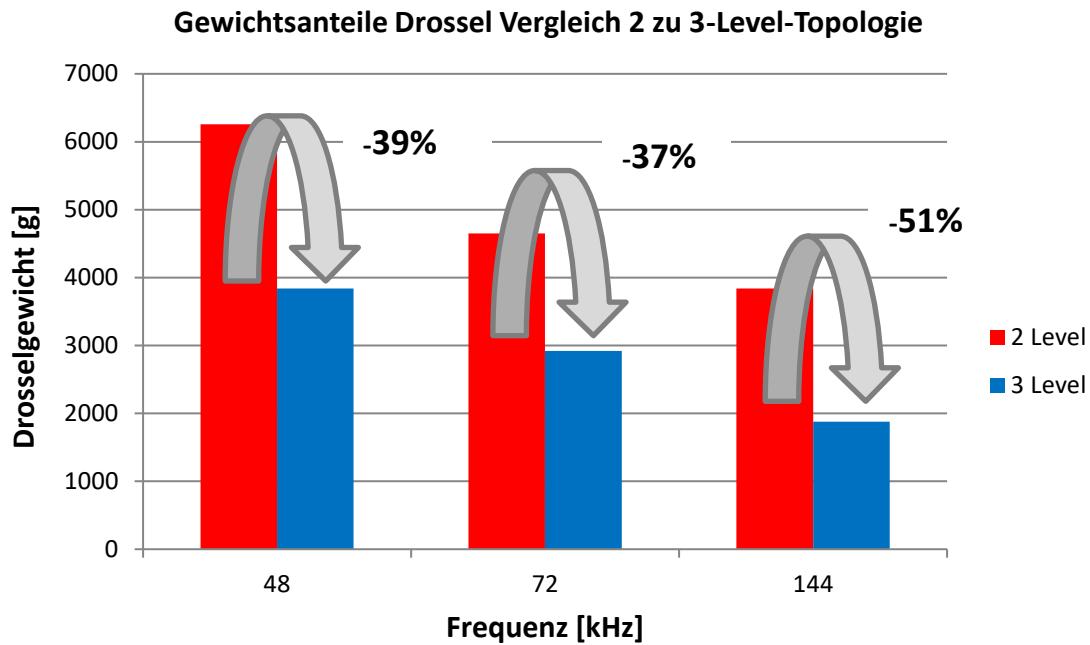


Abbildung 29: Gewichtsvergleich von 2Level zu 3Level-Topologie

Aus dieser Untersuchung wurde rasch deutlich, dass für die Erreichung der Projektziele nur eine 3Level-Topologie in Betracht gezogen werden konnte. Bei einer Frequenz von 144kHz ist das Einsparpotential von über 50% von 2-Level- zur 3Level-Topologie erheblich.

Daher wurde zur weiteren Analyse die 3Level-Topologie eingehender betrachtet und für eine konservative Auslegung mit 20% Rippelanteil bzw. erhöhtem Rippel mit 30% die Bauteilgewichte der Drosseln eruiert.

Tabelle 17: Ermittlung der geometrischen, volumen- und massenspezifischen Parameter der Drosseln

Frequenz f [kHz]	48	<b>48</b>	72	<b>72</b>	144	<b>144</b>
Rippelanteil [%]	20	<b>30</b>	20	<b>30</b>	20	<b>30</b>
LDM1_min[ $\mu$ H]	126	<b>84</b>	84	<b>56</b>	42	<b>28</b>
Windungszahl N	26	<b>21</b>	21	<b>17</b>	15	<b>12</b>
Kernquerschnitt Ae [mm <sup>2</sup> ]	1826	<b>1576</b>	1507	<b>1298</b>	1055	<b>919</b>
Kerndurchmesser rund D [mm]	49	<b>45</b>	44	<b>41</b>	37	<b>35</b>
Luftspalt l <sub>c</sub> [mm]	12.3	<b>10.4</b>	10	<b>8.5</b>	7.1	<b>6</b>
Höhe MB H <sub>MB</sub> [mm]	208	168	168	136	120	96
Breite Joch bzw. Schenkel B <sub>J,S</sub> [mm]	18.7	<b>17.6</b>	17.2	<b>15.9</b>	14.3	<b>13.2</b>
Höhe Kern gesamt H [mm]	245.4	<b>203.2</b>	202.4	<b>167.8</b>	148.6	<b>122.4</b>
Breite Kern gesamt B [mm]	107.4	<b>101.2</b>	99.4	<b>93.8</b>	86.6	<b>82.4</b>
Tiefe Kern T [mm]	49	<b>45</b>	44	<b>41</b>	37	<b>35</b>
Volumen MB [mm <sup>3</sup> ]	379808	<b>264768</b>	253176	<b>176528</b>	126600	<b>88224</b>
Volumen Schenkel gesamt [mm <sup>3</sup> ]	381180	<b>266112</b>	254284	<b>177316</b>	126984	<b>88704</b>
Volumen Joche gesamt [mm <sup>3</sup> ]	196821	<b>160301</b>	150452	<b>122296</b>	91640	<b>76138</b>
Volumen Kern gesamt V <sub>K</sub> [mm <sup>3</sup> ]	935350	<b>674790</b>	642843	<b>465108</b>	337734	<b>247552</b>
Volumen Wickel gesamt V <sub>w</sub> [mm <sup>3</sup> ]	251227	<b>187541</b>	183934	<b>139336</b>	112243	<b>84974</b>
Volumen Bauteil gesamt V <sub>ges</sub> [mm <sup>3</sup> ]	1186577	<b>862331</b>	826777	<b>604444</b>	449976	<b>332525</b>
Gewicht Kern m <sub>K</sub> [g]	4490	<b>3239</b>	3086	<b>2233</b>	1622	<b>1189</b>
Gewicht Wickel m <sub>w</sub> [g]	1973	<b>1473</b>	1444	<b>1094</b>	882	<b>668</b>
Gewicht Bauteil gesamt m <sub>ges</sub> [g]	6463	<b>4712</b>	4530	<b>3327</b>	2504	<b>1857</b>

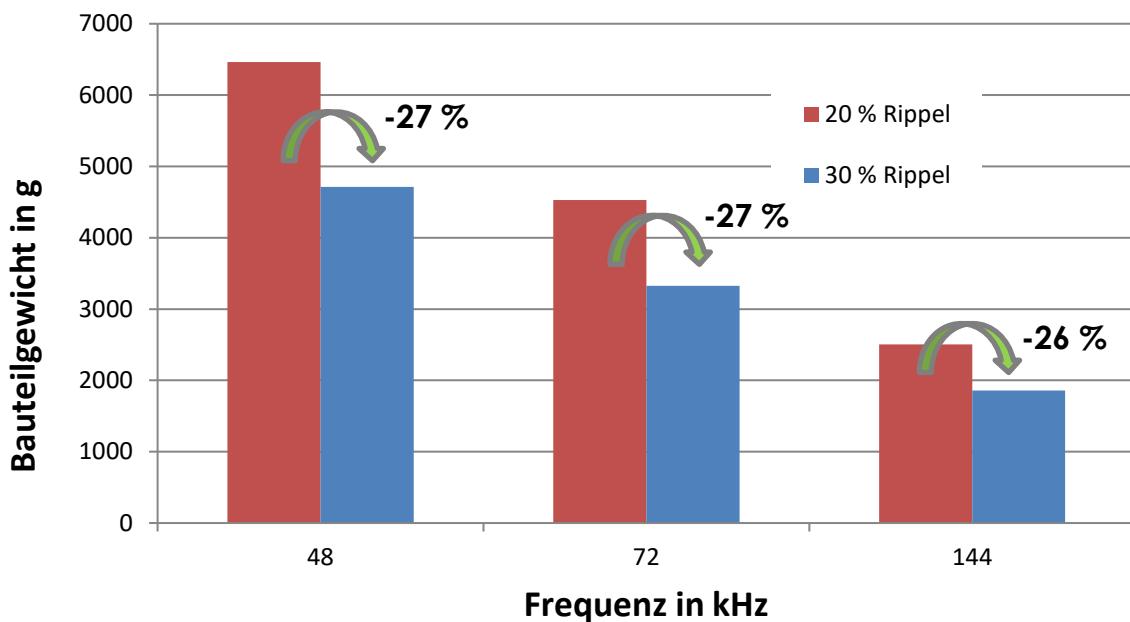


Abbildung 30: Bauteilgewicht Sinusfilter LDM1 bei verschiedenen Rippelanteilen und Frequenzen

Folgende Rückschlüsse können aus der oberen Grafik gezogen werden:

- **Ca. ¼ Gewichtseinsparung** von 20% zu 30% Ripple
- Bei **halber Frequenzerhöhung** (von 48 auf 72kHz) ca. **30% Gewichtsreduktion**
- Bei **Frequenzverdreifachung** (von 48 auf 144kHz) **Gewichtsreduktion** um ca. **60%**
- Bei **doppelter Frequenz** (von 72 auf 144kHz) **Gewichtseinsparung** von ca. **44%**

Für eine Frequenz von 48kHz und einem Rippelanteil von 30% wurde beispielhaft eine Simulation einer Drossel mit einem Induktivitätswert von 84 $\mu$ H in favorisierter 3Level-Topologie durchgeführt, um die vorherigen Ergebnisse zu bestätigen bzw. zu verifizieren. Abbildung 31 zeigt die Dimensionen der Drossel in Höhe, Breite und Länge. In Abbildung 32 kann anschaulich die Stromdichteüberhöhung über den Luftspalten dargestellt werden. Abbildung 33 zeigt die simulatorischen Ergebnisse der maximalen magnetischen Flussdichte, die unterhalb des Maximalwerts der zulässigen Kernaussteuerung liegt.

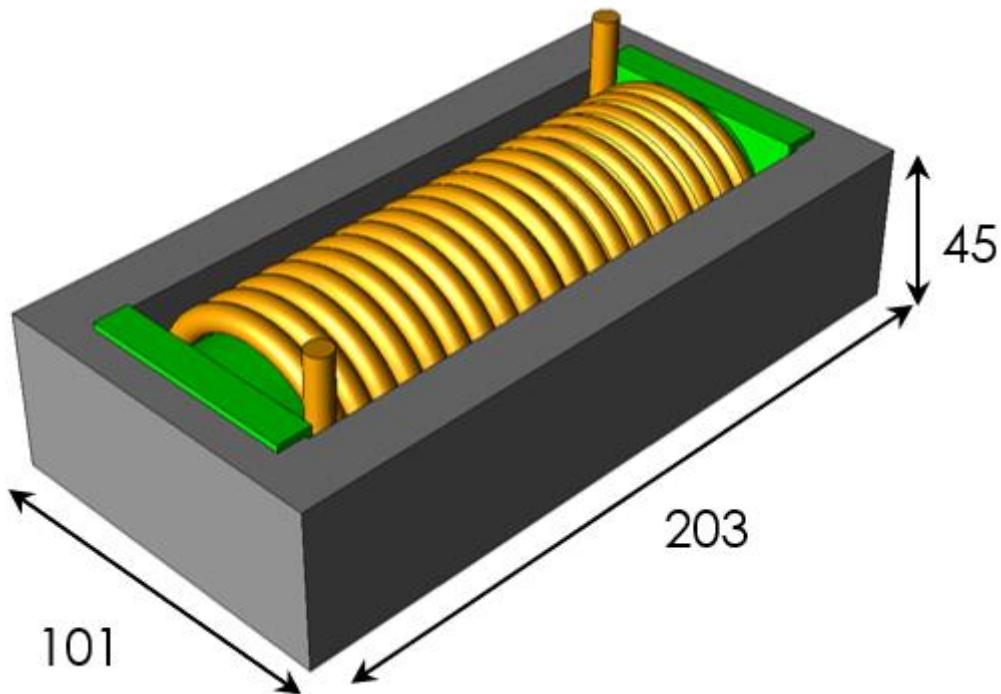
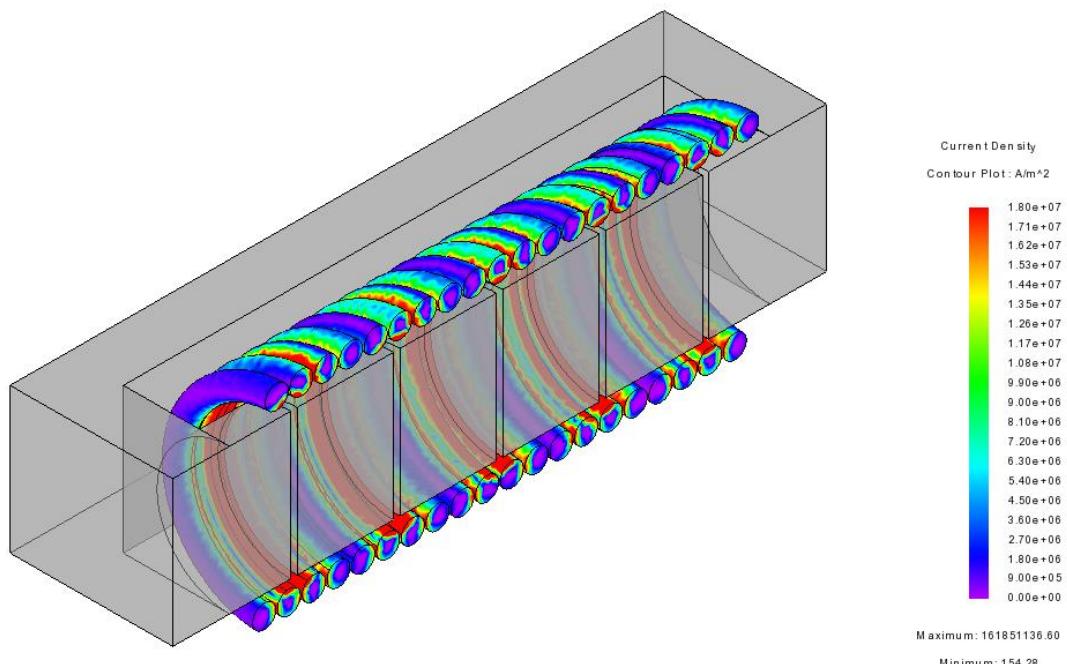


Abbildung 31: Maße Sinusfilter mit 48kHz und 30% Rippelanteil

Abbildung 32: Stromdichteverteilung in der Wicklung (bei 24mm<sup>2</sup> Querschnitt einer Windung)

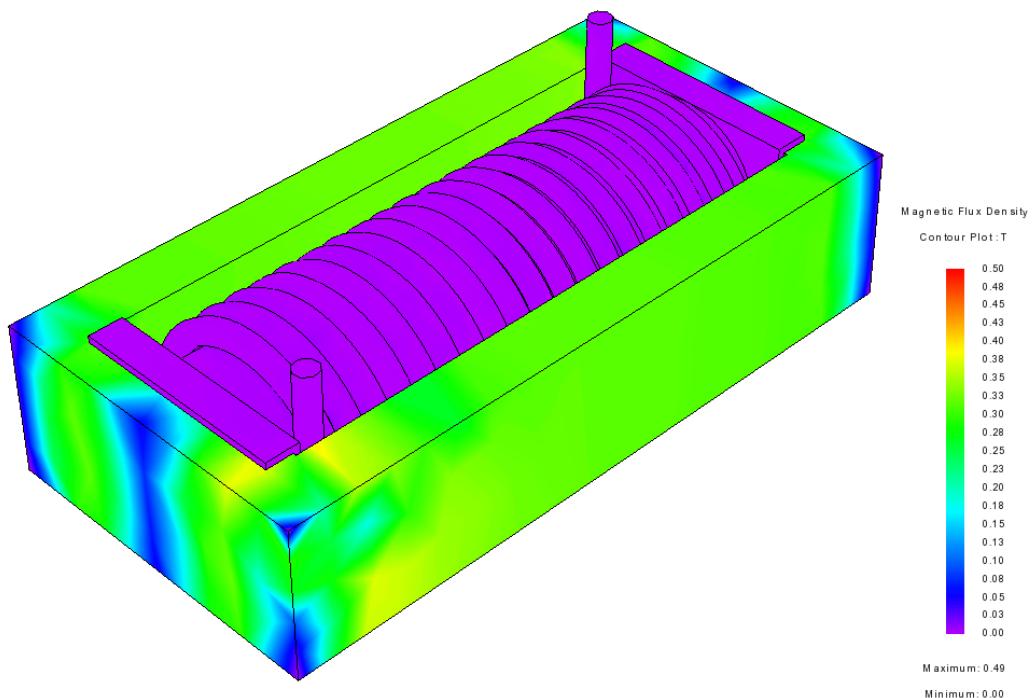


Abbildung 33: Simulation der maximalen magnetischen Flussdichte B in der Drossel

#### 4) AP 4.4. Simulation und Design der Demodulations- und EMV-Filtermodule

Dieses Arbeitspaket entfiel gegenüber der ursprünglichen Planung durch den Ausstieg von Kaco aus dem Projekt.

## 5) AP 4.5: Simulation, Auslegung und Dimensionierung von passiven Schaltentlastungskomponenten (z.B. eines galvanisch getrennten und aktiven Snubber-Transformators)

Um die Funktionalität der Schaltung des Wechselrichters zu gewährleisten, musste seitens Sumida eine Resonanzinduktivität entwickelt werden, die zur Schaltentlastung einen signifikanten Beitrag leistet. Um der Forderung eines konstanten Induktivitätswerts über einen weiten Frequenzbereich gerecht zu werden, wurde die Induktivität ohne Kernmaterial aufgebaut. Eine Luftspule bietet den Vorteil, dass sie keinen frequenzabhängigen Abfall im Induktivitätswert aufweist. Der geforderte Induktivitätswert hängt wesentlich von den geometrischen Randbedingungen ab. Die Auslegung und Berechnung der Resonanzinduktivität werden in Tabelle 18 aufgeführt.

Tabelle 18: Auslegung und Berechnung der Resonanzinduktivität

<b>Vorgaben:</b>			
Induktivität	L	0,75	µH
Drahtdicke mit Isolierung	d	4	mm
Drahtdicke ohne Isolierung	d <sub>N</sub>	800x0,1	mm
<b>Berechnung:</b>			
berechnete Windungszahl	N	4,25	
gewählte Windungszahl	N	4,00	
Länge der Spule	l	16	mm
mittlerer Durchmesser Luftspule	D <sub>m</sub>	35,56	mm
gewählter Durchmesser	D	40,00	mm
innerer Durchmesser Luftspule	D <sub>s</sub>	36,00	mm

Die resultierende Induktivität und Stromdichteverteilung der Resonanzinduktivität aus der Simulation zeigen Abbildung 34 und Abbildung 35.

### FEM Conductor Inductance

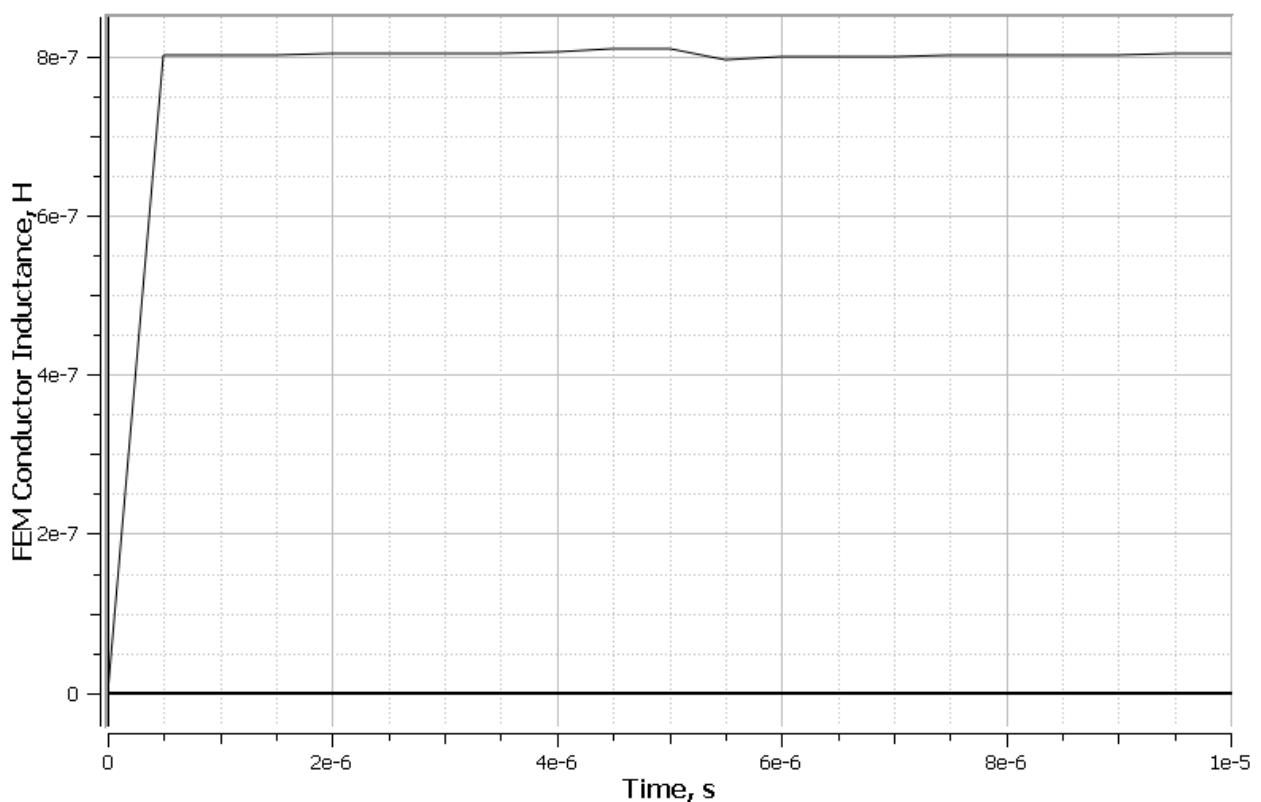


Abbildung 34: Resultierende Induktivität aus Simulation

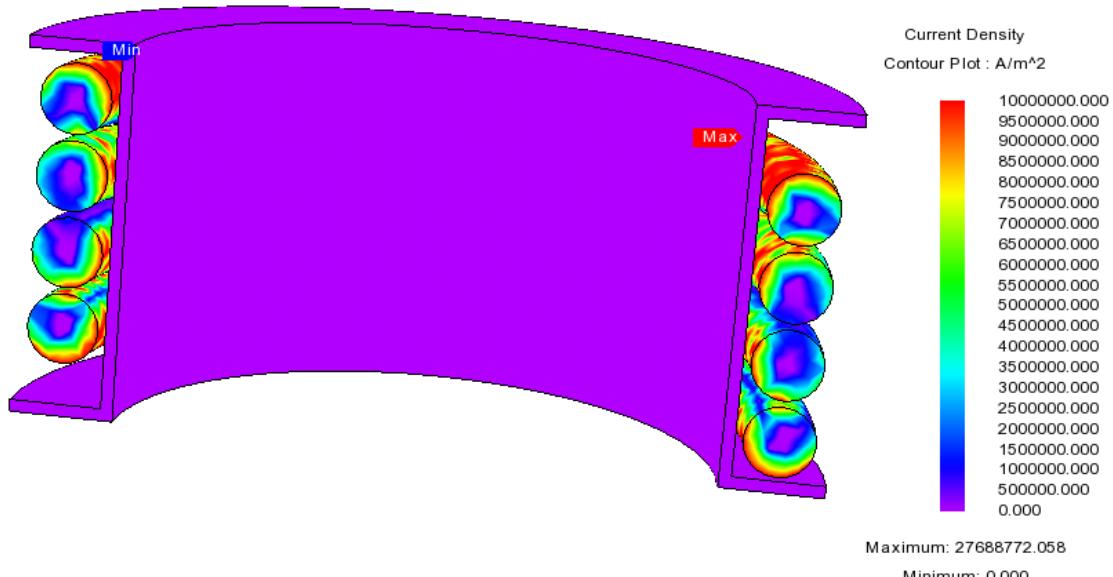


Abbildung 35: Stromdichteverteilung in der Resonanzinduktivität

## 6) AP 4.6: Untersuchung von Wärmemanagementkonzepten zur Integration aktiver und passiver Leistungskomponenten (u.a. von Heat Pipes und aktiven Kühlmechanismen)

Die thermischen Eigenschaften der Komponenten werden durch den Wegfall des Demonstators auf Simulationsebene untersucht. Für die Hauptdrossel L1 wurde in der thermischen Simulation um die induktive Komponente ein Gehäuse mit Verguss konstruiert, um die Wärmeabfuhrmechanismen mittels Konturplot darstellen zu können. Die einzelnen Komponenten sind in Abbildung 36 dargestellt.

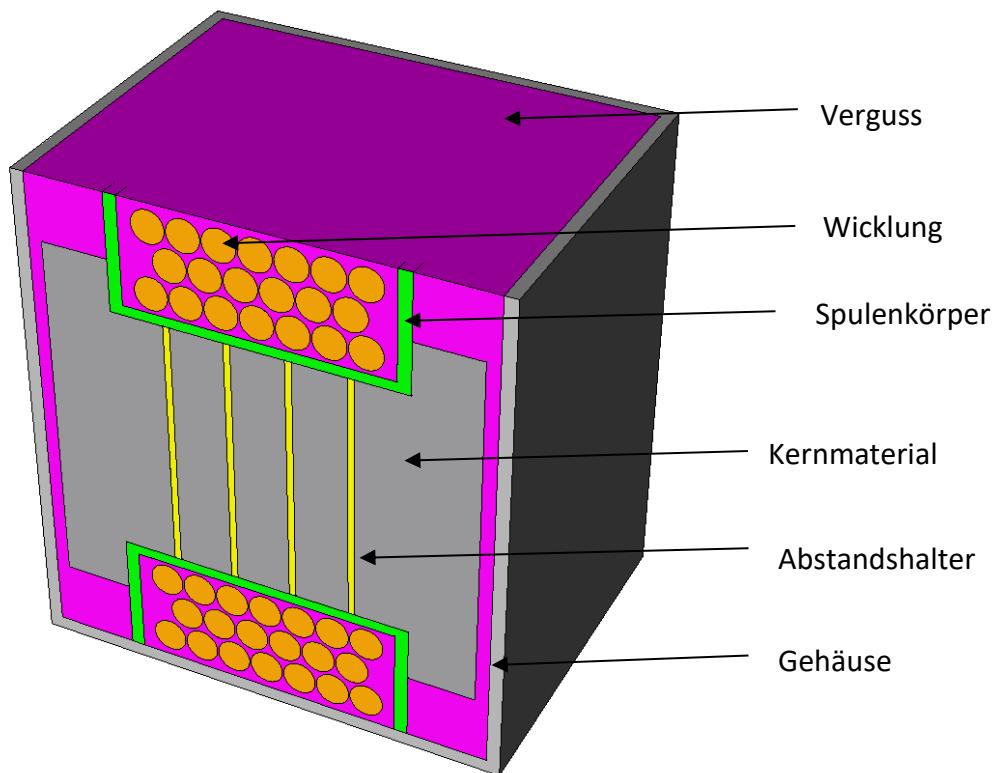


Abbildung 36: Hauptdrossel L1 in Vergussbecher zur thermischen Analyse

Die Verlustwerte für Wicklung und Kern wurden aus der elektrischen bzw. magnetischen Simulation entnommen und in der thermischen Analyse eingesetzt. Für Wickelverluste von insgesamt 10 W und Kernverlusten von ebenfalls 10 W wurden ohne thermische Anbindung des Alugehäuses folgende Temperaturen ermittelt (Abbildung 37).

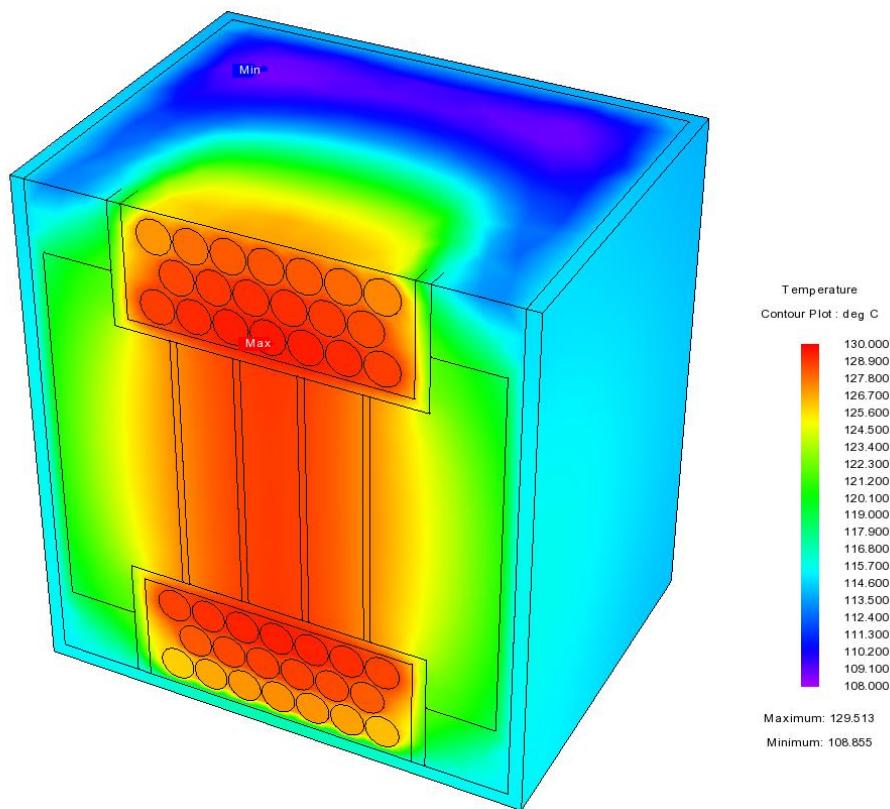


Abbildung 37: Thermische Simulation der Hauptdrossel L1 in Alugehäuse

Ohne Kühlzanbindung des Gehäuses wurde in der Simulation eine Maximaltemperatur von ca. 130°C erzielt. Dabei liegt der thermische Hotspot in der Lagenwicklung, insbesondere in der inneren Lage, die nahe an den Luftspalten im Mittelschenkel liegen. Hier bestimmen die luftspaltinduzierten Verluste den Temperaturgradienten in der Wicklung. Das Aluminiumgehäuse liegt mit einer Temperatur von ca. 115°C nur geringfügig unterhalb der Hotspot-Temperatur. Um eine Wärmespreizung im Bauteil gewährleisten zu können, wurde im nächsten Simulationsschritt eine Kühlplatte unterhalb des Gehäuses konstruiert und mit den gleichen Verlustbeiwerten wie in der ersten Thermoanalyse versehen. Abbildung 38 zeigt die Ergebnisse im Detail.

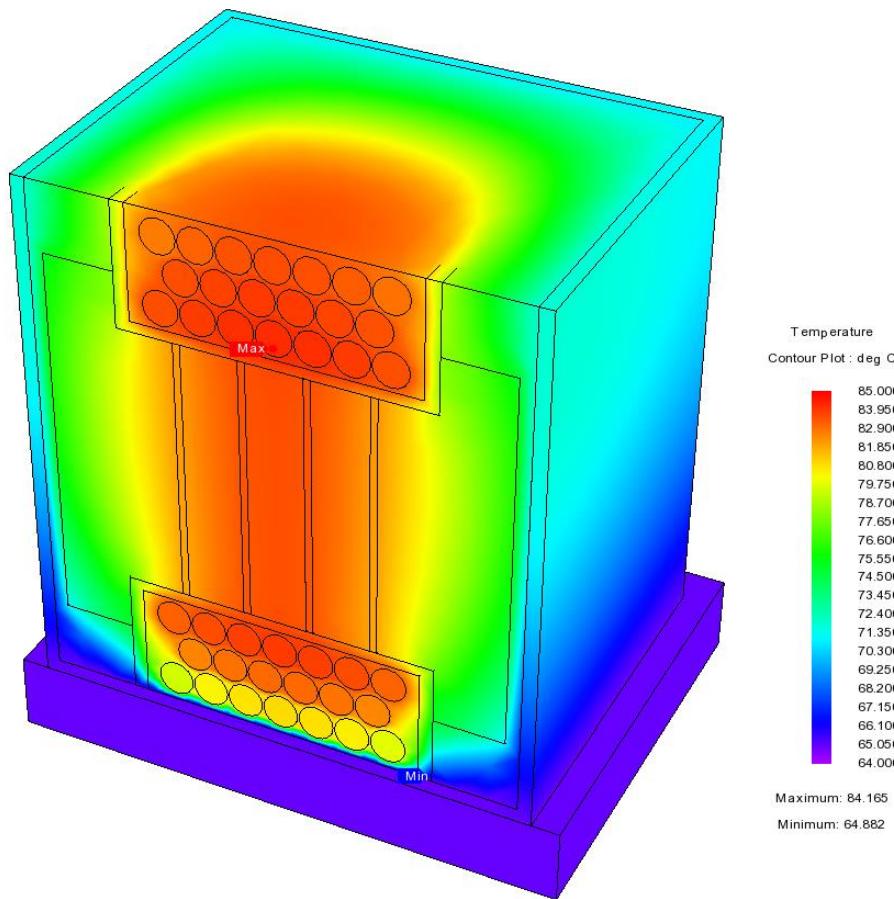


Abbildung 38: Thermische Simulation der Hauptdrossel L1 mit Kühlplatte bei 65°C

Mit einer unterseitigen wassergeführten Kühlung von 65°C und unter Einbettung der Induktivität in ein Aluminiumgehäuse mit Thermoverguss konnte in der Simulation eine signifikante Wärmespreizung innerhalb des Bauteils erzielt werden. Der Hotspot im Wickel konnte um ca. 45°C gegenüber der ersten Simulation ohne Kühlzanbindung gemindert werden. Die Wärmeabfuhrmechanismen unter Einbindung von Verguss, Aluminiumgehäuse und Kühlplatte tragen wesentlich zur Einhaltung von Temperaturgrenzen im Kern und Wicklung bei. Diese simulative theoretische Untersuchung müsste indes mit einem realen Bauteil verifiziert und abgeglichen werden.

## 7) AP 4.7: Optimierung der niederinduktiven Aufbau- und Verbindungstechnik

Das Entfallen des Demonstrators bedingt in diesem AP die Optimierung der niederinduktiven AVT einerseits auf Labormusterebene bzw. andererseits durch simulationsgestützte Annahmen theoretisch zu bewerten.

Auf dem Platinen-Layout sollte der Kern eine möglichst kleine Grundfläche einnehmen. Daher wurde von Projektpartner Fraunhofer IEE ein Vorschlag unterbreitet wie in Abbildung 39 zu sehen ist: stehender Kern mit vertikaler Ausrichtung der Wicklung. Die Drahtenden sollten je nach Strombelastbarkeit auf mehrere Pins aufgeteilt werden. Am Spulenkörper sollten zwei Öffnungen zur mechanischen Befestigung vorgesehen werden.

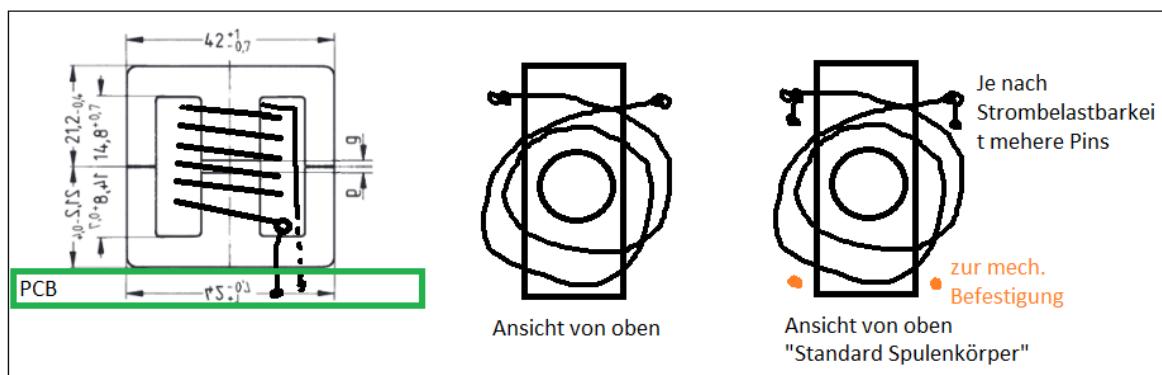


Abbildung 39: Vorschlag zur PCB-Anbindung

Seitens Sumida wurde folgende Ausführung der Anbindung an PCB vorgeschlagen (siehe Abbildung 16):

- stehender Kern mit Wicklung /Mittelbutzen waagerecht
- Befestigung des Spulenkörpers mittels 4 Laschen mit Schrauben M3
- Anbindung Wicklung (Litze) an PCB mittels Flachstecker

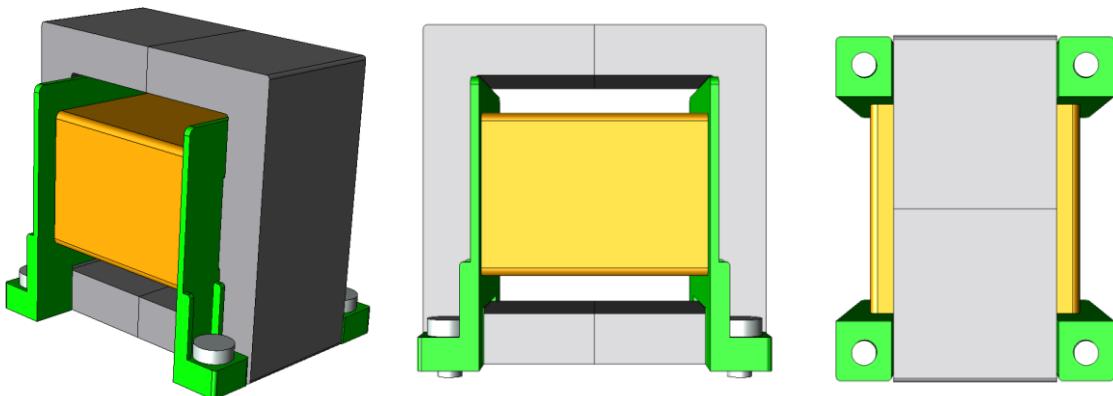


Abbildung 40: Hilfsinduktivität mit E42-Kern; Ansichten: links (isometrisch), mittig (Seitenansicht), rechts (Ansicht von unten)

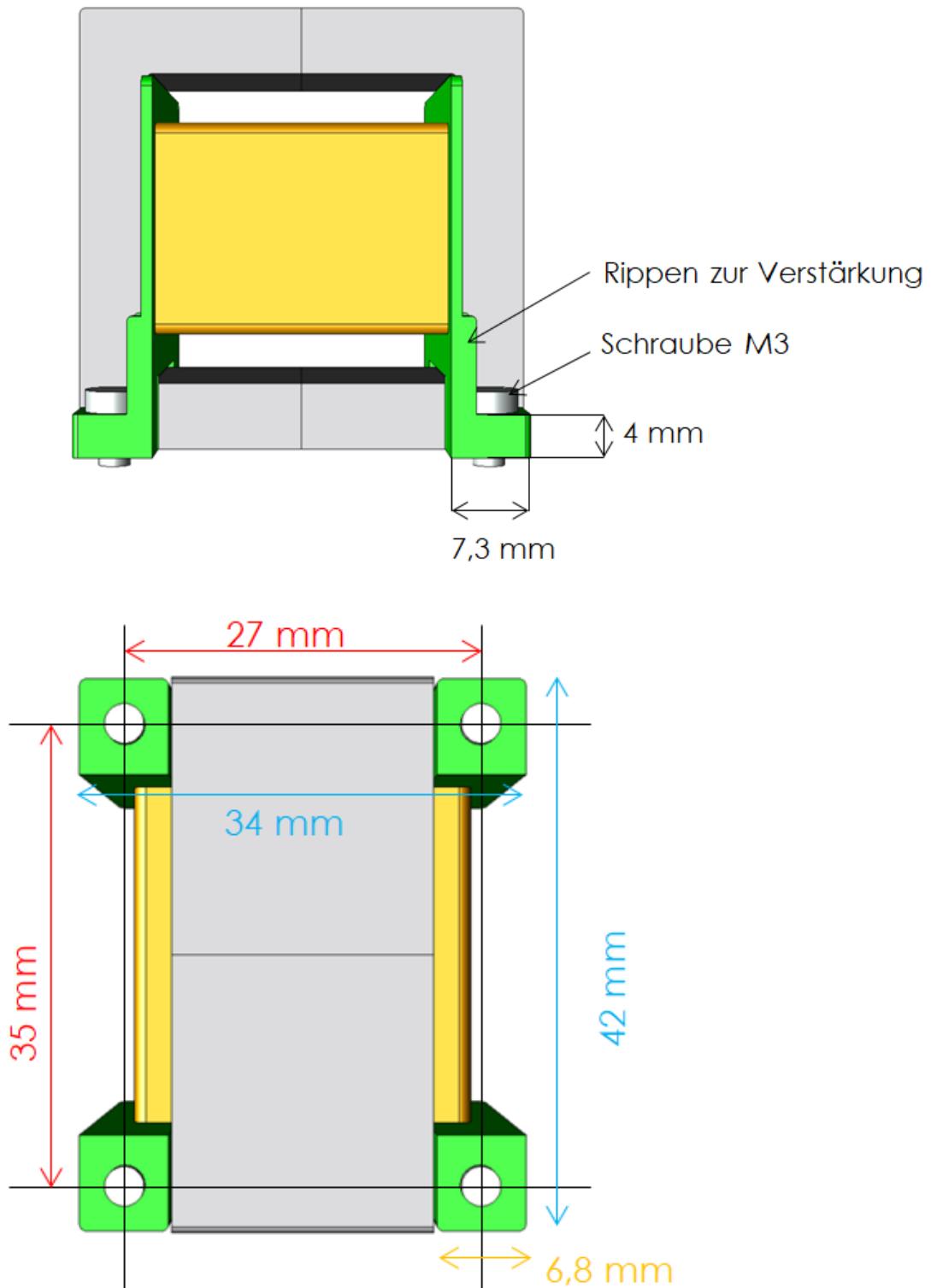


Abbildung 41: Bemaßung der Anbindungspunkte der Hilfsdrossel auf PCB

**Anbindung Wickel an PCB:**

- Wickel wird mit einem Flachstecker mittels Thermokompression verbunden.
- In PCB sollte eine Steckverbindung angebracht werden, in die der Flachstecker (siehe Abbildung 43) gesteckt werden kann.
- Zwischen den Anschraublaschen links und rechts unterhalb der Wicklung sollte vom IEE die Steckverbindung montiert werden (in Abbildung 42 violett dargestellt).
- Favorisierte Position für Steckverbinder vom IEE wählbar

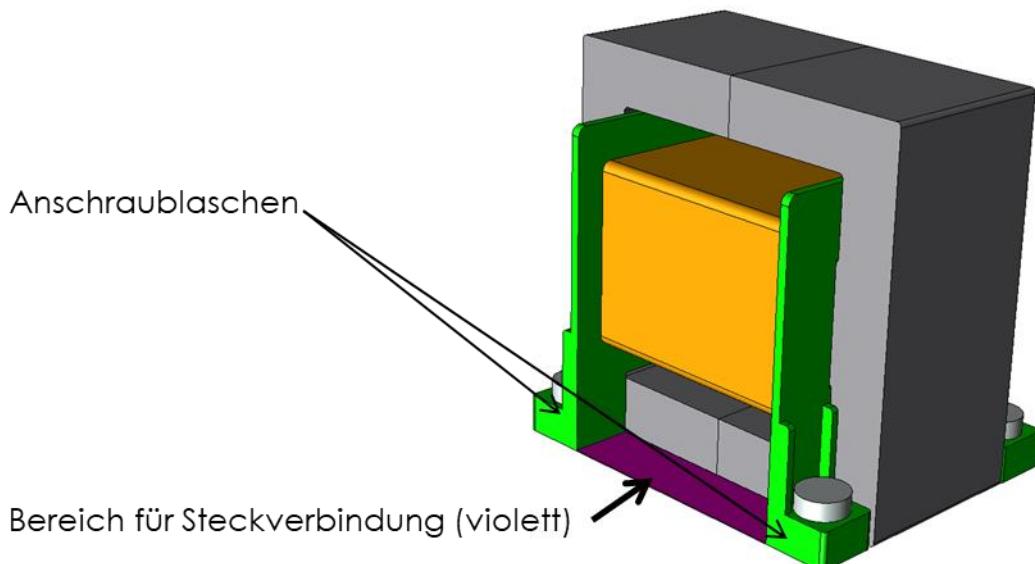


Abbildung 42: Schraubschlüssige Verbindung der Induktivität an PCB

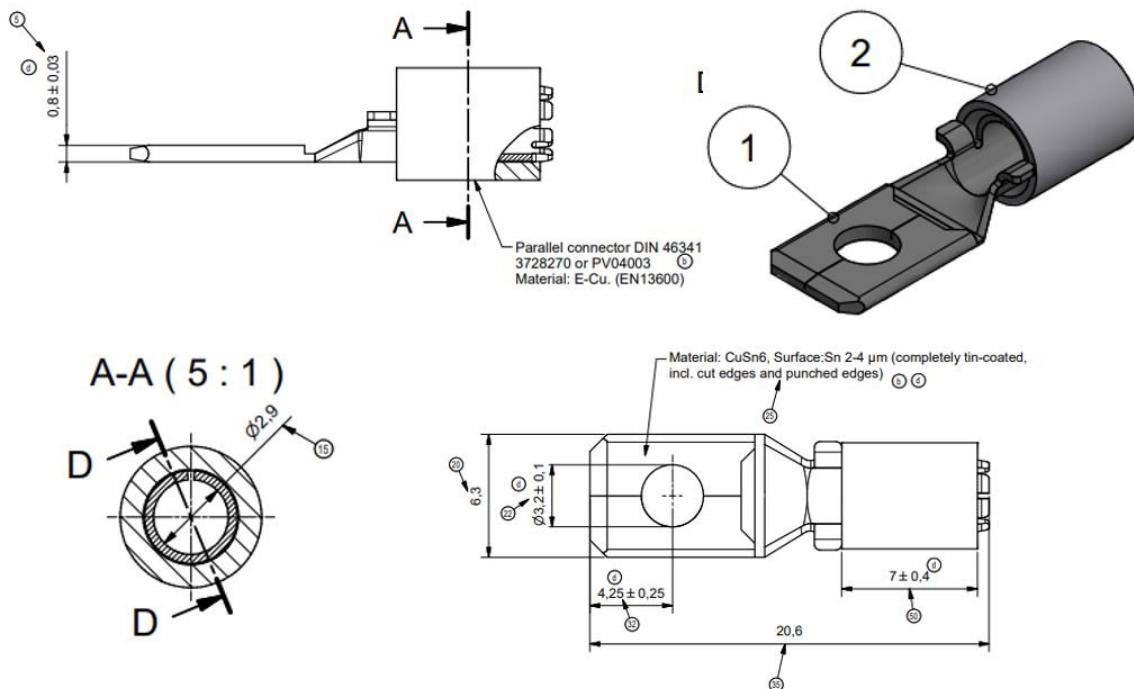


Abbildung 43: Daten Flachstecker für Hilfsinduktivität

## 8) AP 4.8: Weiterentwicklung des Kalorimeters incl. Bestromungseinheit zur exakten Verlustleistungsbestimmung der neuen magnetischen Bauelemente

Dieses Arbeitspaket wurde im Zuge der Arbeitsplanänderung nach dem Rückzug des Projekt-partners Kaco gestrichen und nicht weiterbearbeitet.

## 9) AP 4.9: Verlustleistungsbestimmung und Modelbildung der induktiven Bauelemente

Ziel des APs ist die Bewertung der aufgebauten induktiven Komponenten bzgl. der auftretenden Verluste im Betriebszustand. Für den Sinusfilter LDM1 im Wechselrichter wurden zunächst simulativ die einzelnen Verlustanteile in der Wicklung bestimmt (Tabelle 19)

Die Wicklungsverluste sind vom Durchmesser, der Länge des Drahts und von der Windungsanzahl abhängig. Je höher die Windungszahl bei sonst gleichen Bedingungen, desto höher sind die Wicklungsverluste. Diese wiederum können in DC- und AC-Verluste aufgeteilt werden.

Tabelle 19: Simulativ ermittelte Verlustanteile in der Wicklung des Sinusfilter LDM1

<b>Topologie</b>	<b>3LVL</b>		
	48	72	144
<b>Schaltfrequenz [kHz]</b>	48	72	144
<b>Ripplstrom max</b>	30%	30.0%	30%
<b>L<sub>DM1</sub> [<math>\mu</math>H]</b>	84	56	28
<b>P<sub>RMS</sub> [W]</b>	12.91	8.09	6.2
<b>P<sub>Skin</sub> [W]</b>	3.22	5.18	6.32
<b>P<sub>Proxy</sub> [W]</b>	9.28	8.78	4.9
<b>P<sub>Wicklung ges</sub> [W]</b>	25.41	22.05	17.42

Für den gewählten Ripplstromanteil von 30% und für die vorgeschlagenen Frequenzen von 48, 72 und 144 kHz wurden die DC-Anteile der rms-Verluste und die AC-Anteile der Skin- und Proximityverluste in Tabelle 19 aufgelistet. Grafisch werden die Ergebnisse in Abbildung 44 dargestellt.

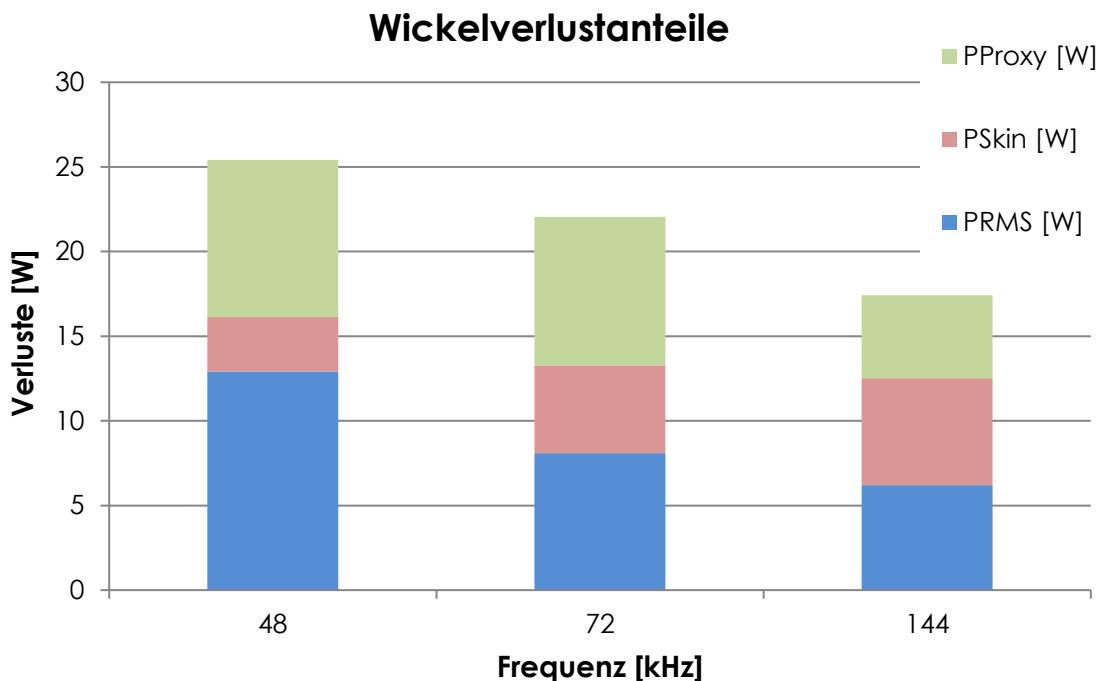


Abbildung 44: Simulative bzw. rechnerisch ermittelte Verlustanteile im Ferritmaterial Fi335

Neben den Gleichstromverlusten (RMS-Verluste), die in Abbildung 44 blau dargestellt sind, entstehen in den Wicklungen bei hohen Frequenzen Wechselstromverluste, die durch die sog. Skin- und Proximity-Effekte hervorgerufen werden. In den Wicklungen werden durch Wirbelströme, die durch schnelle Änderung des magnetischen Feldes bei hohen Frequenzen entstehen, zusätzliche Verluste im Leiter sowie in benachbarten Leitern verursacht.

Skin-Effekte nehmen mit zunehmender Frequenz deutlich zu (roter Anteil im Graphen). Um dieses Problem zu minimieren und den Einfluss des Skin-Effekts mit steigender Frequenz zu verringern, wird der Kupferquerschnitt auf mehrere Leiter (HF-Litze) mit insgesamt gleicher Stromtragfähigkeit verteilt. In den Modellen wurde dieselbe Litze für alle drei Frequenzen verwendet, um einen fairen Vergleich untereinander zu gewährleisten.

Die Proximity-Verluste hingegen, die die Verlustanteile zwischen benachbarten Leitern darstellt, reduzieren sich in oberer Darstellung, was jedoch der Tatsache geschuldet ist, dass sich bei den berechneten Modellen mit zunehmender Frequenz die Windungszahlen, die mit den benachbarten Leitern korrelieren, deutlich minimieren.

Kern- oder Ummagnetisierungsverluste stellen die im Ferritkern entstehenden und in Wärme umgesetzten Verluste dar. Sie repräsentieren die Gesamtkernverluste, die in unterschiedlichem Maße von der Frequenz abhängig sind und sich in Hystereseverluste, Wirbelstromverluste und Nachhalteverluste aufteilen. Simulativ wurden die Kernverluste des Ferritmaterials Fi335 für die verschiedenen Frequenzen ermittelt und in Abbildung 45 dargestellt. Deutlich zu erkennen ist die Zunahme der Verluste mit steigender Frequenz.

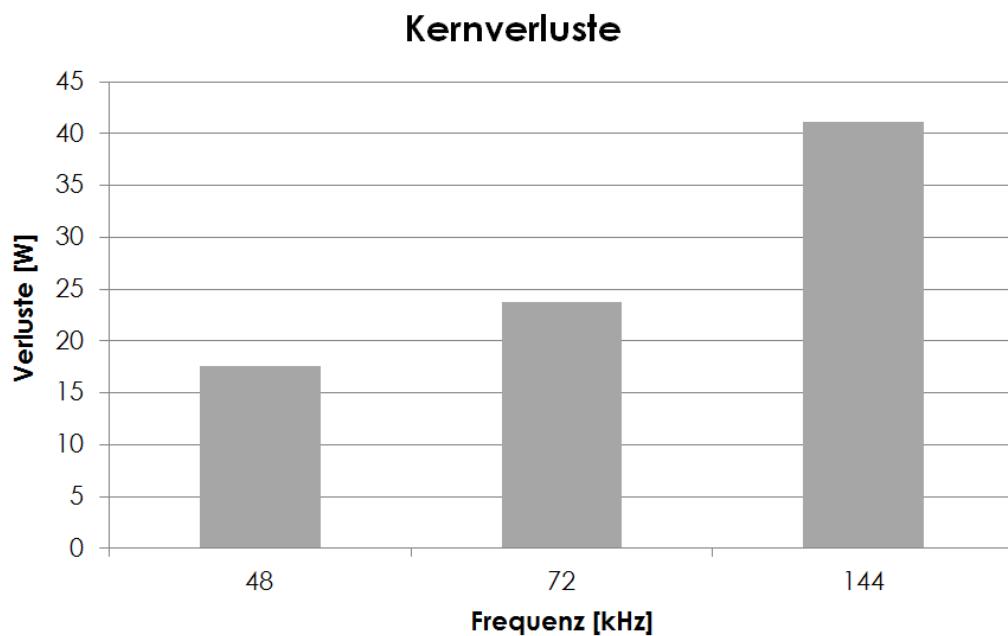


Abbildung 45: Simulativ ermittelte Kernverluste des Sinusfilters LDM1 mit Ferritmaterial Fi335 bei verschiedenen Frequenzen

Tabelle 20 und Abbildung 46 zeigen tabellarisch und grafisch die Verlustverteilung des simulierten Sinusfilter. Bei halber Frequenzerhöhung (von 48 auf 72 kHz) ist mit einer Zunahme von 6 %, bei Frequenzverdoppelung (von 72 auf 144 kHz) mit einer Zunahme von 22 % zu rechnen.

Tabelle 20: Verlustanteile des Sinusfilter LDM1

Topologie	3LVL		
Schaltfrequenz [kHz]	48	72	144
Rippelstrom max	30%	30.0%	30%
$L_{DM1}$ [ $\mu$ H]	84	56	28
$P_{Wicklung\ ges}$ [W]	25.41	22.05	17.42
Kernverluste $P_{Kern}$ [W]	17.58	23.70	41.15
Verlustleistung $P_V$ Drossel [W]	42.99	45.75	58.57

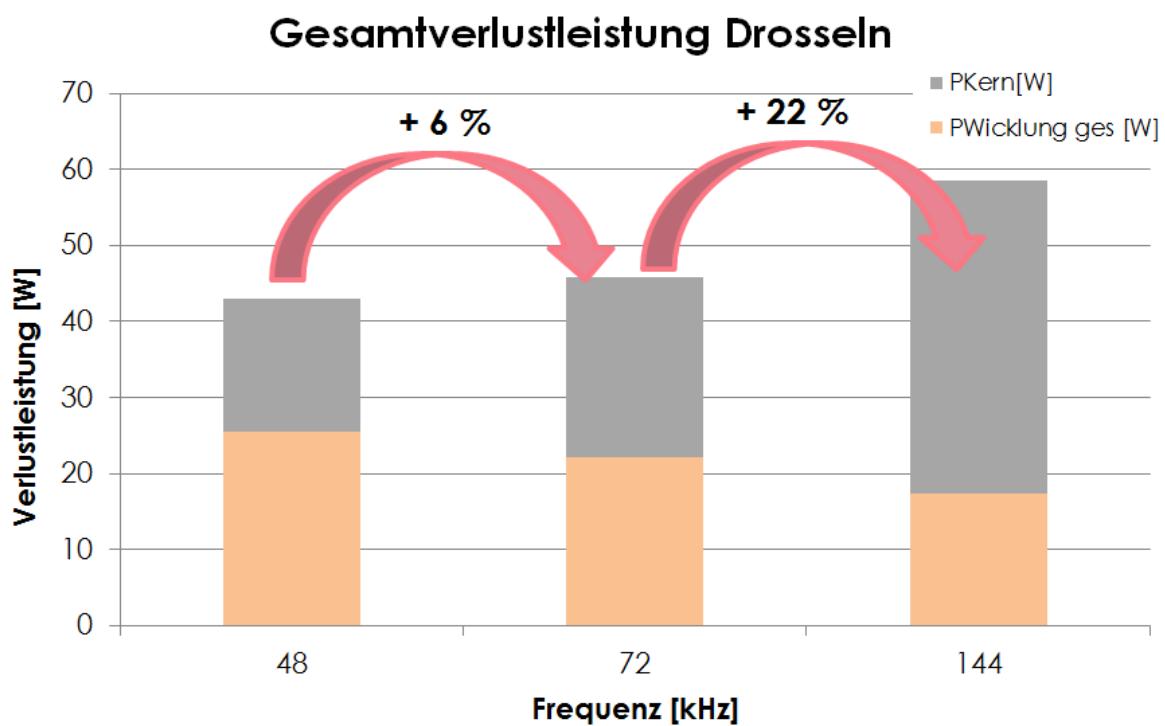


Abbildung 46: Sinusfilter LDM1 \_ Gesamtverlustleistung

Die in Abbildung 46 aufgeführten Verluste verursachen im Betrieb der Drossel eine explizite Temperaturerhöhung in den Bauteilkomponenten. Diese Erwärmung wurde simulatorisch

ermittelt und die jeweilige Hot Spot Temperatur grafisch in Abbildung 47 dargestellt. Exemplarisch zeigt Abbildung 48 die Temperaturverteilung im Bauteil in Falschfarbendarstellung.

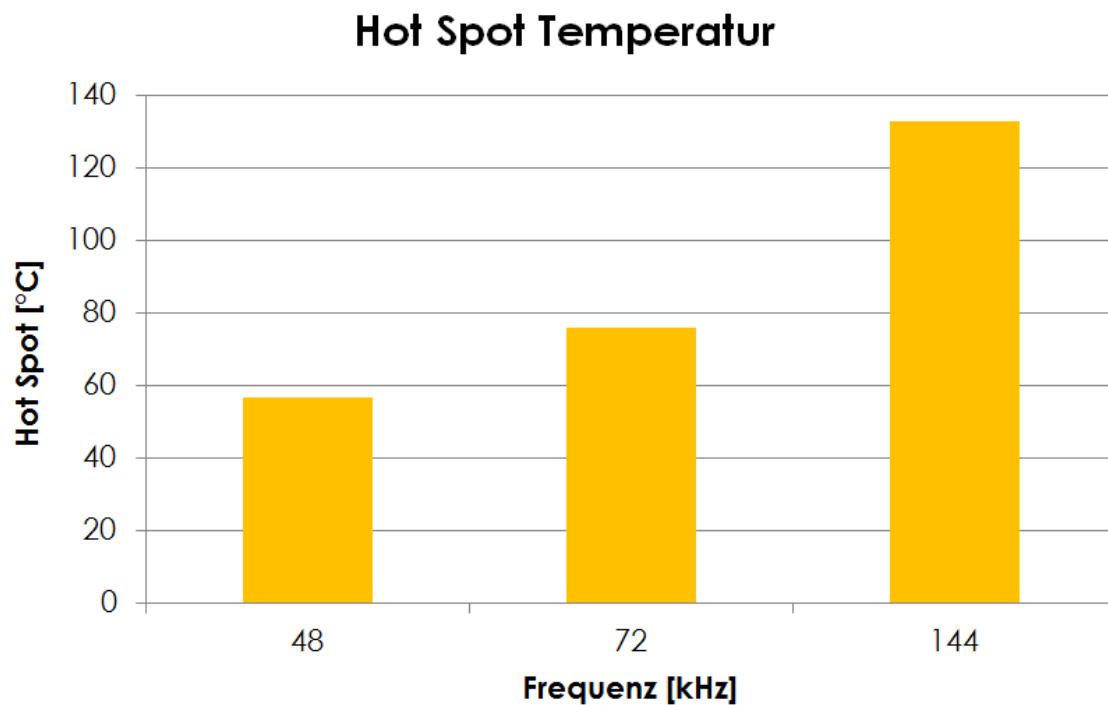


Abbildung 47: Simulierte maximale Temperatur (Hot Spot) im Bauteil

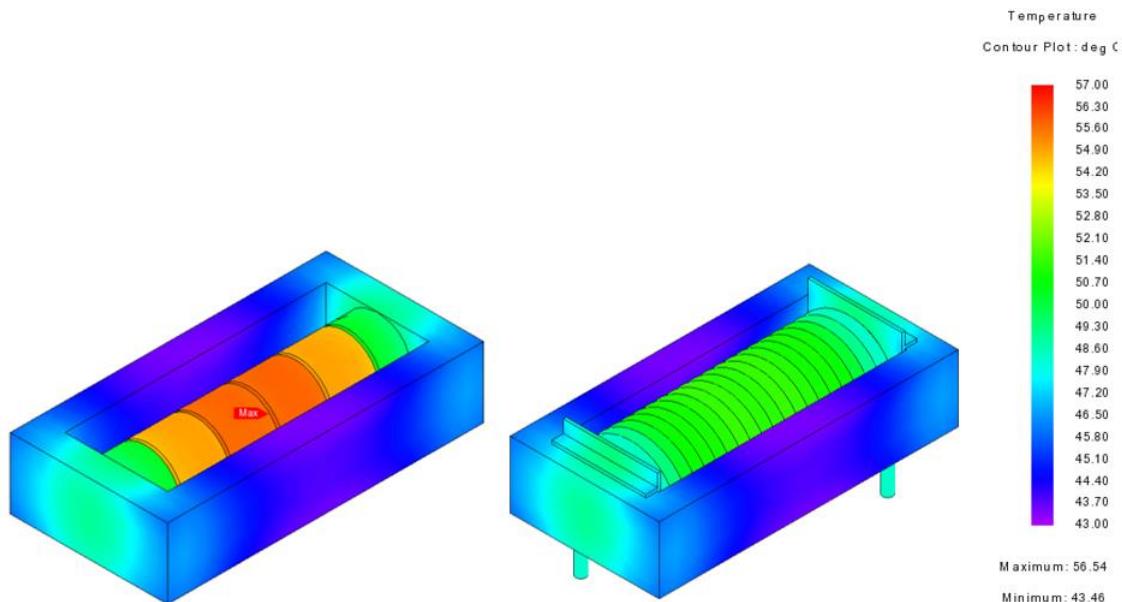


Abbildung 48: Max. Temperatur der Drossel 84  $\mu$ H @ 48 kHz ohne Wicklung (links) und mit Wicklung (rechts)

## 10) AP 4.10: Entwicklung eines Entwärmungskonzepts für die ursprünglich geplante Anwendung

In Anlehnung an die ursprüngliche Anwendung werden für das Entwärmungskonzept intensive Untersuchungen der Induktivitäten im Labormaßstab angestrebt. In erster Linie werden theoretische Berechnungen und simulationsgestützte Konzepte erarbeitet, die eine realitätsnahe Abbildung der Induktivitäten in der geplanten Anwendung widerspiegeln. Die Ergebnisse wurden bereits in AP 4.6 diskutiert und bewertet.

## 11) AP 4.11: Aufbau 1. Iteration der Induktivitäten

Den Aufbau der Hauptdrossel L1 bzw. L3:

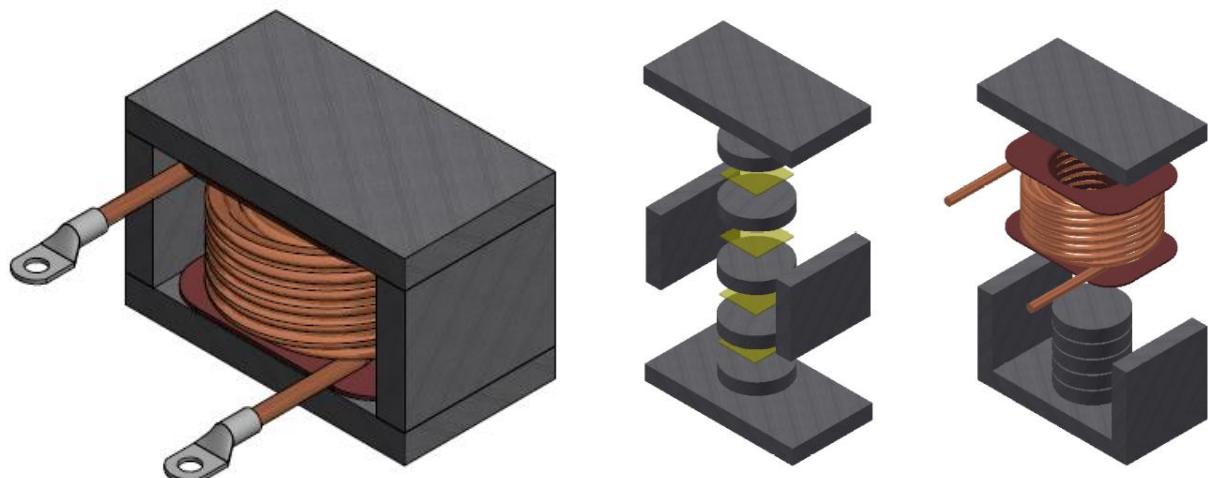


Abbildung 49: 3D-Modell (links) und Explosionsdarstellung (rechts) der Hauptdrossel L1

Gemäß Auslegung aus AP 4.2 wurde ein Labormuster aufgebaut, das die berechneten Parameter widerspiegelt (siehe Abbildung 49 und Abbildung 50).

Die wichtigsten Daten zur Hauptdrossel werden nachfolgend zur Vollständigkeit aufgezählt:

- Verwendetes Kernmaterial: Fi395
- Wicklung dreilagig ausgeführt mit HF-Litze vom Typ 1050 x 0,1mm
- Litzenenden verzinnt mit Kabelschuh M6 10mm<sup>2</sup> Lochdurchmesser 6,5mm

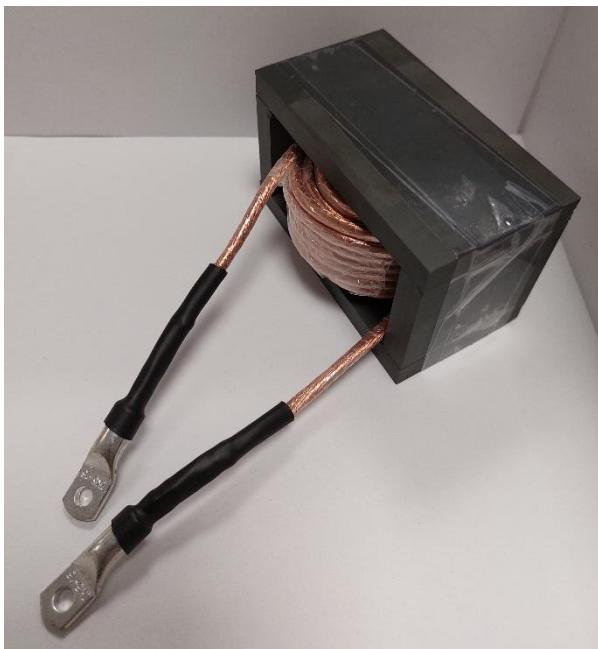


Abbildung 50: Aufgebautes Labormuster der Hauptdrossel

#### Aufbau Funktionsmuster der Hilfsinduktivität L2 bzw. L4:

Der Standard-Kern E42 konnte die magnetischen sowie geometrischen Anforderungen erfüllen und wurde für den Aufbau der Hilfsinduktivität L2 verwendet. Abbildung 51 und Abbildung 52 zeigen die Maße des Kerns und das entsprechende verifizierte Muster

**Magnetic characteristics (per set)**

$$\Sigma A = 0.41 \text{ mm}^{-1}$$

$$l_e = 97 \text{ mm}$$

$$A_e = 234 \text{ mm}^2$$

$$A_{\min} = 229 \text{ mm}^2$$

$$V_e = 22700 \text{ mm}^3$$

**Approx. weight** 116 g/set

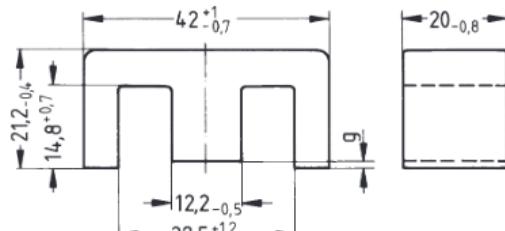


Abbildung 51: Geometrische Maße eines E42/21/20 Katalogkern

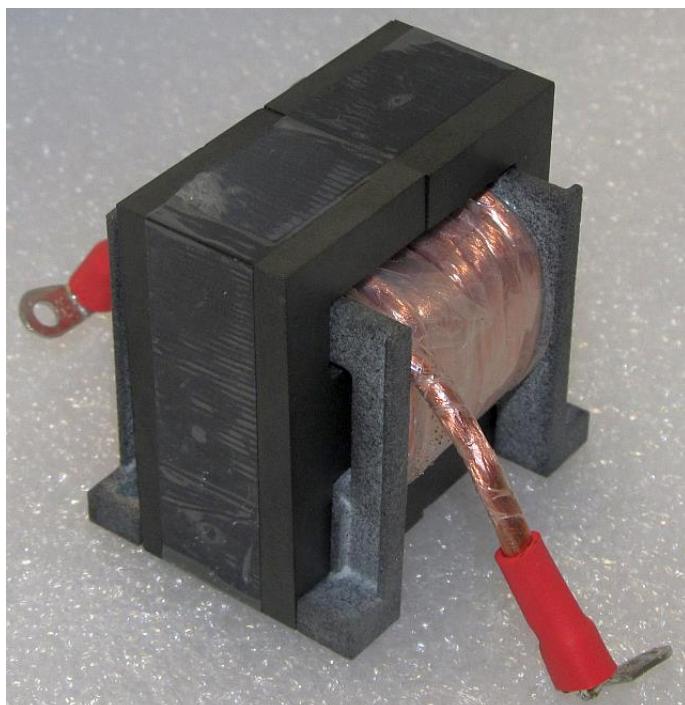


Abbildung 52: Labormuster der Hilfsinduktivität L2

- Verwendeter Kern: E42/21/20 aus Fi335
- Wicklung einlagig ausgeführt mit HF-Litze vom Typ 800 x 0,071mm V115 1PET
- Wickelenden verzinnt mit Ringkabelschuh Querschnitt 2.50 mm<sup>2</sup> Loch-Ø=3.2 mm

**Aufbau der Resonanzinduktivität:**

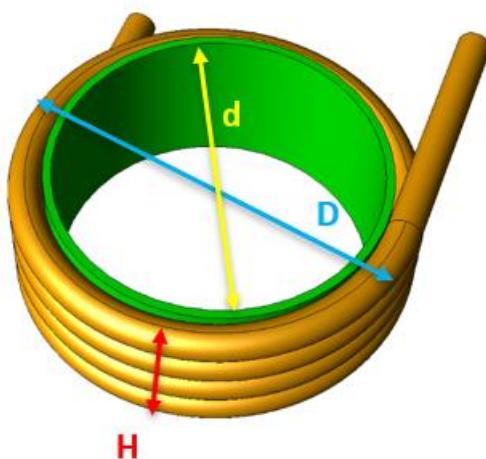
Für das Platinenlayout beim Projektpartner Fraunhofer IEE wurden die Abmaße der Resonanzdrossel benötigt. Die Induktivität wurde als zylindrische Luftspule mit 4 Windungen aus

Hochfrequenzlitze auf einem runden Spulenkörper ausgeführt. Den Aufbau in der Simulation zeigt Abbildung 53 links, den ersten Prototypen indes die Abbildung 53 rechts.



Abbildung 53: Muster der Resonanzdrossel Lr in Simulation und realem Aufbau

Um eine exakte Einhaltung des Induktivitätswerts bzw. Reproduktion der Drossel zu gewährleisten, müssen die Maße der Zylinderspule penibel eingehalten werden. Bei kernlosen Induktivitäten spiegelt sich jede kleine Änderung im Aufbau im Induktivitätswert wider. Die relevanten Maße der Drossel sind neben Abbildung 54: Geometrische Maße der Resonanzdrossel vermerkt.



- Draht außen zu Draht außen:  $D = 49 \text{ mm}$
- Innendurchmesser Spulenkörper:  $d = 38 \text{ mm}$
- Höhe Wicklung  $H = 16,5 \text{ mm}$

Abbildung 54: Geometrische Maße der Resonanzdrossel

## 12) AP 4.12: Aufbau 2. Iteration der Induktivitäten

In der Messung des L-I-Verlaufs mit dem DPG10 Power Choke Tester V1.9 zeigte sich ein unerwarteter Verlauf der Hilfsinduktivität bei steigendem Strom. Bereits bei geringer Strombelastung von ca. 7A konnte ein leichter Abfall der Kurve bzw. des Induktivitätswerts (Abbildung 55 orange gestrichelt) festgestellt werden, der nach etwa 15A wieder in einen horizontalen Verlauf überging, bis zur Sättigung bei ca. 45A.

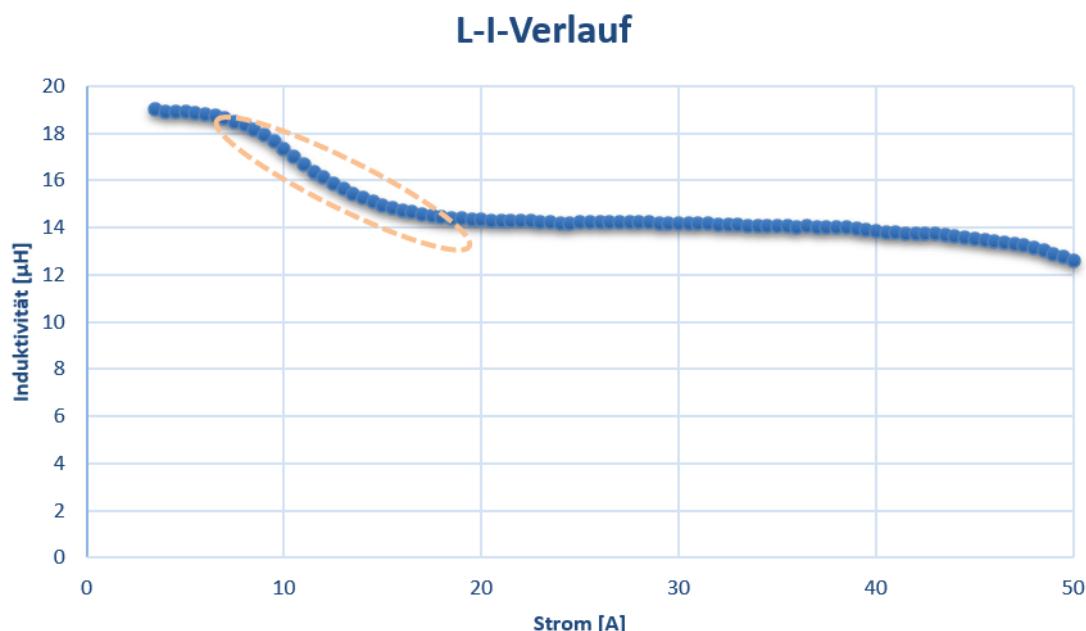


Abbildung 55: L-I-Verlauf der Hilfsinduktivität mit DPG10 Power Choke Tester V1.9

Als Ursache wurde eine partielle Sättigung im Kern vermutet, die in der Simulation nicht verifizierbar war. Nach intensiven Untersuchungen und Messungen an Vergleichsmustern konnte als Ursache der Wickelaufbau eruiert werden.

Da der Kern in einer stehenden Anordnung (Abbildung 56 links) auf die Platine montiert wurde, um die beengten Verhältnisse umgehen zu können, wurde mit dem aufgebrachten Wickel ein Aufbau mit einer halben Wicklung verursacht. Der obere Schenkel des Kern sieht eine halbe Wicklung mehr als der untere Schenkel. Dies führt dazu, dass sich im oberen Teil des Kerns die Feldlinien verdichten und eine partielle Sättigung des Magnetmaterials verursachen. Im L-I-Verlauf zeigt sich dieses Phänomen im leichten Abfall der Kurve.

Beim Projektpartner Fraunhofer IEE führte dieser leichte Abfall im Induktivitätswert zu keinen nennenswerten Problemen. Nach Rücksprache sollte im finalen Laboraufbau ein optimiertes Muster eingesetzt werden. Sumida änderte in der zweiten Iteration der induktiven Bauteile die Wickelanordnung, so dass beide Enden der Litze auf der gleichen Seite ausgeführt werden. In Abbildung 56 rechts wird das Litzenende Nr. 1 durch den Kern auf die Seite mit Nr. 2 gezogen.

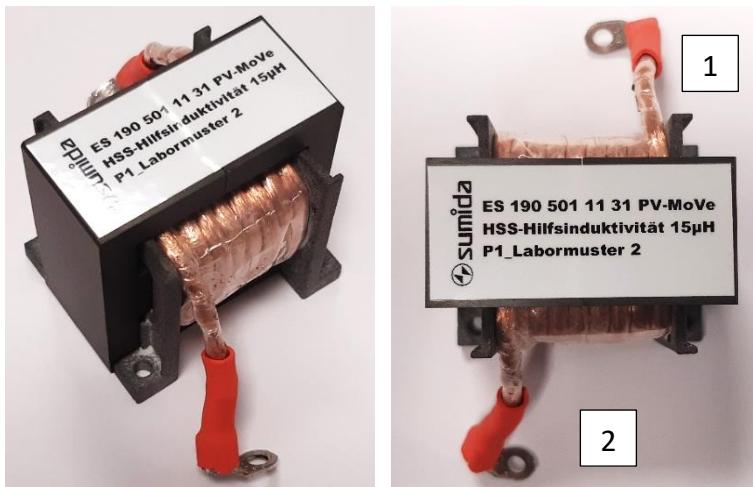


Abbildung 56: Hilfsinduktivität Ls mit Bezeichnung der Anschlüsse

Die optimierte Variante der Drossel mit den Wickelausführungen auf einer Seite ist in Abbildung 57 dargestellt.



Abbildung 57: optimierter Aufbau der Hilfsinduktivität

Die Messung der differentiellen Induktivität über den Strom bestätigte die Ursachenforschung und lieferte den erwarteten Verlauf in Abbildung 58.

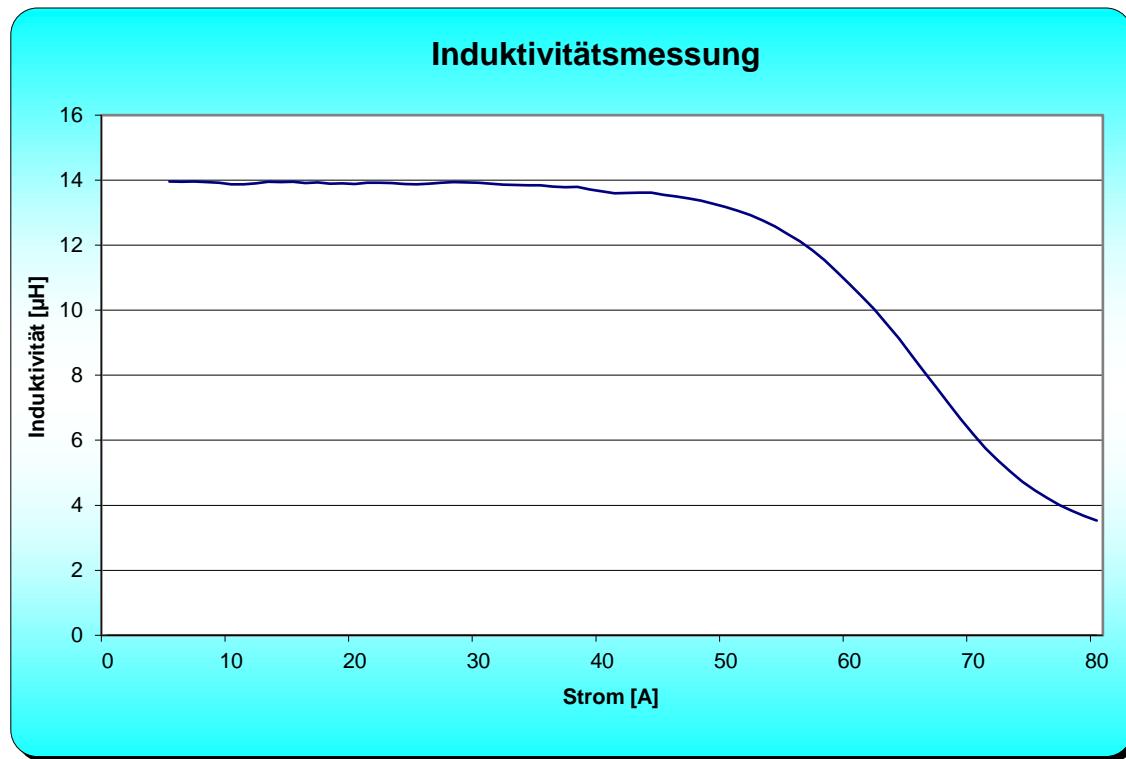


Abbildung 58: optimierter L-I-Verlauf des neuen Aufbaus mit DPG10 Power Choke Tester V1.9

## 13) Arbeitspaketübergreifende Tätigkeiten / Zusammenarbeit im Verbund

### AP1.1: Spezifikation der Leistungsdaten des Demonstrators

Durch den iterativen technischen Austausch mit den Projektpartnern konnte SUMIDA unterstützend bei der Auswahl der Leistungsdaten des Demonstrators mitarbeiten. In einem sog. Lastenheft zeichnet sich SUMIDA verantwortlich für die induktiven Leistungsbauteile.

### AP1.2: Spezifikation der Betriebsbedingungen und des Arbeitsbereiches des Demonstrators

In diesem Teilarbeitspaket konnte SUMIDA im Konsortium die spezifischen Parameter für die passiven Komponenten im Demonstrator mitbestimmen und im Kollektiv abstimmen. Die Ergebnisse waren für die Umsetzung der anspruchsvollen Anforderungen für die Leistungs- und Filterdrosseln im Demonstrator erforderlich.

### AP2.3: Bewertung der möglichen Verfahren, hinsichtlich Komplexität, Aufwand und Kosten

Die Untersuchung möglicher Realisierungen passiver Bauelemente mit ihren Vor- und Nachteilen konnte im Konsortium diskutiert und ausführlich behandelt werden.

### III. Nutzen für das Unternehmen, insbesondere Verwertbarkeit des Ergebnisses

Die geplante Verwertung der Projektergebnisse auf wirtschaftlicher sowie **wissenschaftlicher und technischer** Ebene ist in der nachfolgenden Übersicht individuell für SUMIDA dargestellt.

Ebenso ist die auf den Projektergebnissen basierende **wissenschaftliche und wirtschaftliche Anschlussfähigkeit** entsprechend dem Planungstand bei Antragstellung dargelegt.

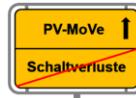
Anpassungen und Änderungen im Verwertungsplan, die sich während der Projektbearbeitung ergaben, wurden detailliert in den Zwischenberichten an den Fördergeber erläutert.

Die Entwicklung der neuartigen magnetischen Bauelemente und Module aus diesem Vorhaben erfolgt am Standort Obernzell. Zudem ist beabsichtigt, die im Rahmen dieses Projekts erzielten Ergebnisse bei SUMIDA mittel- bis langfristig in Produkte und Systemlösungen zu überführen, welche an den Standorten in Deutschland produziert, aber weltweit angeboten werden. Diese Produktion sowie die Realisierung der dazu gehörenden Produktionsprozesse und Technologien von in die Serienreife überführten Produkten könnte auch im europäischen Wirtschaftsraum erfolgen, ist aber derzeit nicht geplant bzw. absehbar.

Die Geschäftstätigkeit der SUMIDA in Obernzell ist auf die Entwicklung und Produktion anwendungsspezifischer induktiver Bauelemente und Module ausgerichtet. Eine erfolgreiche Entwicklung induktiver Bauelemente als Resultat dieses Vorhabens würde SUMIDA ein Alleinstellungsmerkmal verschaffen, das nachhaltig zum Erfolg des Unternehmens am Standort Deutschland beiträgt.

Tabelle 21: Wirtschaftlicher und wissenschaftlicher Verwertungsplan

Lfd. Nr.	Bezeichnung	Zeithorizont
<i>Wirtschaftliche Erfolgsaussichten der Verwertung</i>		
5	Die Erkenntnisse des Forschungsprojekts fließen in die Entwicklung von passiven Komponenten für die PV in anderen Leistungsklassen mit ein.	Nach Projektlaufzeit
<i>Wissenschaftliche und/oder technische Erfolgsaussichten der Verwertung</i>		
3	Das mit den Partnern erarbeitete neue Wissen wird an die relevanten R&D Abteilungen weitergegeben, um über ein verbessertes Systemverständnis zukünftige Komponentenentwicklungen positiv zu beeinflussen.	Während der Projektlaufzeit
4	In Abhängigkeit der Relevanz der Projektergebnisse und in Zusammenarbeit mit den Partnern relevante Teilergebnisse in Fachzeitschriften, auf Fachkonferenzen oder Messen zu veröffentlichen.	Während der Projektlaufzeit
6	Die Erkenntnisse aus diesem Projekt (z.B. zukünftige Anforderungen an PV-Umrichter oder Verhalten von SiC Schalter und ihr Einfluss auf das Verhalten induktiver Bauelemente) fließt in die Weiterentwicklung zukünftiger passiver Bauelemente ein	während der Laufzeit & nach Laufzeitende
8	Erkenntnisse aus dem Schaltverhalten neuartiger Topologien in Bezug auf das Stör- bzw. Abstrahlverhalten fließen in zukünftige Serienaufträge (Filterentwicklung) mit ein.	Nach Projektlaufzeit
<i>Wissenschaftliche und Wirtschaftliche Anschlussfähigkeit im Hinblick auf eine Verwertung</i>		
1	Forschungskooperationen im Bereich hochwertiger und innovativer Leistungselektronik	Nach Projektlaufzeit
3	Projektergebnisse fließen in Serienproduktentwicklung ein	zwei bis fünf Jahre nach Laufzeitende
4	Übertrag der Forschungs- und Entwicklungsarbeiten auf andere Anwendungen (z.B. Elektromobilität, unterbrechungsfreie Stromversorgungen und Batteriespeichersysteme)	Nach Projektlaufzeit
6	Sicherung von Arbeitsplätzen durch Serienaufträge	Zwei Jahre nach Projektende



#### **IV. Darstellung des während des Vorhabens bekannt gewordenen Fortschritts auf diesem Gebiet bei anderen Stellen**

Es liegen keine Erkenntnisse auf dem Forschungsgebiet der PV Wechselrichter vor, die einen derart energieeffizienten und kommerziell verfügbaren PV Wechselrichter im Leistungsbereich von 50 kVA bei einer Schaltfrequenz von bis zu 100 kHz darstellen.

## V. Erfolgte oder geplante Veröffentlichungen, Vorträge, Referate, etc.

- Artikel im IEEE Open Journal of Power Electronics: „Suitability of Voltage Sensors for the Measurement of Switching Voltage Waveforms in Power Semiconductors“ durch Projekt-partner Fraunhofer IEE, 2022
- Sumida hat in diesem Projekt keine weiteren eigenständigen Veröffentlichungen getätigt.

Im Rahmen des Projektmanagements fanden neben zahlreichen telefonischen Abstimmungen im Konsortium zudem folgende Ereignisse/Meetings statt:

- 12.06.2019: Kickoff Meeting bei KACO NEW ENERGY GMBH, Neckarsulm
- 14.11.2019: Konsortialtreffen bei SUMIDA COMPONENTS & MODULES GMBH, Obernzell
- 19.05.2020: Konsortialtreffen via Telefonkonferenz (Corona bedingt)
- 27.10.2020: Konsortialtreffen via Telefonkonferenz (Corona bedingt)
- 19.04.2021: Konsortialtreffen via Telefonkonferenz (Corona bedingt)
- 21.02.2022: Konsortialtreffen via Telefonkonferenz (Corona bedingt)
- 28.09.2022: Konsortialtreffen bei FRAUNHOFER IEE, Kassel
- 28.04.2023: Abschlusstreffen bei KACO NEW ENERGY GMBH, Neckarsulm

## Berichtsblatt

1. ISBN oder ISSN geplant	2. Berichtsart (Schlussbericht oder Veröffentlichung) Schlussbericht	
3. Titel  Methoden, Verfahren und Komponenten zur Reduzierung von Schaltverlusten in schnell taktenden PV-Stromrichtern für zielgerichtete Gewichts- und Kostenreduktion		
4. Autor(en) [Name(n), Vorname(n)]  Schmidhuber Michael Manfred Wohlstreicher		5. Abschlussdatum des Vorhabens 31.04.2023
		6. Veröffentlichungsdatum 11.11.2023
		7. Form der Publikation online
8. Durchführende Institution(en) (Name, Adresse)  SUMIDA Components & Modules GmbH Dr. Hans-Vogt-Platz 1 94130 Obernzell		9. Ber. Nr. Durchführende Institution
		10. Förderkennzeichen 03EE1011D
		11. Seitenzahl 76
12. Fördernde Institution (Name, Adresse)  Bundesministerium für Wirtschaft und Klimaschutz (BMWK) 10119 Berlin		13. Literaturangaben 0
		14. Tabellen 21
		15. Abbildungen 58
16. Zusätzliche Angaben		
17. Vorgelegt bei (Titel, Ort, Datum)  PtJ, TIB Hannover		
18. Kurzfassung  Im Rahmen des Vorhabens PV-MoVe wurden für schnell taktende PV-Stromrichter aktive Schaltentlastungsnetzwerke zusammen mit anwendungsorientiert stark verbesserten Leistungshalbleitern und passiven Bauelementen erforscht und aufgebaut. Durch Erhöhung der Taktfrequenzen auf bis zu 100 kHz in den Halbleitermodulen wurden speziell angepasste induktive Bauelemente benötigt, um die Cost-Performance-Ratio der Wechselrichter deutlich zu verbessern. Förderpolitischen Zielen der Ressourcen-, Volumen- und Kostenreduktion konnten somit Rechnung getragen werden. Aufgebaute Labormuster bzw. Prototypen der Gleichrichter- bzw. Wechselrichterseite konnten durch die signifikant verkleinerten induktiven Komponenten zur Reduzierung der Schaltverluste beitragen.		
19. Schlagwörter PV, SiC, induktive Komponenten		
20. Verlag TIB Hannover Welfengarten 1B 30167 Hannover	21. Preis	

## Document Control Sheet

1. ISBN or ISSN	2. type of document (e.g. report, publication) Report	
3. title  Methods, processes, and components for reducing switching losses in fast switching PV power converters for targeted weight and cost reduction		
4. author(s) (family name, first name(s))  Schmidhuber Michael Manfred Wohlstreicher		5. end of project 31 <sup>st</sup> Apr. 2023
		6. publication date 11 <sup>th</sup> Nov. 2023
		7. form of publication online
8. performing organization(s) (name, address)  SUMIDA Components & Modules GmbH Dr. Hans-Vogt-Platz 1 94130 Obernzell		9. originator's report no.
		10. reference no. 03EE1011D
		11. no. of pages 76
12. sponsoring agency (name, address)  Bundesministerium für Wirtschaft und Klimaschutz (BMWK) 10119 Berlin		13. no. of references 0
		14. no. of tables 21
		15. no. of figures 58
16. supplementary notes		
17. presented at (title, place, date)  PtJ, TIB Hannover		
18. abstract  As part of the PV-MoVe project, fast switching PV power converters were researched and developed together with application-orientated, greatly improved power semiconductors and passive components. By increasing the operating frequencies in the semiconductor modules to up to 100 kHz, specially modified inductive components were required in order to significantly improve the cost-performance ratio of the inverters. In this way, it was possible to fulfil the political goals of reducing resources, volume and costs. Laboratory samples and prototypes of the rectifier and inverter side were able to improve the switching losses by significantly reducing the size of the inductive components.		
19. keywords PV, SiC, inductive components		
20. publisher TIB Hannover Welfengarten 1B 30167 Hannover		21. price