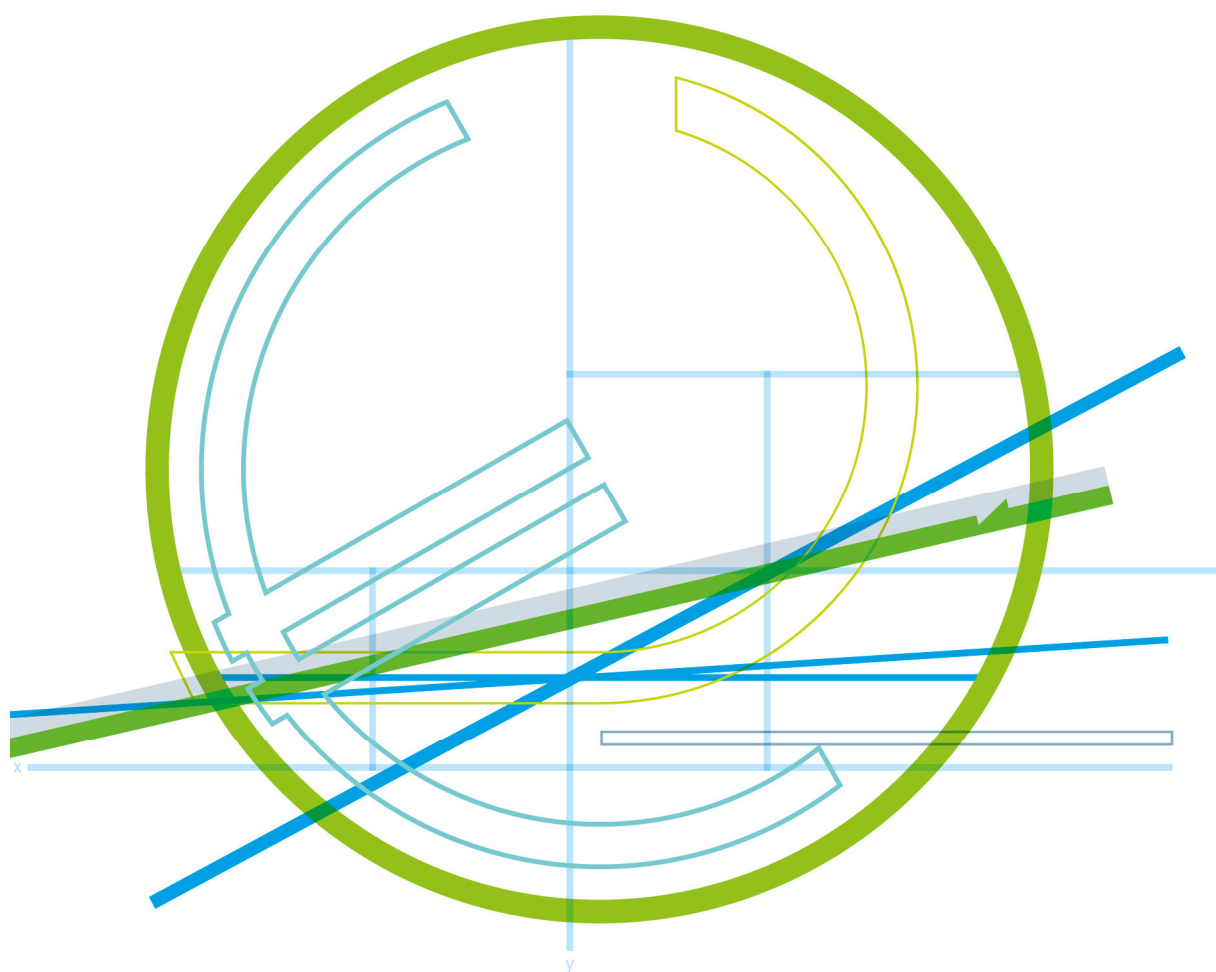


## HEKATE

Hocheffiziente Netzkonverter für  
die Anwendung im  
Energieversorgungsbereich



## VORWORT

Die Publikationsreihe **BLUE GLOBE REPORT** macht die Kompetenz und Vielfalt, mit der die österreichische Industrie und Forschung für die Lösung der zentralen Zukunftsaufgaben arbeiten, sichtbar. Strategie des Klima- und Energiefonds ist, mit langfristig ausgerichteten Förderprogrammen gezielt Impulse zu setzen. Impulse, die heimischen Unternehmen und Institutionen im internationalen Wettbewerb eine ausgezeichnete Ausgangsposition verschaffen.

Jährlich stehen dem Klima- und Energiefonds bis zu 150 Mio. Euro für die Förderung von nachhaltigen Energie- und Verkehrsprojekten im Sinne des Klimaschutzes zur Verfügung. Mit diesem Geld unterstützt der Klima- und Energiefonds Ideen, Konzepte und Projekte in den Bereichen Forschung, Mobilität und Marktdurchdringung.

Mit dem **BLUE GLOBE REPORT** informiert der Klima- und Energiefonds über Projektergebnisse und unterstützt so die Anwendungen von Innovation in der Praxis. Neben technologischen Innovationen im Energie- und Verkehrsbereich werden gesellschaftliche Fragestellung und wissenschaftliche Grundlagen für politische Planungsprozesse präsentiert. Der **BLUE GLOBE REPORT** wird der interessierten Öffentlichkeit über die Homepage [www.klimafonds.gv.at](http://www.klimafonds.gv.at) zugänglich gemacht und lädt zur kritischen Diskussion ein.

Der vorliegende Bericht dokumentiert die Ergebnisse eines Projekts aus dem Forschungs- und Technologieprogramm „e!Mission.at“. Mit diesem Programm verfolgt der Klima- und Energiefonds das Ziel, durch Innovationen und technischen Fortschritt den Übergang zu einem nachhaltigen Energiesystem voranzutreiben.

Wer die nachhaltige Zukunft mitgestalten will, ist bei uns richtig: Der Klima- und Energiefonds fördert innovative Lösungen für die Zukunft!

A stylized, handwritten signature in black ink, consisting of several fluid, overlapping strokes.

Ingmar Höbarth  
Geschäftsführer, Klima- und Energiefonds

A handwritten signature in black ink, written in a cursive style that clearly reads 'Theresia Vogel'.

Theresia Vogel  
Geschäftsführerin, Klima- und Energiefonds

# HEKATE

Hocheffiziente Netzkonverter  
für  
die Anwendung im Energieversorgungsbereich

**AutorInnen:**

FH-JOANNEUM:

Berger Hubert,  
Alfred Steinhuber,  
Raul Estrada Vazquez,  
Frederic Spallier,  
Günter Engel

EGSTON:

Gernot Pammer,  
Martin Petzuch,  
Johann Wurz

# Inhaltsverzeichnis

|       |                                                                             |    |
|-------|-----------------------------------------------------------------------------|----|
| 1     | Inhaltsverzeichnis .....                                                    | 4  |
| 2     | Einleitung .....                                                            | 6  |
| 2.1   | Aufgabenstellung .....                                                      | 6  |
| 2.2   | Schwerpunkte des Projektes .....                                            | 6  |
| 2.3   | Einordnung in das Programm .....                                            | 7  |
| 2.4   | Verwendete Methoden .....                                                   | 8  |
| 2.5   | Aufbau der Arbeit .....                                                     | 8  |
| 2.6   | Darstellung etwaiger thematisch relevanter Vorprojekte .....                | 8  |
| 3     | Konzepterstellung Modulare Netzwechselrichter mit Leistungen bis 1MVA ..... | 9  |
| 3.1   | Invertertechnologien .....                                                  | 11 |
| 3.2   | Normen und Standards in Bezug auf die Netzwechselrichteranwendung .....     | 11 |
| 3.3   | Leistungshalbleiterauswahl .....                                            | 12 |
| 3.4   | Aufbaukonzept .....                                                         | 13 |
| 4     | Schaltungs- und Systemsimulation .....                                      | 15 |
| 4.1   | Verlustmodelle .....                                                        | 15 |
| 4.2   | Schaltungs- und Systemsimulation .....                                      | 18 |
| 4.2.1 | Netzwechselrichterregelung Voltage Oriented Control .....                   | 18 |
| 4.2.2 | Simulationsergebnisse .....                                                 | 19 |
| 4.2.3 | Zusammenfassung .....                                                       | 20 |
| 5     | Optimierung Passiver Komponenten .....                                      | 21 |
| 5.1   | Gekoppelte Induktivität .....                                               | 22 |
| 5.1.1 | Konfigurationen .....                                                       | 22 |
| 5.1.2 | Stromflüsse innerhalb der gekoppelten Induktivität .....                    | 23 |
| 5.1.3 | Kernmaterialien .....                                                       | 27 |
| 5.1.4 | Designpfad zur Auslegung der gekoppelten Induktivität .....                 | 28 |
| 5.1.5 | Auslegung der gekoppelten Induktivität und deren Ergebnisse .....           | 29 |
| 5.2   | Kondensatoren .....                                                         | 31 |
| 5.2.1 | Betrachtung des Standard Schaltkreises .....                                | 33 |
| 5.2.2 | Messtechnischer Ansatz .....                                                | 35 |
| 5.2.3 | Entscheidungshilfe für die Kondensatorauswahl .....                         | 36 |
| 5.2.4 | Zusammenfassung .....                                                       | 41 |
| 6     | Aufbautechnik .....                                                         | 41 |
| 6.1   | Verbesserung der Leistungsdichte sowie thermische Beeinflussung .....       | 41 |
| 6.1.1 | Kühlmethode .....                                                           | 44 |
| 6.2   | Vergleich der Leistungshalbleiter in diskreter- und in Modulbauweise .....  | 45 |
| 6.3   | Smart Packaging .....                                                       | 45 |
| 6.4   | Mechanischer Aufbau .....                                                   | 46 |

|       |                                                                                           |    |
|-------|-------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 6.5   | Konzept für Netzwechselrichter bis 1MVA, Gegenüberstellung der erzielten Ergebnisse ..... | 46 |
| 6.5.1 | Ausblick der Kosten.....                                                                  | 48 |
| 7     | Zusammenfassung Ausblick .....                                                            | 50 |
| 8     | Literaturverzeichnis .....                                                                | 52 |
| 9     | Anhang .....                                                                              | 54 |
| 10    | Kontaktdaten.....                                                                         | 54 |

## **2 Einleitung**

Im elektrischen Energieversorgungsnetz bedarf es einer Vielzahl an Spannungsumformungen, wofür vielfach leistungselektronische Systeme eingesetzt werden. Neue Leistungshalbleiter (SiC, GaN-basierend) ermöglichen eine wesentliche Steigerung des Umwandlungswirkungsgrades, sodass Einsparungen bis zu 10% des Gesamtstromverbrauches realistisch sind. Im geplanten „Sondierungs-Vorhaben“ wird analysiert, inwieweit ein auf einer Patenteinreichung der FH JOANNEUM beruhendes Wechselrichterkonzept auf Netz-wechselrichter im höheren Leistungsbereich übertragen werden kann. Energieversorgung (PV, Wind) und Speicherung (Li-Ion Speicher) sind dafür die wichtigsten Zielmärkte. Im geplanten Sondierungsprojekt wird auf Basis von Simulationen und Analysen ein umfassendes Konzept für modulare Hochleistungs-Netzwechselrichter (1MVA und darüber) ausgearbeitet, das eine Entscheidungsgrundlage für ein mögliches anschließenden Entwicklungsprojekt bildet.

### **2.1 Aufgabenstellung**

Basierend auf den Vorkenntnissen sowie der Hardware aus dem COMPISO Projekt (Ultra Compact Bidirectional Multi Purpose Inverter With Sinusoidal Output) soll eine Optimierung des Wirkungsgrades respektive Effizienz durchgeführt werden. Hauptansatz ist der Ersatz der IGBT-Module durch aktuell verfügbare leistungsfähigere Module, sowie das Design einer darauf angepassten gekoppelten Induktivität. Ausgangspunkt für die Entwicklung des modularen Konzeptes sind die aus dem COMPISO Projekt entwickelten DCDC Converter Module, welche durch entsprechende Verschaltung als Netzwechselrichter operieren. Im Sinne der angestrebten Systemleistung von 1MVA werden mehrere COMPISO miteinander verknüpft, parallel geschaltet. Im Hinblick auf diesen Leistungsbereich und die Komplexität des Systems kann eine Verbesserung der Effizienz einen wesentlichen Beitrag zur Reduzierung des Volumens sowie Gewichtes und damit auch Kosten beitragen.

Der Zweite Schwerpunkt, neben der Effizienzsteigerung, galt der Entwicklung und Evaluierung von benötigten Regelstrukturen im Zusammenhang mit dem Netzwechselrichter. Für diesen Zweck wird die Spannungsorientierte Regelung sowie die Phasendetektierung welche zur Synchronisierung zum Netz benötigt wird, eingeführt. Die komplette Entwicklung basiert auf einem modelbasierten Entwicklungsprozess, welcher es ermöglicht die Systemdynamik und Interaktion zwischen den verschiedenen Komponenten zu analysieren.

### **2.2 Schwerpunkte des Projektes**

Die Schwerpunkte des Projektes können grundsätzlich durch die Definition der Arbeitspakete des Projektes identifiziert werden, siehe dazu auch 2.5. Folgende Kernthemen können zusammengefasst werden. Mittels den Grundstrukturen der Invertertechnologien werden der Optimierungsprozess und dessen möglichen Potentiale näher beschrieben, welche als Grundlage für die Optimierung der passiven Komponenten sowie für die Verifizierung mittels der Simulationsmodelle dienen soll. Anhand der Analyse der Grundstrukturen wird die Wichtigkeit der Standards und Normen verdeutlicht, welche einen

Einfluss auf die Auslegung des zu entwickelnden Netzwechselrichters haben. Dabei sind insbesondere Anforderungen an die gelieferte Spannungsform (vom Wechselrichter) von Bedeutung, da sie die Erfordernisse hinsichtlich des Ausgangsfilters definieren. Eine Übersicht über international geltende Normen und Standards wird erstellt.

Die Durchführung einer Marktstudie im Hinblick auf neu verfügbare Halbleitermodule soll als Entscheidungsgrundlage für die Auswahl der einzusetzenden Halbleitermodule dienen.

Ein Konzept für einen Netzwechselrichter mit einer Systemleistung von 1MVA soll erstellt werden. Dabei wird ausgehend von den Grundeinheiten ein modulares System erstellt, welches durch entsprechende Verschaltung der Komponenten den angestrebten Leistungsbereich ermöglicht.

Einer der wesentlichen Schwerpunkte des Projektes ist die Entwicklung des Regelalgorithmus zur Anwendung als Netzwechselrichter. Die Herausforderung in diesem Zusammenhang ist der geringe Induktivitätswert des Wechselrichters (inductor less) sowie der Wegfall einer Kopplungsinduktivität, welche den Anspruch an den Regelalgorithmus verschärfen. Im Zuge des Projektes werden dahingehend verschiedene Konfigurationen, mit oder ohne Koppelinduktivität, sowie Variationen in Bezug auf die Filterkondensatoren analysiert.

Durch die angedachte Erhöhung der Leistungsdichte soll eine Optimierung der passiven Komponenten, wie Induktivitäten und Kondensatoren, durchgeführt werden. Als letzter Punkt wird das Konzept durch die Aufbautechnik konkretisiert sowie ein Ausblick auf zu erwartende Kosten eines solchen Systems gemacht.

Das Projekt liefert weiters Beiträge zu

**Schwerpunkt: Erneuerbare Energien**

**Subschwerpunkt: Photovoltaik**

## 2.3 Einordnung in das Programm

Das hier beschriebene Projekt ist Teil der 4.Ausschreibung der e!Mission Initiative welches als Sondierungsprojekt in der Unterkategorie TF2/2.2 Energieeffizienz und Energieeinsparung geführt wird.

**Themenfeld 2: Energieeffizienz und Energieeinsparungen**

**TF 2/2.1: Energieeffizienz in Industrie und Gewerbe**

Das Hauptziel des zweiten Themenfeldes ist die Reduzierung der Treibhausgasemissionen im Bereich der Produktion durch die Entwicklung innovativer weltmarktfähiger Produkte. In diesem Zusammenhang werden Prozesse mechanischer, chemischer, thermischer und elektrischer Energie entlang der gesamten Prozesskette analysiert. Der Schwerpunkt der Forschung liegt in der Verbesserung existierender Prozesse gefördert durch den Einsatz neuer Materialien sowie Technologien.

Das hier beschriebene Projekt kann folgenden Bereichen des zweiten Themenfeldes zugeordnet werden.

**Hocheffiziente (dezentrale) Stromerzeugung und –Nutzung**

## **Industrielle Energiemanagement-Systeme**

### **2.4 Verwendete Methoden**

Auf Basis der Erfahrung aus bisherigen Projekten wurde ein erstes Grundkonzept z.B. für eine Netzwechselrichter-Einheit mit einer Leistung von ca. 200kW erstellt. Dazu wurden Simulationsmodelle zum einen für die Entwicklung des Regelalgorithmus und zum anderen zur Effizienzanalyse erstellt. Die gesamte Entwicklung basiert dabei auf einer Nachbildung des Systems in der virtuellen Umgebung in Matlab/Simulink. Parallel dazu wurden mit Verlustmodellen die jeweiligen Wirkungsgradkurven für den DC-AC Betrieb in beiden Energierichtungen ermittelt. Des Weiteren wurde für die Effizienzanalyse die Simulationsumgebung für Elektronische Schaltkreise LT-Spice herangezogen. Von EGSTON ist für den nunmehr höheren Leistungsbereich eine stromkompensierte Induktivität ausgelegt, und mit FEM-Simulationen analysiert worden. Anhand der geänderten Leistungsdichte ist auch eine Adaptierung der Filterkomponenten wie Kondensatoren notwendig dafür wurde eine Auswahlgrundlage erstellt.

### **2.5 Aufbau der Arbeit**

Zum besseren Verständnis des Projektes und seiner Struktur werden die verschiedenen Arbeitspakete und deren Schwerpunkte dargestellt.

Das Projekt ist in folgende fünf Arbeitspakete unterteilt:

**WP1: Projekt Management**

**WP2: Konzepterstellung: Modulare Netzwechselrichter mit Leistungen bis 1MVA**

**WP3: Schaltungs- und Systemsimulation**

**WP4: Optimierung der passiven Komponenten**

**WP5: Packaging und Aufbautechnik**

### **2.6 Darstellung etwaiger thematisch relevanter Vorprojekte**

#### **E3Car (FFG-Nr. 820382):**

Im Projekt E3Car (ENIAC-Programm) wurde eine Reihe von Komponenten für Elektro- bzw. Hybridfahrzeuge entwickelt, die sich durch besondere Energieeffizienz auszeichnen. Der Beitrag von FH-JOANNEUM bezog sich auf die Entwicklung einer Elektronik zur Anbindung von Solarzellen an das 12V-Boardnetz (inklusive Maximum Power Point-Tracker) sowie auf die Entwicklung eines 12V-48V DC-DC Converters.

#### **COMPISO (FFG-Nr. 832856):**

Dieses Projekt bildet die Basis für die Aktivitäten im Bereich Wechselrichter mit Interleaving Technologie. Das grundsätzliche Prinzip wurde erfolgreich erprobt. Die FPGA Steuersoftware liegt vor und wird in den laufenden Aktivitäten immer mehr optimiert. In diesem Vorhaben beschäftigen wir uns auch mit der Parallelschaltung von mehreren Einheiten, um in modularer Form auf höhere Leistungen zu kommen.



Entsprechend der Endkundenkontakte stehen in diesem Vorhaben mittlerweile die Signaldynamik und die Signalqualität so sehr im Vordergrund, dass die Optimierung von Wirkungsgrad, Bauvolumen und Herstellkosten nicht mehr bewusst Berücksichtigung finden konnte.

Mit dem geplanten Sondierungsvorhaben soll der Blick auf die vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten der Grundtopologie wieder wesentlich erweitert werden, um das Potential künftig voll auszuschöpfen.

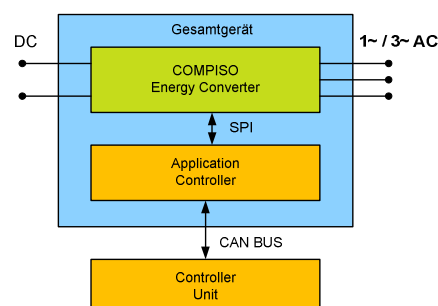
**EIPEC (FFG-Nr. 839104):**

Die fortschreitende Elektrifizierung aller Bereiche der Energieversorgung und Energieanwendung erfordert eine Vielzahl an Umformungen der elektrischen Energie. Neue Leistungshalbleitertechnologien (SiC, GaN-basierend) ermöglichen dabei eine wesentliche Steigerung des Umwandlungswirkungsgrades. Einsparungen bis zu 10% des Gesamtstromverbrauches sind dabei realistisch. In Kombination mit neuen Schaltungstopologien und Advanced-packaging Methoden werden generische Systemkomponenten bereitgestellt, die den Umstieg auf hocheffiziente Leistungsumformer in sehr breiten Anwendungsgebieten unterstützen (von der Stromerzeugung und –verteilung, über Antriebstechnik für Transport und Industrie bis hin zu metallurgischen Prozessen).

Zahlreiche weitere Vorhaben konnten einen wesentlichen Beitrag zu unserem aktuellen Know-how im Bereich Leistungselektronik sowie Mess- und Steuerelektronik leisten. Hervorzuheben sind dabei die langjährigen Aktivitäten im Bereich FPGA-Design, auf deren Grundlage zu einem guten Teil die komplexe Ansteuer-Firmware beruht.

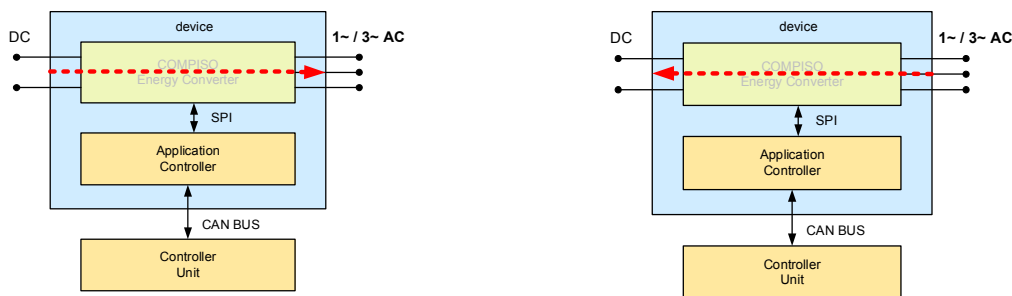
### 3 Konzepterstellung      Modulare      Netzwechselrichter      mit Leistungen bis 1MVA

Basierend auf den Ergebnissen aus dem COMPISO Projekt und des in diesem Projekt entwickelten Digital Amplifiers wurde ein modulares Konzept für ein Netzwechselrichtersystem mit einer Systemleistung von bis zu 1MVA entwickelt. Modular bezieht sich dabei auf die Verwendung von sogenannten Modulen (Compiso Module =>CPM) mit einer vorgegeben Leistungsdichte durch entsprechende Verschaltung zu einem Gesamtsystem. Um die Ausgangssituation zu konkretisieren, wird zuerst das Originaldesign näher erläutert, da es als Basis für die weiteren Entwicklungsstufen dient. Die Hauptbestandteile des Konverters umfassen zum einen den Leistungsteil, einen Application-Controller sowie eine übergeordnete Control Unit.



**Abbildung 1: Schematischer Überblick**

Der Schwerpunkt des Projektes COMPISO liegt auf dem Leistungsteil, wobei hier die Zielsetzung auf höchste Dynamik sowie der Grundfunktionalitäten zum DC-DC Betrieb liegt. Das hier präsentierte Projekt zielt auf eine Erhöhung der Systemeffizienz durch eine Modifizierung der Hardware sowie der Entwicklung des Regelungskonzeptes zum Betrieb als Netz gekoppelten Netzwechselrichter ab. Bei der Kopplung zum Netz können vier verschiedene Betriebsmodi oder ein sogenannter vier Quadrantenbetrieb unterschieden werden. Die Quadranten unterscheiden sich dabei in der Richtung des Leistungsflusses, welcher entweder vom Netz zur DC Seite oder in umgekehrter Richtung, also von der DC Seite (von Batterie, Photovoltaik...) in das Drei-Phasen-System fließt.

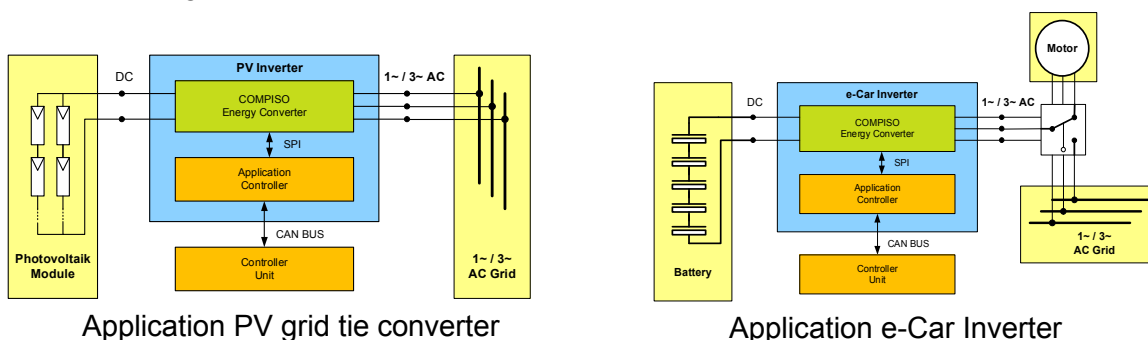


**Abbildung 2: Betriebsmodi des Konverters**

Die Hardware des COMPISO Konverters erlaubt eine Vielzahl an Einsatzgebieten, die wesentlichen sind:

- Photovoltaik
- Erneuerbare Energie, Windturbinen
- AC-Inverter für die Anwendung in Elektro- und Hybridfahrzeugen
- Inverter für Industrieanwendungen
- Variabler Frequenzumrichter für Prüfstandsanwendungen

Die in diesem Projekt beschriebenen Punkte beschränken sich auf den Netzwechselrichterbetrieb (linken Teil in Abbildung 3).



**Abbildung 3: Anwendungsbeispiele**

Für die Auslegung eines solchen Systems gilt es verschiedene Aspekte, technologischer sowie gesetzlicher Herkunft, zu berücksichtigen. Daher werden in diesem Arbeitspaket zuerst die Invertertechnologien näher beschrieben und im Anschluss allfällige zu verwendete Standards/Normen dargestellt.

### 3.1 Invertertechnologien

Ausgehend von einem Step-down-Converter (DCDC) werden die Gleichungen und Abhängigkeiten bis hin zu einem mehrphasig gekoppelten Konverter aufgezeigt. Das wesentliche Konzept des Inter-leavens und der Einfluss auf das Systemverhalten werden dargestellt. Im Bereich der Auslegung und des Designs werden Effekte wie Ringing (Kommutierungskreis) und deren Einfluss auf das System sowie der elektromagnetischen Verträglichkeit, näher beschrieben. Durch den Einsatz neuer Halbleiter und Kondensatortechnologien und der damit verbundenen Reduzierung der parasitären Kapazität- und Induktivitätsanteile können diese Effekte verringert werden, dies gilt umso mehr bei hoch taktenden Systemen.

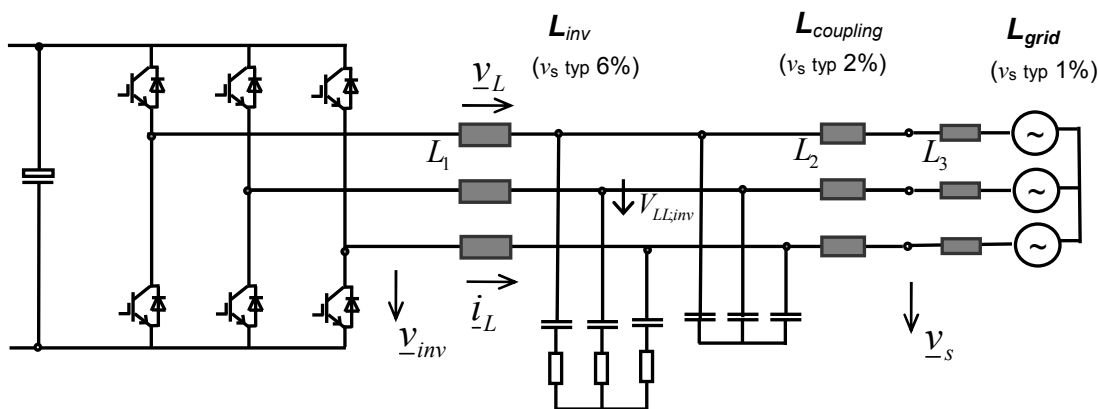


Abbildung 4: Drei-phasiger Netzseitiger PWM Inverter

Zu den hier beschriebenen Themen dienen folgende Referenzen: [23], [24]

### 3.2 Normen und Standards in Bezug auf die Netzwechselrichteranwendung

Dieses Arbeitspaket liefert einen Überblick über international verfügbare Standards und Normen in Bezug auf die Kopplung zwischen Wechselrichter und Netz. Es soll die wesentlichen Aspekte und Schwerpunkte, welche es bei der Entwicklung solcher Systeme zu berücksichtigen gilt, zusammenfassen. Durch die eingeschränkte Verfügbarkeit diverser Normen (Einsicht nur durch Kauf dieser Norm), stellt dieser Abschnitt keinen Anspruch auf Vollständigkeit dar.

Hier gilt es, verschiedene Institutionen zu unterscheiden:

- IEEE (International Electrical and Electronic Engineers) für die Amerikanischen Staaten,
- IEC (International Electro technical Commission) aus der Schweiz und
- DKE (Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik) aus Deutschland.

Für Europa werden die Standards hauptsächlich über EN (Europäische Norm) und DIN-VDE (Verband der Elektrotechnik) bestimmt.

Die grundlegende Norm in Zusammenhang mit den verteilten Energiequellen ist der IEEE 1547 Standard. Dieser Standard gilt als universellster, da er sich nicht auf eine Technologie des Netzwechselrichters limitiert und für Leistungen bis 10MVA seine Gültigkeit hat. Der Standard fokussiert

sich auf den „Point of Common Coupling“, also jenen Punkt, an welchen der Netzwechselrichter mit dem Netz gekoppelt ist. Der IEEE 1547 Standard manifestiert Grenzwerte hinsichtlich der durch den Netzwechselrichters gelieferten Spannungsform und Qualität.

Folgende Faktoren werden durch IEEE 1547-2003 definiert:

- Spannungs-Flicker
- Maximaler Gleichspannungsanteil (Leistungsqualität)
- Maximaler Anteil an Harmonischer Oberschwingungen, „Total Harmonic Distortion“ (THD)
- Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)
- Netz-Synchronität
- Frequenz
- Wiederverbindung
- Islanding, bei Netzausfall

Zur Erfüllung dieser Faktoren ist der Standard in Unterkategorien aufgegliedert, wobei jede Kategorie einen gewissen Fokus besitzt.

Die Grundlegende Struktur ist:

- IEEE P1547.1: Norm-Entwurf für Konformitätstestverfahren für die Verbindung verteilter Systeme mit elektrischer Energiesysteme
- IEEE P1547.2: Anwendungsregel für IEEE Std 1547-2003, IEEE-Standard zur Verbindung von verteilten Ressourcen mit elektrischen Energiesystemen
- IEEE P1547.3: Leitfaden für die Überwachung, den Informationsaustausch und die Steuerung von verteilten Ressourcen verbunden mit elektrischen Energiesystemen

Etwaige internationale Normen respektive Standards haben nur dann ihre Gültigkeit, wenn sie nicht durch lokal gebundene Standards beeinflusst werden. Lokalen Normen ist generell der Vorzug zu gewähren, wobei sie sich in allgemeinen Definitionen mit den internationalen Normen decken, jedoch in Hinblick auf die Spezifikation der Grenzwerte unterscheiden. Da sich das hier beschriebene Vorhaben auf Leistungsbereiche von 1 MVA bezieht, gilt der Standard IEEE 1547 als am besten anwendbar. Im Zuge der Analyse wurden weitere Standards wie EN61000 zur elektromagnetischen Verträglichkeit, EN61727, EN50160 Spannungsqualität betrachtet.

Zu den hier beschriebenen Themen dienen folgende Referenzen: [1], [2], [3], [4], [5], [6], [7], [8], [9], [10], [16], [17], [18], [19], [20], [21]

### 3.3 Leistungshalbleiterauswahl

Um die Leistungsdichte des Umrichters zu erhöhen wurden neue Leistungshalbleiter, welche als Ersatz der vorhandenen Leistungshalbleiter dienen sollen, analysiert. Hierbei wurden die grundlegenden

Technologien wie IGBT und SiC MOSFETs näher beschrieben und verglichen. Des Weiteren wurden die hauptsächlichsten Auswahlkriterien bei den Leistungshalbleitern zusammengefasst. Hierbei werden folgende Aspekte berücksichtigt:

- Spannungsniveau
- Stromrate
- Schaltfrequenz
- Leitwiderstand

Folgende Komponenten wurden ausgewählt:

- IGBT Infineon (IGW25N120H3) mit anti-paralleler Rohm diode (SCS120KE2)
- IGBT Infineon (IGW40N120H3) mit anti-paralleler Rohm diode (SCS120KE2)
- Mosfet CREE (C2M0040120D) mit einem On-state Widerstand von 40 mΩ.
- Mosfet CREE (C2M0025120D) mit einem On-state Widerstand von 25 mΩ

Zu den hier beschriebenen Themen dienen folgende Referenzen: [11], [12], [13], [14], [23], [25], [26], [27], [28], [29], [30]

### 3.4 Aufbaukonzept

Basierend auf diesen technologischen Aspekten wurde ein Konzept für den Netzwechselrichter für ein 1MVA System vorgestellt. Wesentliche Bestandteile dieses Arbeitspaketes sind die Aufbautechnik sowie Interoperabilität zwischen den Einzelmodulen. Des Weiteren wird ein Ausblick auf die benötigte Hardware in einem solchen System durchgeführt. Einen kritischen Punkt stellt die Kommunikation zwischen den einzelnen Modulen dar, da diese einen wesentlichen Teil zur Systemdynamik beiträgt. Durch die Einführung der phasenversetzten Ansteuerung (interleaving) sowie der gekoppelten Induktivität muss eine exakte Verteilung des Gesamtstromes auf die einzelnen Zweige erfolgen. Im Falle eines nicht balancierten Systems können einzelne Komponenten des Systems überlastet beziehungsweise zerstört werden. Dieser Aspekt kann im übertragenen Sinne auf das Gesamtsystem übertragen werden, da sich hier ein ähnlicher Zustand einstellt. Dies beschreibt die Herausforderung in Bezug auf den Regelalgorithmus welcher in Arbeitspaket 3 näher analysiert wird.

In nachfolgender Abbildung wird das Kommunikationskonzept kurz vorgestellt.



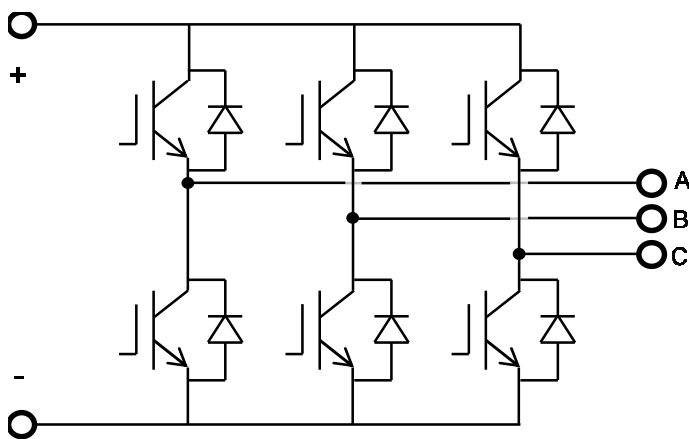
Zu den hier beschriebenen Themen dienen folgende Referenzen: [15], [22]

## 4 Schaltungs- und Systemsimulation

Der Inhalt dieses Arbeitspaketes kann im Wesentlichen in zwei Bereiche geteilt werden, welche sich zum einen mit der Erstellung der Verlustmodelle und zum anderen mit der Regelung des Netzwechselrichters beschäftigen.

### 4.1 Verlustmodelle

Als erstes werden die Verlustmodelle basierend auf der Leistungshalbleiterauswahl aus dem Arbeitspaket 2 erstellt. Die zugrunde liegende Schaltung entspricht dabei folgender Abbildung



**Abbildung 7: 6-Pack Inverter für 3-Phasen Anwendung**

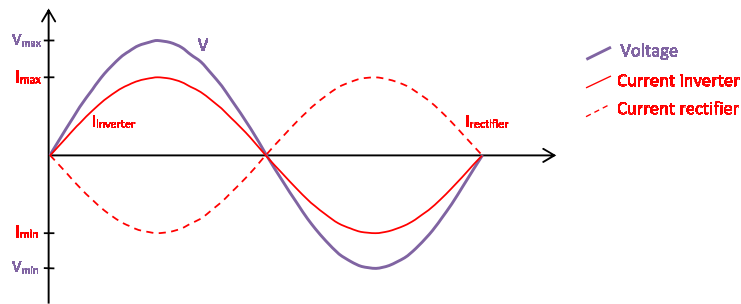
Die Verluste in einem solchen System verteilen sich dabei auf durch den Schaltvorgang verursachte Verluste:

- conduction losses
- on-switching losses
- off-switching losses

und zum anderen durch die antiparallele Diode:

- conduction losses
- sowie reverse recovery Verluste

Für die Erstellung des Verlustmodells ist es wichtig, die Beziehungen zwischen Strom und Spannung genau zu analysieren. Die unten dargestellte Abbildung soll dazu dienen, um die verschiedenen Betriebsmodi des Umrichters zu analysieren. Der Duty-Cycle definiert dabei die Spannungsform und der Strompfad definiert, welche Komponenten zu den Verlusten beitragen. Die dargestellten Spannungen und Ströme entsprechen dabei einem Leistungsfaktor von 1.



**Abbildung 8: Spannung und Strom bei Inverter und Gleichrichter betrieb**

Der korrespondierende Strompfad kann anhand der nächsten Abbildung näher analysiert werden.

|                             | Inverter mode                                                         | Rectifier mode                                                         |
|-----------------------------|-----------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------|
| Positive Spannungshalbwelle | <p><b>Abbildung 9: Case inverter positive Spannungshalbwelle</b></p>  | <p><b>Abbildung 10: Case rectifier positive Spannungshalbwelle</b></p> |
| Negative Spannungshalbwelle | <p><b>Abbildung 11: Case inverter negative Spannungshalbwelle</b></p> | <p><b>Abbildung 12: Case rectifier negative Spannungshalbwelle</b></p> |

Die zuvor durchgeführte Analyse ermöglicht es, die Verlustgleichungen für die verschiedenen Komponenten herzuleiten. Dabei wurde grundlegend zwischen den IGBTs und den MOSFETs unterschieden. Um einen Vergleich zwischen den verschiedenen Leistungshalbleitern, siehe Liste, zu ermöglichen, wurde ein Testszenario (Tabelle 1) definiert.

- IGBT Infineon (IGW25N120H3) mit anti-paralleler Rohm diode (SCS120KE2)
- IGBT Infineon (IGW40N120H3) mit anti-paralleler Rohm diode (SCS120KE2)
- Mosfet CREE (C2M0040120D) mit einem On-state Widerstand von 40 mΩ.
- Mosfet CREE (C2M0025120D) mit einem On-state Widerstand von 25 mΩ



Tabelle 1: Testszenario

| Parameters                   | value | Remark                        |
|------------------------------|-------|-------------------------------|
| $f_{\text{switch}}$ [kHz]    | 18,00 |                               |
| $V_{d,\text{nom}}$ [V]       | 800   |                               |
| $V_d$ [V]                    | 700   |                               |
| $V_{\text{out,rms}}$ [V]     | 230   |                               |
| $m_a$                        | 0,929 | amplitude modulation factor   |
| $I_{\text{out,rms}}$ [A]     | 40,00 | per leg without 3rd harmonic  |
| $I_{\text{out,peak}}$ [A]    | 56,57 | per leg                       |
| $I_{\text{out,avg}}$ [A]     | 36,0  | per leg, for a sine half-wave |
| $I_{\text{out,rms,tot}}$ [A] | 240,0 | per phase (6 legs)            |

Die Aufteilung der Verluste zwischen On-State und Schaltverlust wird in Abbildung 13 und Abbildung 14, in Abhängigkeit von der jeweiligen DC-Link Spannung angegeben. Der Strom ist dabei auf den Nominalwert fixiert.

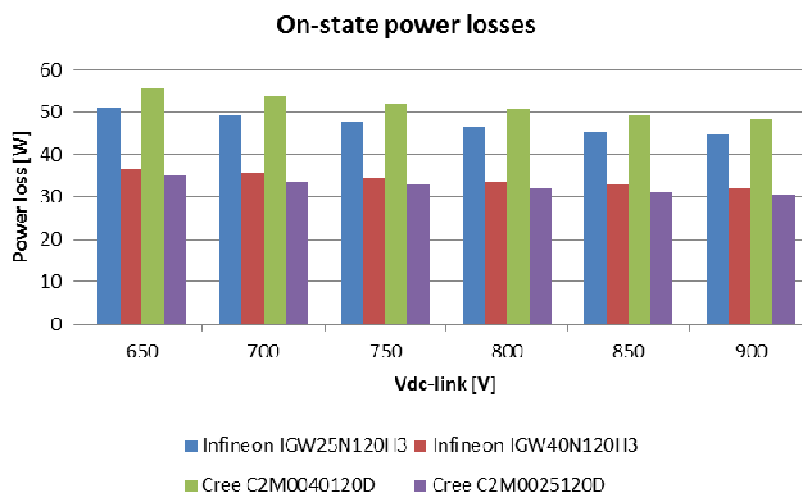


Abbildung 13: On-state Verluste pro Leistungshalbleiter und DC-Link Spannung

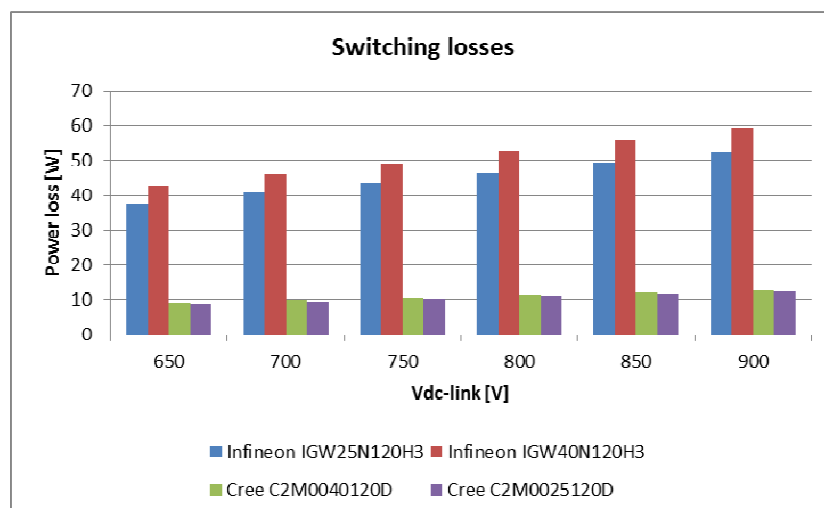


Abbildung 14: Schaltverluste per Leistungshalbleiter und DC-Link Spannung

Anhand der vorliegenden Ergebnisse ist erkennbar, dass die Schaltverluste bei den IGBTs mit steigender DC-Link Spannung ansteigen. Die On-state Verluste hingegen weisen eine konträre Charakteristik auf. Bei den MOSFETs ist die Abhängigkeit von der DC-Link Spannung wesentlich geringer, da die Verluste mit steigender Spannung sogar abnehmen. Vergleicht man die Verluste zwischen den IGBTs und MOSFETs für eine DC-Link Spannung (z.B.: 650V), zeigt sich eine Reduzierung des Gesamtverlustes von ~90W für IGW25xx auf ungefähr 65W für C2M0040xx, für den C2M0025xx kann diese sogar bis auf 45W reduziert werden. Mittels der Simulationsergebnisse wurde die Auswahl des SiC-MOSFET C2M0025120D von CREE weiter unterstützt. Eine Evaluierung auf Systemebene in Bezug auf die Verluste des Gesamtsystems wird im Arbeitspaket vier durchgeführt.

Zu den hier beschriebenen Themen dienen folgende Referenzen: [25], [26], [27], [28], [32]

## **4.2 Schaltungs- und Systemsimulation**

Der größte Teil dieses Arbeitspaketes beschäftigt sich mit der Bibliothekserstellung der Komponenten, welche zur Nachbildung des Systems eines Netzwechselrichters in Interaktion mit dem Stromnetz benötigt werden. Dabei stehen die Spannungs- und Stromverläufe im System im Vordergrund. Zur Modellierung eines solch komplexen Systems ist eine Reihe von Komponenten notwendig, welche ausgehend von Modellen des Stromnetzes bis hin zum DC-Zwischenkreis reichen. Grundsätzlich kann zwischen zwei Modellierungszielen unterschieden werden. Auf der einen Seite die Analyse des Verhaltens und der Interaktion (Behavioral-Simulation) der Komponenten zum anderen die Evaluierung des Verlustverhaltens respektive Effizienz des Systems.

Als Simulationswerkzeuge kommen Matlab/Simulink® (Version 2012b), PLECS, sowie LT-Spice zum Einsatz.

In Bezug auf die zuvor genannten Aktivitäten kann die Entwicklung des Regelalgorithmus für den Einsatz als Netzwechselrichter als Schwerpunkt dieses Arbeitspaketes angesehen werden.

### **4.2.1 Netzwechselrichterregelung Voltage Oriented Control**

Der Regelalgorithmus selbst umfasst eine Reihe an Funktionen:

- Spannungsorientierte-Regelung (Voltage Oriented Control, VOC)
- Phasendetektierung (Phase-Locked-Loop, PLL)
- Signalkonvertierungen (Clark/Park Transformationen)

Der komplette Regelalgorithmus sowie die Modellierung des Strecken-(Plant)-Modells wurden durch den Einsatz von Simulink-Blöcken erstellt. Dies soll die Wiederverwendbarkeit in Richtung Codegenerierung

erlauben. Nachfolgende Abbildung liefert einen Überblick über die Hauptbestandteile des Algorithmus.

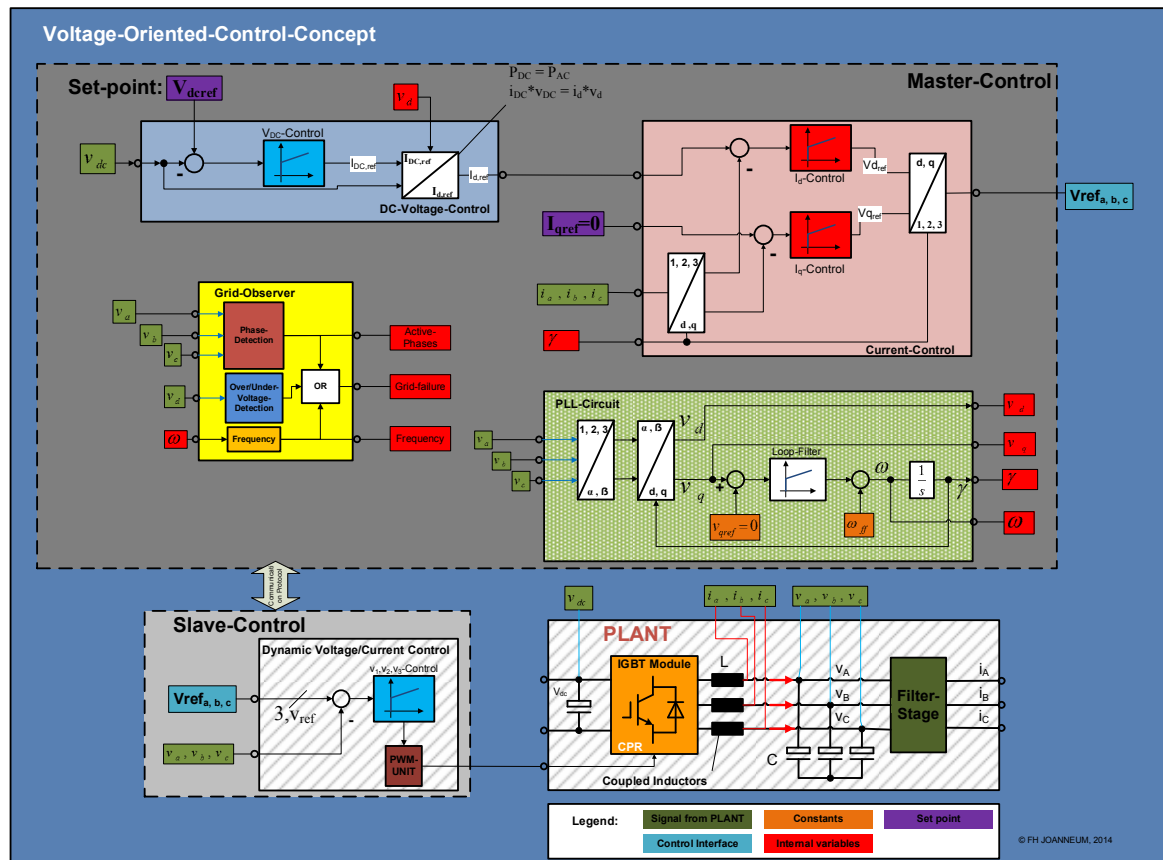


Abbildung 15: Regeltechnische Systemarchitektur

Basis und Grundsatz für eine korrekte Kopplung zum Netz ist die Ermittlung des Phasenwinkels des Stromnetzes (Phase Locked Loop, PLL). Anhand des ermittelten Phasenwinkels wird der Netzwechselrichter angesteuert, um synchron zum Netz zu sein. Eine etwaige Abweichung im Phasenwinkel zwischen den beiden Quellen führt zu einem unkontrollierten Stromfluss, welcher zu Beschädigungen der Anlage führen kann. Um den Leistungsfluss zwischen Netz und Netzwechselrichter zu definieren, bestimmt die spannungsorientierte Regelung den benötigten Spannungsvektor.

Folgende Kernthemen wurden analysiert:

- Umsetzbarkeit einer quasi induktivitätslosen Systemarchitektur
- Analyse der Ansprüche hinsichtlich maximaler Regelzykluszeit unter Berücksichtigung etwaiger Verzögerungen durch das Kommunikationsprotokoll sowie Messverfahren von physikalischen Größen.

## 4.2.2 Simulationsergebnisse

Für die Evaluierung der zuvor genannten Aspekte werden Lastsprünge (unter Voller Last) durchgeführt, dabei wurde eine maximale Toleranz respektive Abweichung von 5% (der DC-Spannung) zum Standardwert festgelegt. Die nachfolgende Abbildung 16 liefert einen Überblick über die erreichten Ergebnisse. Hierbei wird gezeigt, dass die DC-Spannung innerhalb der 5% Marke gehalten werden kann. Durch den Einsatz der spannungsorientierten Regelung wird ein Betrieb des Inverters mit einem Leistungsfaktor nahe 1 (rein ohmsch) ermöglicht. Dies wird durch die Synchronität zwischen Spannung

und Strom aufgezeigt (d und f). Die Ergebnisse beweisen die adäquate Ausführung des Regelalgorithmus.

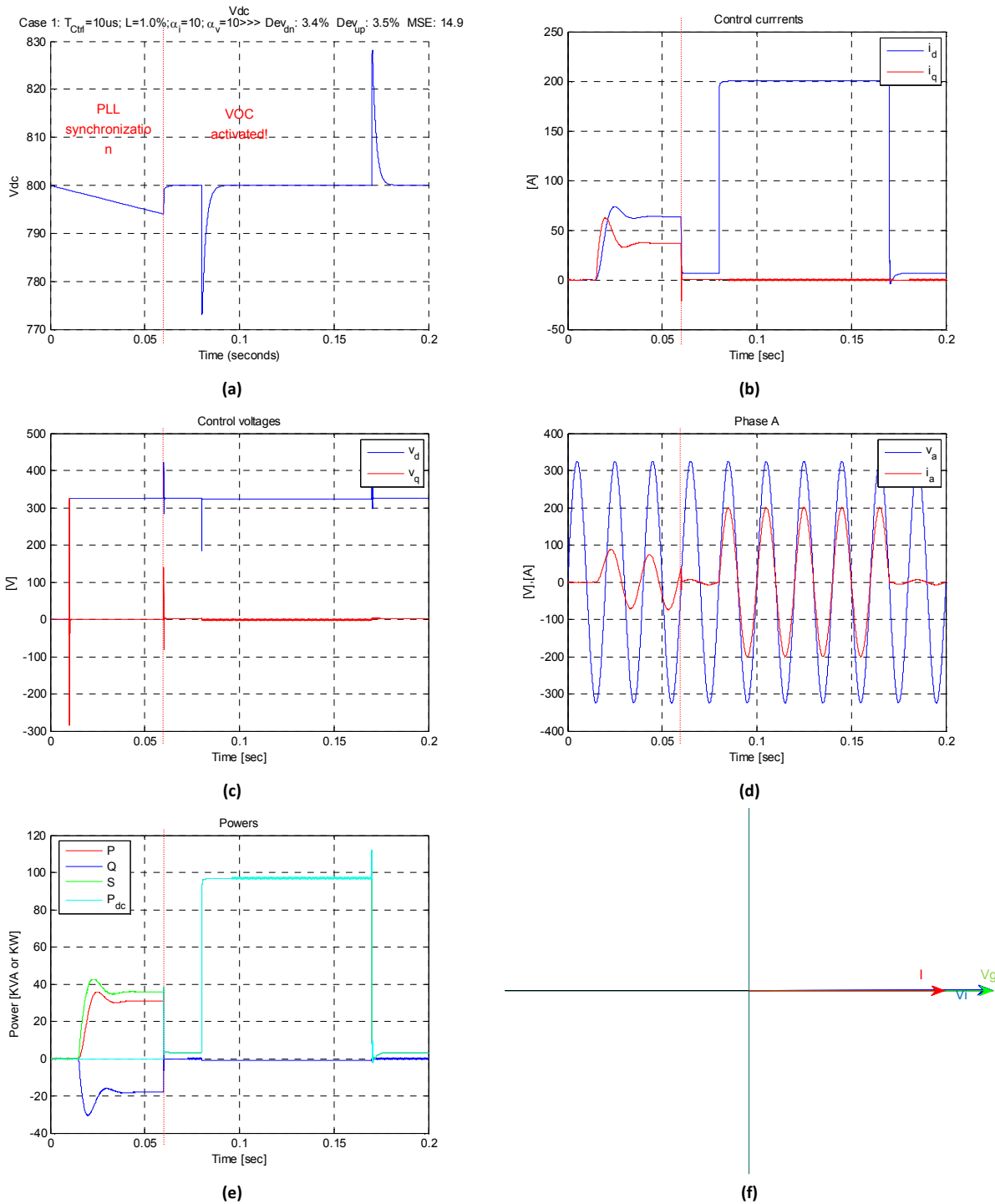


Abbildung 16: Simulation Ergebnisse des VOC Algorithmus

### 4.2.3 Zusammenfassung

Für die Validierung wurden weitere Tests durchgeführt, wobei die Ergebnisse zu den Simulationen die Durchführbarkeit des Systems unter folgenden Aspekten bewiesen haben.

- Eine Minimale Induktivität von 0.3% zwischen Wechselrichter und Netz ist notwendig

- Bis zu einer Induktivität von 1.5% kann die 5% Abweichungsgrenze mittels einer Regelzeit von  $20\mu s$  eingehalten werden.
- Oberhalb eines Induktivitätswertes von 1.5% kann die 5% Abweichung nicht mehr eingehalten werden. Eine Verringerung der Regelzeit führt in diesem Fall zu Oszillationen im System.

Weitere Details zur Implementierung und dem Aufbau des Simulationsmodells sowie den Ergebnissen können dem Anhang zu Arbeitspaket 3 entnommen werden.

## 5 Optimierung Passiver Komponenten

Das Design hoch effizienter ultrakompakter Leistungselektronik benötigt das Zusammenspiel verschiedener technologischer Felder. Die neuen Leistungshalbleiter auf SiC oder GaN Technologie gelten hier als Grundbestandteil für zukünftige hoch effiziente leistungselektronische Komponenten (Konverter). Die nachfolgende Abbildung liefert einen Überblick über die technologischen Felder.

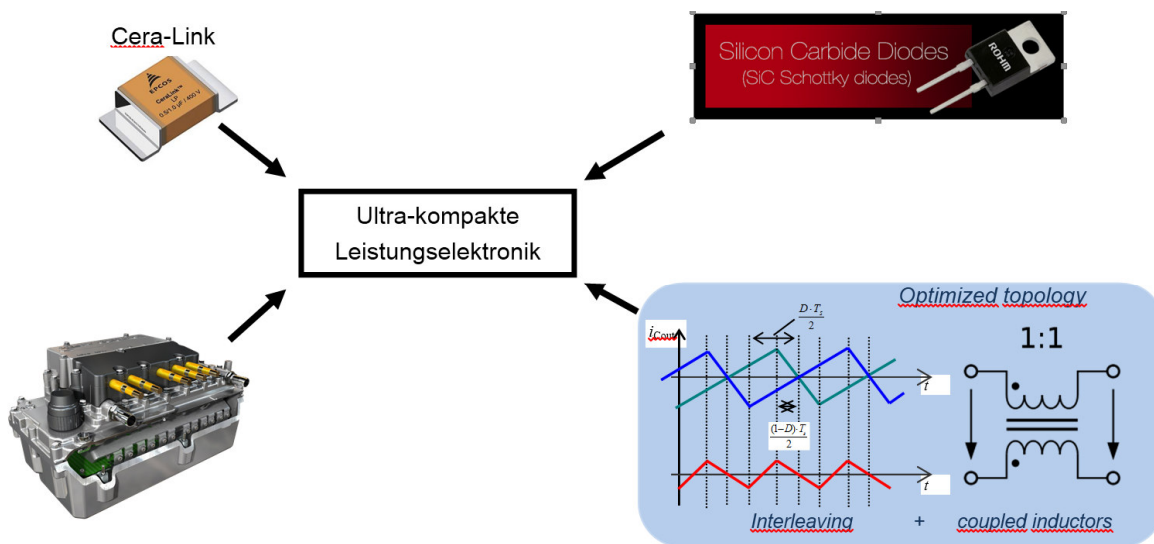


Abbildung 17: Optimierungskonzept

Zurückkommend auf die SiC und GaN-Technologie sei erwähnt, dass diese Komponenten eine neue Ära in der Leistungselektronik einleiten. Die Kernkompetenzen dieser Bauteile umfassen eine höhere Betriebstemperatur, höhere Leistungsdichte, höhere Spannungsfestigkeit und einen höheren Frequenzbereich. Durch die immer kürzer werdenden Schaltvorgänge im Nanosekundenbereich können die Geräte immer kleiner gemacht werden, da der Bedarf an die Filterkreise durch die kürzeren Schaltzeiten minimiert wird. Durch die höheren Schaltfrequenzen wird jedoch der Spielraum zwischen Schaltfrequenz und elektromagnetischer Verträglichkeit (EMV-Bereich) verringert, welcher einen erhöhten Anspruch an die benötigten Filter darstellt. Im Bereich der Induktoren führt dies zu Herausforderungen in Bezug auf die Kernverluste, Minimierung der seriellen Kapazitäten bei den Windungen sowie der entsprechenden Abschirmung. Bei den Kondensatoren liegen die Anforderungen in einer hohen Pulsresistenz in Verbindung mit einer geringen seriellen Induktivität.

In Abhängigkeit der angestrebten Leistungsdichte des Netzwechselrichters werden die Kondensatoren einem mehr oder weniger hohen Anteil an harmonischen Strömen ausgesetzt. Im Falle, dass der Kondensator nicht auf den entsprechenden Bereich ausgelegt ist, kann dieser überhitzen und in Folge zu Überspannungen im System führen, welche zur Zerstörung von Komponenten führt. Die Standards und Normen spielen bei der Auslegung der entsprechenden Filterkomponenten eine wesentliche Rolle.

## 5.1 Gekoppelte Induktivität

In Hinblick auf das Design tragen Induktoren einen wesentlichen Teil zur Performance des Konverters bei. Das Ziel besteht darin, den Ripple Strom niedrig zu halten. Somit können die Verluste im Kern niedrig bleiben ohne die Dynamik zu beeinträchtigen. Dafür bieten gekoppelte Induktoren Vorteile an, wie die erhöhte scheinbare Frequenz am Ausgang des Induktors, wobei sich die Flüsse innerhalb des magnetischen Kernes so kompensieren, dass sich der hochfrequente magnetische Fluss abbaut. Diese Induktoren bestehen aus mindestens einer Wicklung, sodass die Verschiebung von Phasen ermöglicht wird.

Eine Verkleinerung der passiven Komponenten wie des Induktors kann dadurch erzielt werden, da der Stromripple von niedrigerer Bedeutung ist.

### 5.1.1 Konfigurationen

Um die Charakteristik der gekoppelten Induktoren zu verdeutlichen, werden ihre theoretischen Eigenschaften ausgeführt und durch Simulationen verglichen. Die drei Konfigurationen sind der einfache Induktor, die getrennten Induktoren (nicht gekoppelt) und die gekoppelten Induktoren (mit zwei Wicklungen ausgeführt).

Der einfache Induktor ist in der Abbildung 18 dargestellt und kann durch die folgende Gleichung beschrieben werden:

$$u_L = L \frac{di_L}{dt}$$

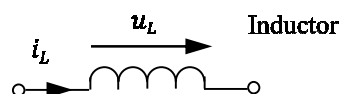


Abbildung 18: Darstellung der einfachen Induktivität

Im nächsten Schritt werden zwei getrennte parallele Induktoren dargestellt, welche somit einen getrennten Strompfad aufweisen. Hier liegt das wesentliche Augenmerk auf der Reduzierung des Ripples sowie auf der Reduzierung der Strommagnitude durch die Anzahl von Pfaden. Die Gleichungen für die Modellierung sind

$$u_{L1} = L \frac{di_{L1}}{dt}$$

$$u_{L2} = L \frac{di_{L2}}{dt}$$

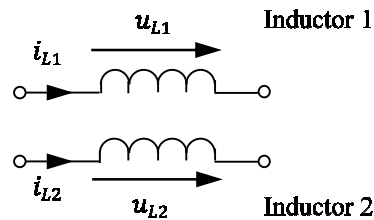


Abbildung 19: Nicht gekoppelte Induktoren

Die gekoppelten Induktoren sind eine Evolution der nicht gekoppelten Induktoren und unterscheiden sich durch einen gemeinsamen magnetischen Kern. Dadurch können sich magnetische Flüsse auf- bzw. abbauen. Die Darstellung, die je nach Wicklungsrichtung festgelegt ist, sieht wie in der Abbildung 20 von dem simulierten Induktor aus.

$$u_{CL1} = L \frac{di_{CL1}}{dt} - M \frac{di_{CL2}}{dt}$$

$$u_{CL2} = -M \frac{di_{CL1}}{dt} + L \frac{di_{CL2}}{dt}$$

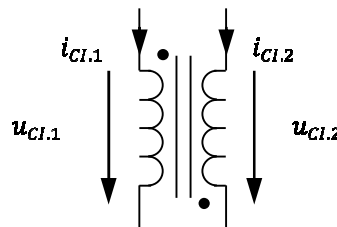


Abbildung 20: Gegengleich gekoppelte Induktoren

Wobei L die Selbst-Induktanz, und M die mutuale Induktanz darstellen. In diesem Fall ist der Faktor für die mutuale Induktanz mit dem Koppelfaktor k verbunden, und die Gleichungen werden

$$u_{CL1} = L \frac{di_{CL1}}{dt} - k \cdot L \frac{di_{CL2}}{dt}$$

$$u_{CL2} = -k \cdot L \frac{di_{CL1}}{dt} + L \frac{di_{CL2}}{dt}$$

Je nach Anlegung der Spannung an den Klemmen des Induktors können sich die Ströme jeweils auf- oder abbauen. Dementsprechend werden auch die magnetischen Flüsse auf- oder abgebaut.

### 5.1.2 Stromflüsse innerhalb der gekoppelten Induktivität

Aufgrund der zwei unterschiedlichen Strompfade kann der Strom in die gleiche bzw. in verkehrte Richtung fließen, dies wird durch den Wicklungssinn durch den kleinen Punkt neben dem Induktor gekennzeichnet. Durch die magnetische Verkettung über den gemeinsamen Kern werden zwei Ströme unterschieden. Wobei der eine Strom in die Richtung des Leistungsflusses fließt und Longitudinal Current (LC oder Strom in die Längsrichtung) genannt wird, und der Strom, welcher zwischen den beiden Spulen fließt, Transverse Current (TC oder Strom in die Querrichtung).

Aus dem äquivalenten Schaltkreis können daher zwei unterschiedliche Schaltkreise abgeleitet werden, einer für den LC-Strom und einer für den TC-Strom. Für die angelegten Spannungen gilt in diesem Zusammenhang.

$$u_{LC} = \frac{u_1 + u_2}{2}$$

$$u_{TC} = u_1 - u_2$$

Diese äquivalenten Schaltkreise sind in den Abbildung 21, Abbildung 22, Abbildung 23 veranschaulicht.

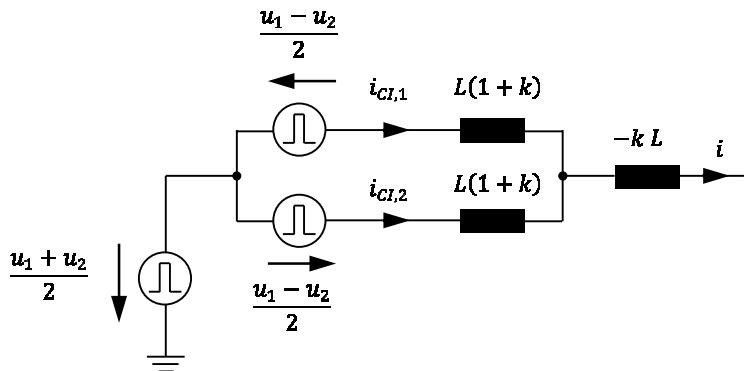


Abbildung 21: Äquivalenter Schaltkreis für den gesamten Strom

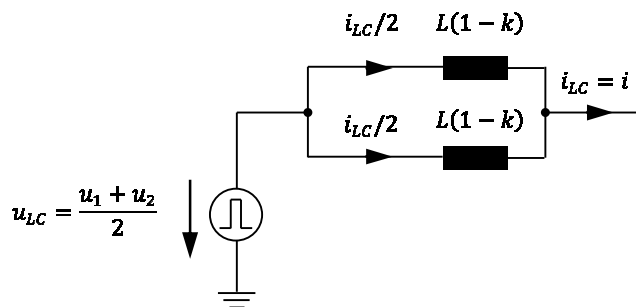


Abbildung 22: Äquivalenter Schaltkreis für den LC Strom

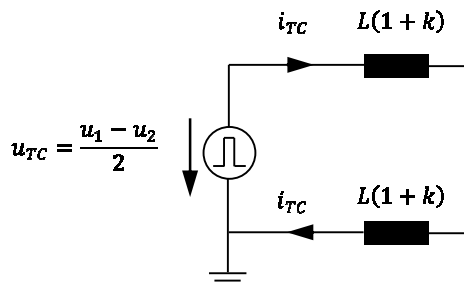


Abbildung 23: Äquivalenter Schaltkreis für den TC Strom

Aus den vorherigen Abbildungen zeigen sich unterschiedliche Induktivitäten für die LC und TC-Modi. Diese Induktanz-Werte betragen:

$$L_{LC} = L (1 - k)$$

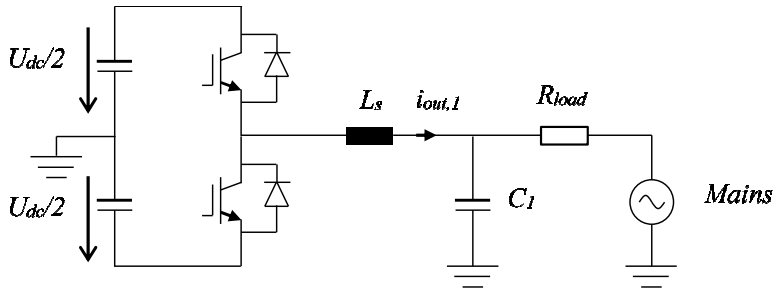
$$L_{TC} = L (1 + k)$$

Durch einen Kopplungsfaktor zwischen 0 und 1 wird die Induktivität  $L_{LC}$  niedriger als die Induktivität  $L_{TC}$  und die Dynamik ist deshalb höher als bei einem einzigen Induktor. Die Dynamik der TC-Induktivität ist niedriger und der Betrag vom TC-Strom wird dadurch vermindert.

Um den Unterschied zwischen den verschiedenen Konfigurationen zu verdeutlichen, wurden Simulationen durchgeführt und deren Ströme dargestellt.

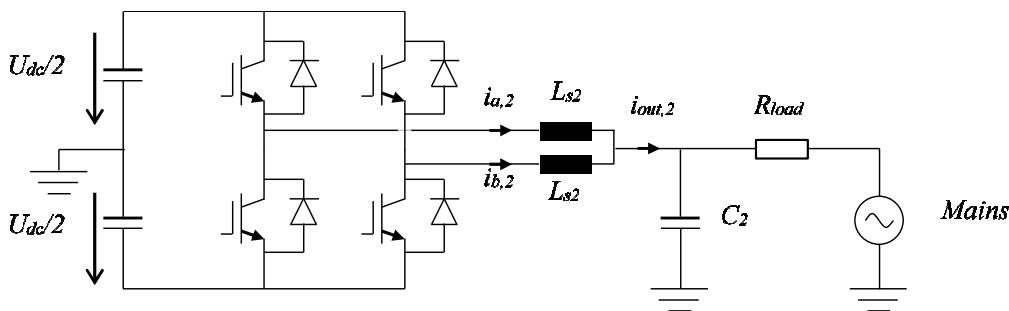


Die Basiskonfiguration, wie in der Abbildung 24 dargestellt, ist mit einer Halbbrücke aufgebaut.



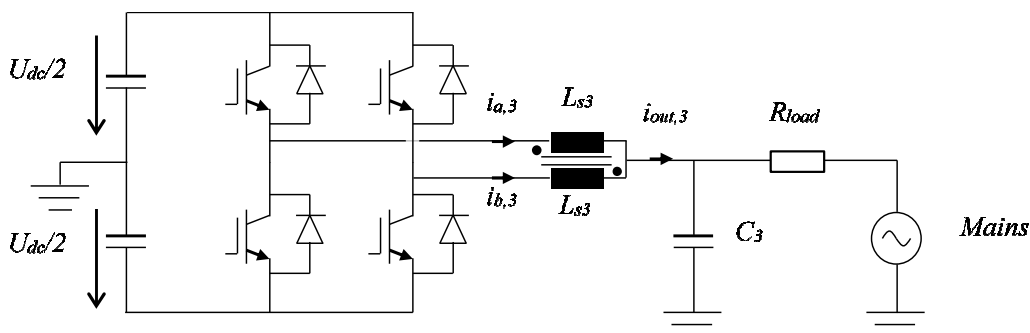
**Abbildung 24: Konfiguration mit Halbbrücke und einzelnen Induktor**

Die nächste Konfiguration ist mit zwei getrennten Induktoren ausgeführt. Es gibt dementsprechend eine Phasenverschiebung zwischen beiden Phasen. Der Hauptunterschied zur vorigen Konfiguration liegt darin, dass die Ströme durch zwei dividiert werden, und sich der Stromripple am Ausgang im Vergleich zu den jeweiligen Phasenströmen verkleinert.



**Abbildung 25: Konfiguration mit zwei getrennten Induktoren**

Die letzte Variante repräsentiert die gekoppelte Induktivität. Hier wird je nach Phasenverschiebung der Eingangsspannung der magnetische Fluss im Kern abgebaut, um den TC-Strom zu vermindern.



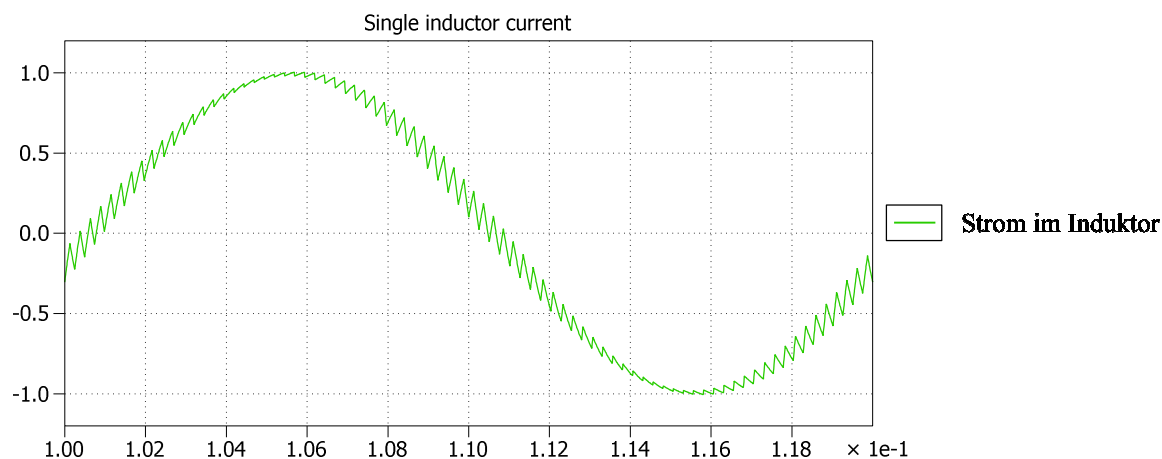
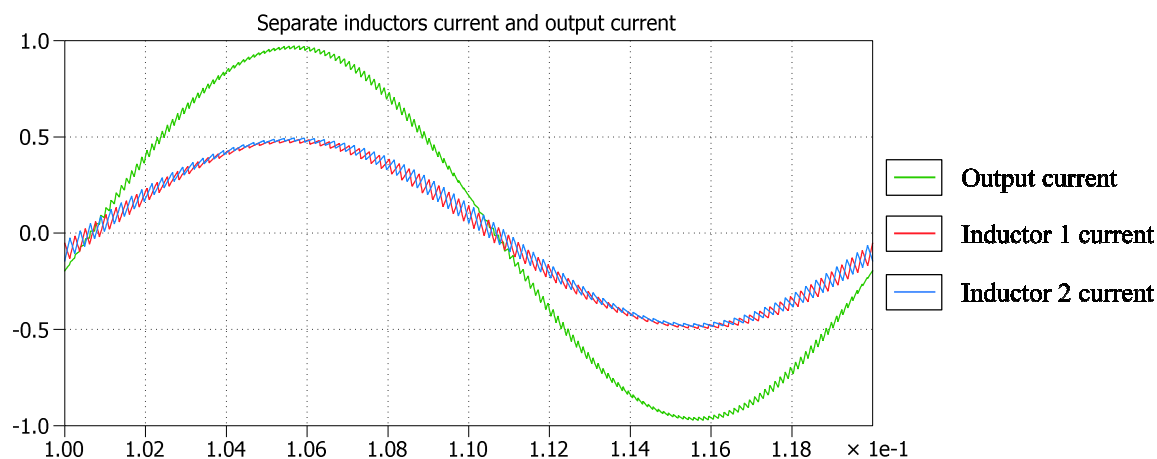
**Abbildung 26: Konfiguration mit zwei gekoppelten Induktoren**

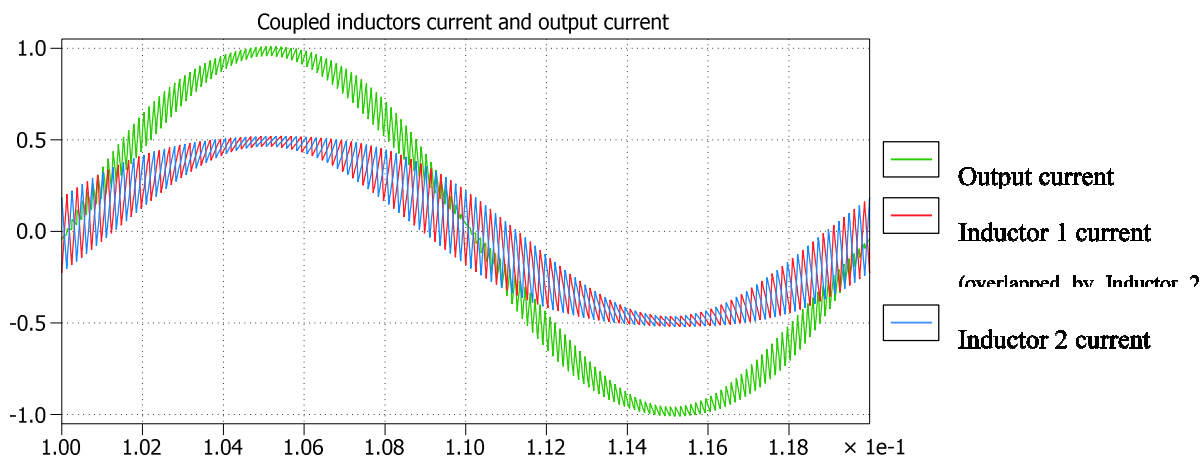
Die Testbedingungen, die zum Vergleich der Konfigurationen angewendet werden, sind in der Tabelle 2 zusammengefasst.

**Tabelle 2: Testbedingungen zum Vergleich der Konfigurationen**

|                                      |                                          |
|--------------------------------------|------------------------------------------|
| Eingangsspannung (rms)               | $V_{in} = 32,5 \text{ V}$                |
| Frequenz Eingangsspannung            | $f_{\text{switching}} = 4000 \text{ Hz}$ |
| Phasenverschiebung Eingangsspannung  | $\varphi = 0,7 \text{ degree}$           |
| Induktanz Konfiguration 1 - $L_s$    | $667 \text{ } \mu\text{H}$               |
| Induktanz Konfiguration 2 - $L_{s2}$ | $1333 \text{ } \mu\text{H}$              |
| Induktanz Konfiguration 3 - $L_{s3}$ | $166 \text{ } \mu\text{H}$               |
| Kapazität Konfiguration 1 - $C_1$    | $6,94 \text{ } \mu\text{F}$              |
| Kapazität Konfiguration 2 - $C_2$    | $7,36 \text{ } \mu\text{F}$              |
| Kapazität Konfiguration 3 - $C_3$    | $29,5 \text{ } \mu\text{F}$              |
| Lastwiderstand                       | $1 \text{ } \Omega$                      |

In folgenden Teil sind die Simulationsergebnisse im Hinblick auf den Strom zusammengefasst, wobei sie zum Zweck der Vergleichbarkeit normalisiert wurden.


**Abbildung 27: Normalisierter Strom im einzigen Induktor (Konfiguration 1)**

**Abbildung 28: Normalisierte Ausgangs- und Phasenströme, zwei separate Induktoren**



**Abbildung 29: Normalisierte Ausgangs- und Phasenströme, gekoppelte Induktoren**

Die Ergebnisse zeigen die Präsenz des Stromrippe in allen Konfigurationen. Dennoch wird klar, dass die Konfiguration mit getrennten Induktoren spürbar weniger Ripple aufweist. Der Stromripple am Ausgang im Vergleich zur Konfiguration mit einem einzigen Induktor ist auch niedriger. Darüber hinaus weisen beide Konfigurationen dieselbe Dynamik auf.

Durch die Einführung der gekoppelten Induktivität wird der Stromripple durch die Verringerung des LC-Stromes, wie zuvor beschrieben, etwas höher, wodurch auch die theoretischen Berechnungen bestätigt werden. Der TC-Strom liegt bei null, was auch beweist, warum der Stromripple in der Konfiguration mit gekoppeltem Induktor nicht vernachlässigbar ist und zu einer erhöhten Anforderung an die Kondensatoren der Ausgangsfilter stellt.

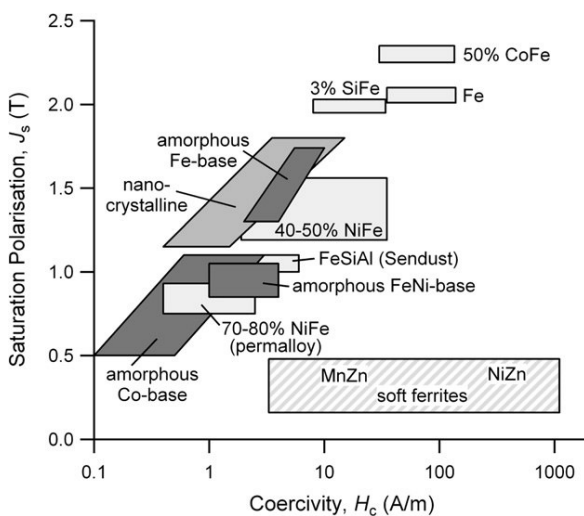
Ein Vergleich des Ausgangsstromrippe zwischen der zweiten und dritten Konfiguration führt dazu, dass der Ripple in den Ausgangsphasen der gekoppelten Induktivität kleiner sind. Der Vorteil des geringere Ripple im Phasenstrom ist ein geringerer Leistungsverlust in den Schaltkomponenten.

### 5.1.3 Kernmaterialien

Das Design des Induktors ist von großer Bedeutung, da das Bauteil innerhalb eines Konverters meistens wegen seiner Größe und seines Gewichts zu optimieren ist. Basierend auf den Anforderungen an die Eingangs- Ausgangsleistung wird der Induktor auf den zu erwartenden Betriebsbereich ausgelegt. Dabei spielt die Auswahl eines geeigneten Kernmaterials eine große Rolle, da diese einen Einfluss auf die Größe und das Gewicht des Induktors hat. Der Kern soll in der Lage sein, den Spitzenwert vom magnetischen Feld aufzunehmen, ohne dabei in Sättigung zu gehen. Ein Vergleich der Materialeigenschaften zwischen Ferrit und nanokristallinem Material zeigt, dass vielversprechende Potenzial des nanokristallinen Materials. Im Bereich der magnetischen Induktion bietet es einen viel höheren Induktionshub sowie eine viel höhere Permeabilität. Eine Gegenüberstellung der maximalen Induktion verdeutlicht den Unterschied, welcher für z.B. nanokristallinem Material VITROPERM 500F (Vacuumschmelze) bis zu 1 Tesla reicht, für nanokristallin VITROVAC 6030F bis 0,7 Tesla, wohingegen Ferrite ein Spektrum von bis zu 0,25 Tesla aufweisen. Die besseren Eigenschaften von den nanokristallinen Materialien ermöglichen den Einsatz kleinerer Kerne bei gleicher Induktion. Bei den Kernverlusten, beschrieben durch die Steinmetz-Gleichung, kann eine Verminderung erzielt werden, da VITROPERM einen Verlust von ca. 40 mW/g bzw. Ferrit 80-180 mW/g Verlust aufweisen. Aufgrund der

höheren erreichbaren Induktion im Kern, werden die Kupferverluste vermindert, da die Anzahl an Windungen verringert wird.

Das nanokristalline Material weist darüber hinaus ein besseres Temperaturverhalten über einen weiten Bereich von  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $120^{\circ}\text{C}$  auf, da sich die Materialeigenschaften nur geringfügig mit der Temperatur verändern. Dies wiederum trägt einen wesentlich Beitrag zur Verkleinerung des Induktors bei höheren Temperaturen bei. Ab einer Temperatur von  $80^{\circ}\text{C}$  wird der Unterschied zwischen Ferrit Komponenten und nanokristallinem Material deutlich, da ab dieser Temperatur eine Reduzierung des Induktionshubs und der Permeabilität zu erwarten. In folgender Abbildung werden die Eigenschaften von verschiedenen weichmagnetischen Kernmaterialien aufgezeigt.



**Abbildung 30: Weichmagnetische Kernmaterialeigenschaften**

Die Abhängigkeit der Temperatur und die Beziehung zu den Kernparametern ermöglicht die Berechnung einer optimalen magnetische Fluss- ( $B_{\text{opt}}$ ) und Stromdichte. Daraus kann eine Annahme der maximal übertragbaren Leistung bestimmt werden. Die Windungsanzahl wird so festgelegt, dass ( $B_{\text{opt}}$ ) nicht überschritten wird. Die wichtigsten Designparameter für den Entwurf des Induktors können auf den Spitzenstrom, die Anzahl von Windungen und das Material beschränkt werden.

#### 5.1.4 Designpfad zur Auslegung der gekoppelten Induktivität

Folgender Pfad für das Induktordesign kann definiert werden. Den Startpunkt stellen die Definition des maximalen Stromes sowie dessen Ripple dar. Davon ausgehend kann der Induktor in einem iterativen Prozess entwickelt werden. Hauptsächlichste Return-Pfade sind hier die maximale- Induktion, Temperatur sowie Platz/Volumens Anforderungen.

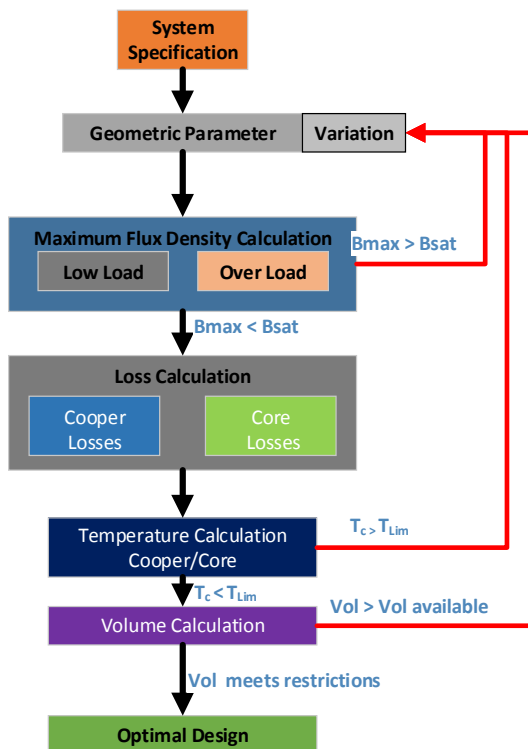


Abbildung 31: Induktor design Pfad

### 5.1.5 Auslegung der gekoppelten Induktivität und deren Ergebnisse

Anhand der zuvor aufgezeigten Aspekte wurde vom Projektpartner EGSTON, welcher ein Spezialist auf dem Sektor des Induktordesigns für eine Vielzahl an Anwendungen ist, entwickelt. Die Entwicklung basiert dabei auf Finite Element Simulationen (FEM), welche es ermöglicht, die Kernaussnutzung in Bezug auf den maximal auftretenden magnetischen Fluss ermöglicht, welcher ein wichtiger Faktor für den Komponentenstress darstellt. Für die Auslegung wurde der komplette Betriebsbereich von geringer bis zu Überlast berücksichtigt, um den Stress der Komponenten so gering wie möglich zu halten. In diesem Zusammenhang stellen die Parameter des Kernmaterials das Limit dar. Folgende Abbildung stellt das Design für die 180A Version dar.

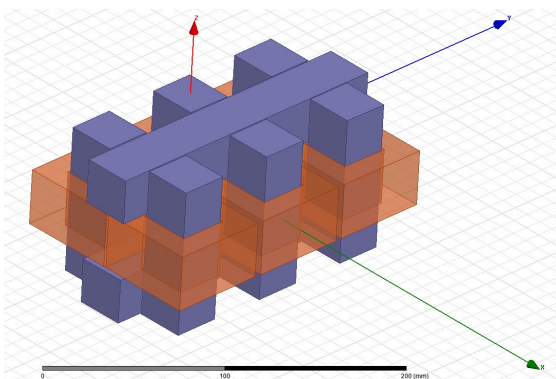


Abbildung 32: Gekoppelte Induktivität design

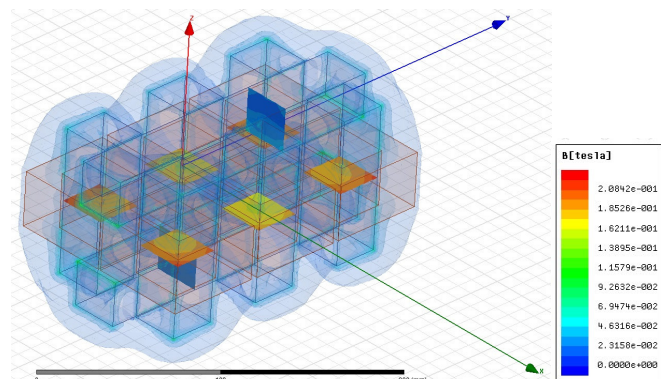
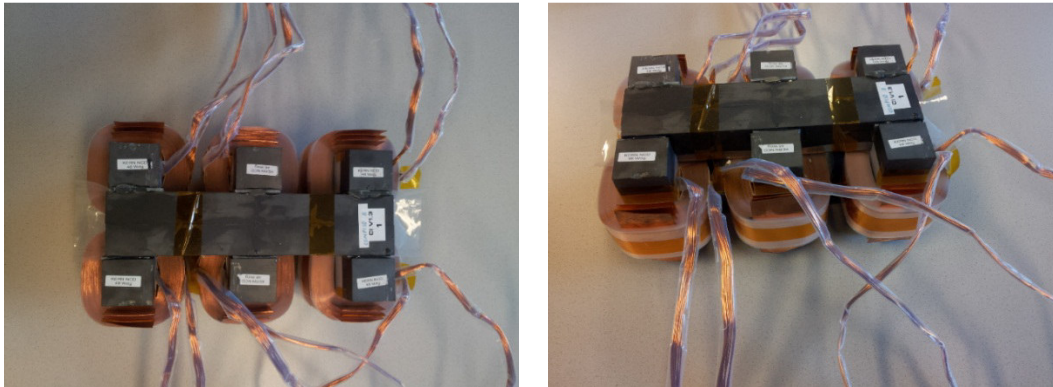


Abbildung 33: FEM Flussdichte (6x30A, I<sub>max</sub>=180A)

Folgende Abbildung zeigt den Prototypen der gekoppelten Induktivität



**Abbildung 34: Gekoppelte Induktivität**

Anhand der neuen Leistungshalbleiter wurde eine neue gekoppelte Induktivität für den nunmehr höheren Strombereich von 6x63A von EGSTON ausgelegt. Das neue Design ermöglicht eine Erhöhung der Stromdichte um das 2.1 fache, wobei die Verluste um 20.5% reduziert werden konnten. Ein weiterer Vorteil ist die Reduzierung der Common Mode Induktivität <sup>(1)</sup>, welche die Dynamik des Systems verbessert. Durch die Reduzierung der benötigten Windungen konnten das Gewicht und die Kupferverluste verringert werden. Insgesamt konnte das Gewicht der gekoppelten Induktivität um 0.5 kg reduziert werden. Wendet man dies auf ein größeres System an, können die Vorteile weiter ausgeweitet werden, dahingehend liefert AP5 einen Ausblick. Der zu integrierende Luftspalt des Designs, welcher 0.2 mm aufweist, stellt eine Herausforderung für das mechanische design dar <sup>(2)</sup>. Durch die Erhöhung der auftretenden magnetischen Flussdichte <sup>(3)</sup> im Kern wird eine erhöhte Anforderung an den Kühlkreislauf gestellt. Folgende Tabelle 3 stellt die beiden Versionen gegenüber.

**Tabelle 3: Vergleich der gekoppelten Induktivitäten**

| Version | Maximalstrom<br>(Ausgangsstrom) | Wicklungswiderstand<br>(pro Spule) | Windungszahl | common-Induktivität | differential-Induktivität | Luftspalt              | Kopplungsfaktor<br>(Mittelwert) | magnetische Flußdichte<br>(statischer &<br>dynamischer Anteil)                                     | magnetische Flußdichte<br>(statischer Anteil) | Verlust           |
|---------|---------------------------------|------------------------------------|--------------|---------------------|---------------------------|------------------------|---------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------|-------------------|
|         | I <sub>max</sub>                | R <sub>w</sub> @ 100°C             | N            | L <sub>comm</sub>   | L <sub>diff</sub>         | δ                      | K <sub>f</sub>                  | B <sub>max</sub> @ I <sub>max</sub> ;<br>U <sub>i</sub> = 800V;<br>f = 20kHz; D <sub>t</sub> = 50% | B <sub>dc</sub> @ I <sub>max</sub>            | ΔP <sub>max</sub> |
|         | [A]                             | [mΩ]                               | [Wdg]        | [μH]                | [μH]                      | [mm]                   | [-]                             | [mT]                                                                                               | [mT]                                          | [W]               |
| 125 A   | 180                             | 19                                 | 40           | 37.2                | 1178                      | 2 x 0.8                | -0.160                          | 397                                                                                                | 202                                           | 120               |
| 267 A   | 378                             | 12                                 | 28           | 16.6 <sup>(1)</sup> | 1461                      | 2 x 0.2 <sup>(2)</sup> | -0.186                          | 462 <sup>(3)</sup>                                                                                 | 296                                           | 200               |

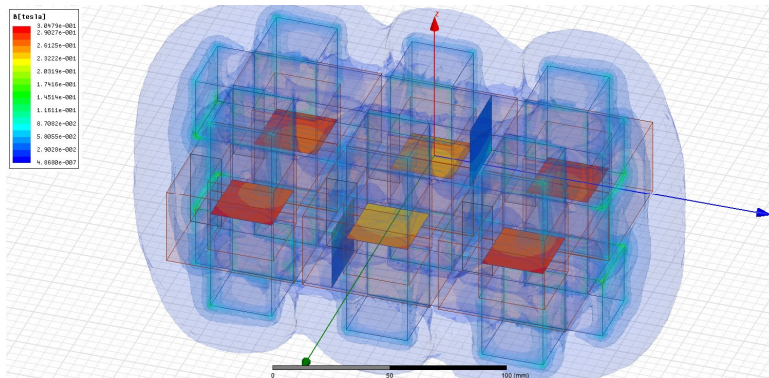
(Winding detail: 125A Version a CU foil 30x0.3mm with R<sub>w</sub> = 19 mΩ @ 100 °C, 267A CU foil 30x0.35mm with R<sub>w</sub> = 14 mΩ @ 100 °C)

Die Zusammenfassung der Ergebnisse liefert:

- Erhöhung der Leistungsdichte um einen Faktor von 2.1
- Reduzierung der Verluste um 20.5%
- Reduzierung des Induktor Gewichtes bei 7.7%



In der nächsten Abbildung 35 werden die Ergebnisse des neuen Designs dargestellt. Hier ist ersichtlich, dass der magnetische Fluss im Kern angehoben wurde.



**Abbildung 35: FEM Flussdichte (6x63A, I<sub>max</sub>=267A)**

Der Einsatz von nanokristallinem Material wird in zukünftigen leistungselektronischen Projekten unvermeidbar, da das Gewicht und die Größe des Induktors um einen Faktor 3 verringert werden kann (in Bezug auf die maximale Flussdichte des Materials).

Zu den in diesem Abschnitt beschriebenen Themen dienen folgende Referenzen: [42], [43], [44]

## 5.2 Kondensatoren

Im Hinblick auf die nunmehr immer höher werdenden Schaltfrequenzen beziehungsweise Schaltvorgänge wird ein hoher Anspruch auf die Kondensatoren gelegt. Hier spielen Faktoren wie Stromtragfähigkeit und geringe parasitäre Induktivität eine große Rolle, um Überspannungen an den Schaltungskomponenten zu verhindern. Die Kondensator Technologien wie z.B. Filmkondensatoren, Aluminium – Elkos, kommen hier rasch an ihre Grenze und erfordern einen Ersatz. Dieser Teil wurde in enger Zusammenarbeit mit dem Kondensatorspezialisten Dr. Günter Engel und dessen langjähriger Erfahrung im Bereich der Kondensatorentwicklung durchgeführt.

Stand der Technik bei Anwendungen im Spannungsbereich von 400V oder höher sind metallisierte Film- oder Aluminiumelektrolytkondensatoren. Keramische Kondensatoren werden nur gelegentlich verwendet, wenn der Anspruch auf hohe Leistungsdichte und hoher Frequenz gefordert wird.

Der Einsatz herkömmlicher keramischer Kondensatoren basierend auf Ba- Titaniden für Hochleistungsanwendungen ist sehr limitiert, wobei der kritische Punkt die geringe Leistung im Vergleich zum Kostenfaktor ist. Bei konventionellen Multi Layer Ceramic Capacitors (MLCC) führt eine Erhöhung der Bias-Spannung zu einer Reduzierung des Kapazitätswertes, welcher bei steigender Umgebungstemperatur über ~85°C weiter verschlechtert wird und damit die wesentlichen Nachteile dieser Typen beschreiben. All diese Effekte können durch den Einsatz des neuen dielektrischen Systems mit innerer Kupferelektrode (in Verwendung bei CeraLink®) auf ein Minimum reduzieren beziehungsweise umgangen werden. Zusammen mit den technologischen Vorteilen des Kupfers (hohe

thermische und elektrische Leitfähigkeit) können die Kosten im Vergleich zu den herkömmlichen eingesetzten Elektroden wie Palladium (Pd), Platin (Pt) und Silber (Ag) reduziert werden.

In der Leistungselektronik ist es üblich, Kondensatoren nach Technologien zu bewerten (z.B. Filmkondensatoren, Aluminium-Elkos, und Keramik Kondensatoren. Eine Differenzierung nach Keramiktechnologien (z.B. nach Dielektrikums - Typ (Ferro-, Anti Ferro oder paraelektrisch) ist in der Praxis unüblich. Erstmals wurde versucht, einen Vergleich hingehend des dielektrischen Materials durchzuführen. Durch die Entwicklung eines entsprechenden Ansatzes - basierend auf einem Ersatzschaltbild (Lumped Parameter Model) - konnten die Abhängigkeiten theoretisch beschrieben werden. Hierbei werden die charakteristischen Parameter in Bezug auf die neue Technologie zusammengefasst und mit den klassischen MLCC und Film- und Elektrolytkondensator Technologien verglichen.

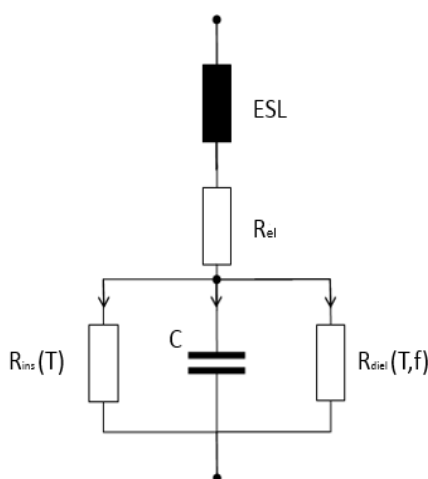


Abbildung 36: Lumped Parameter Model

Folgende Tabelle liefert einen Überblick über die Grundlegenden Parameter der verschiedenen Kondensatortechnologien. Vergleicht man die Parameter, kann ein klarer Vorteil für die AFE MLCC aufgezeigt werden.

**Tabelle 4: Vergleich zwischen Film, MLCC-Ferro und MLCC-Anti Ferro. Eisen basierte Kondensatoren weisen eine fünffach geringere relative Dielektrizitätskonstante auf welche zu einem Unterschied in den Kosten führt.**

| 10µF @ 400V                |                    | Film | FE MLCC | AFE MLCC |                                                                         |
|----------------------------|--------------------|------|---------|----------|-------------------------------------------------------------------------|
| Effective capacity density | µF/cm <sup>3</sup> | 1    | 5       | >20      | MLCCs with same electric field construction (same dielectric thickness) |
| Energy density             | J/cm <sup>3</sup>  | 0,1  | 0,5     | 1        |                                                                         |
| Current (max) @ 100 kHz    | Amp                | < 5  | 10      | 50       |                                                                         |
| ESL                        | nH                 | 30   | 10      | 2        |                                                                         |
| tan δ @ 1kHz               | %                  | 0,02 | 0,4     | 0,05     | ESR = tan δ / ωC                                                        |
| Cost (VSK)                 | relative (film =1) | 1    | 10      | ~2       | MLCCs with same electric field construction                             |



### 5.2.1 Betrachtung des Standard Schaltkreises

Ein wesentlicher Bestandteil bei der Auslegung der Kondensatoren stellt der Schaltkreis dar, ein grundlegender Schaltkreis entspricht der nächsten Abbildung.

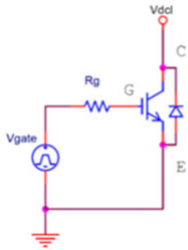


Abbildung 37: Grundlegender Schaltkreis

Durch die Variation des Gate Widerstandes kann das Schaltverhalten respektive die Slew rates des Systems für Spannung und Strom beeinflusst werden. Je geringer der Gate Widerstand desto höher werden die zu erwartenden  $dU/dt$ ,  $di/dt$  Raten gefolgt von einem höheren Ripple Anteil. In Abbildung 38 wird der Einfluss eines höheren Gate Widerstandes auf die Strom- und Spannungsformen verdeutlicht.

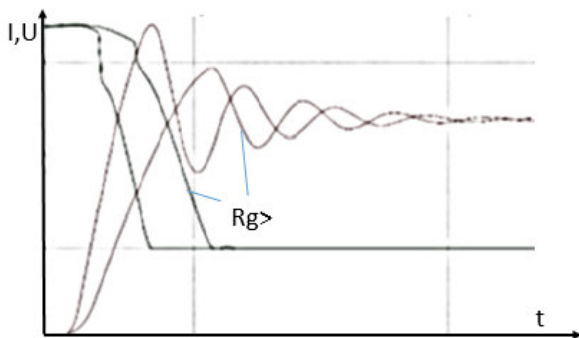
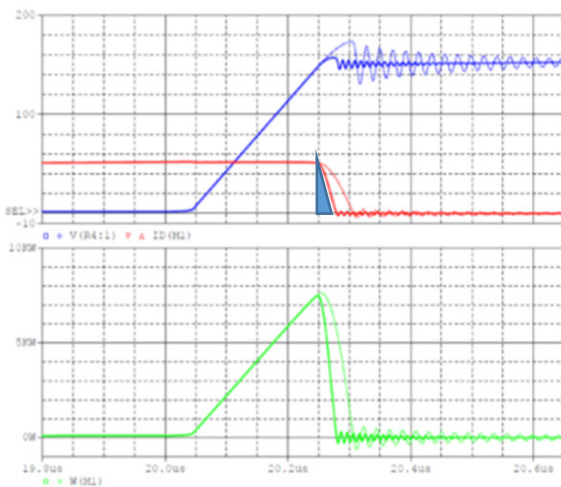


Abbildung 38: Einfluss des Gate Widerstandes auf Schaltverhalten

In der Praxis gilt es, einen optimalen Gate Widerstand zu bestimmen, welcher die Überspannungen und mögliche Beschädigung des Leistungshalbleiters ausschließt. Der optimale Wert ist dabei abhängig von der im Schaltkreis befindlichen Induktivität (durch Leiterbahnen und Kondensator sowie Lastinduktivität). In Abhängigkeit zu den Kondensatorparametern kann durch einen geringen Wert der parasitären Induktivität die Schaltfrequenz deutlich angehoben werden ohne dabei eine Überspannung zu provozieren.

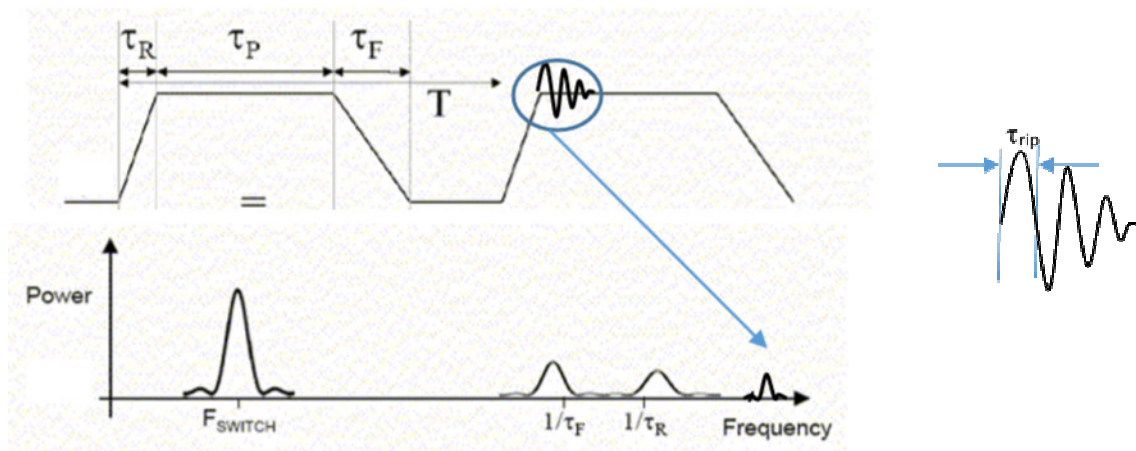


$$\Delta U = L \cdot -\frac{di}{dt}; \Delta Q = \int i(t) dt$$

**Abbildung 39: Schaltverhalten bei L und 4\*L: blau... Spannung, rot...Strom, grün...Verlust**

Das blaue Dreieck stellt die Ladung (Austausch) im System dar, je geringer der Induktivitätswert desto geringer der Ladungsaustausch.

Die hohen Anstiegs- und Abfallraten im Zeitbereich führen zu hohen Frequenzanteilen im Frequenzbereich.



**Abbildung 40: Schalverhalten im Zeit und Frequenzbereich, Ripple im Zeitbereich provoziert hoch Frequenzanteile im Frequenzbereich**

$$\Delta U = L \cdot -\frac{di}{dt}; \Delta Q = \int i(t) dt$$

Aus den zuvor genannten Effekten können folgende Hauptparamater in Zusammenhang mit den Kondensatoren zusammengefasst werden:

- Typische Anstiegs- und Abfallzeiten  $\tau_R, \tau_{rip}, \tau_F$ ,
- Überspannungen  $\Delta U$ ,
- Ladungsaustausch  $\Delta Q$ ,
- $C = \Delta Q / \Delta U$  als charakteristische minimal Kapazität des Schaltkreises

## 5.2.2 Messtechnischer Ansatz

Neben der theoretischen Herleitung der Unterschiede zwischen den Kondensatoren wurde auch ein erster Versuch mit einem Entwicklungsboard der Firma RFMD durchgeführt. Das Ziel hierbei ist, die Unterschiede zwischen den Kondensatoren messtechnisch zu erfassen, dabei konnten die Probleme im Zusammenhang mit der Messmethode sowie der Beeinflussung durch parasitäre Einflüsse analysiert werden.

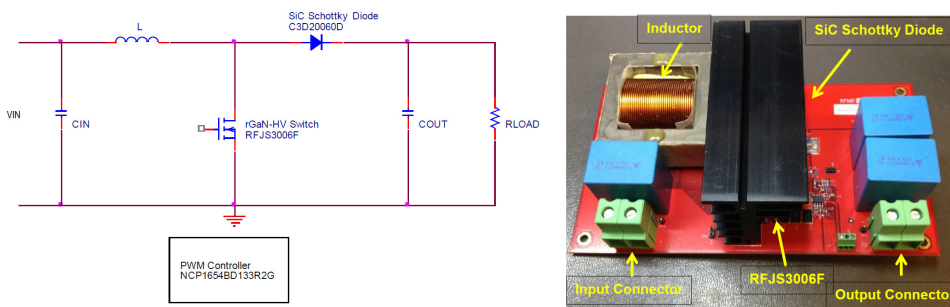


Abbildung 41: Entwicklungsboard des Boost-Konverters

Das Entwicklungsboard stellt dafür zum einen Filmkondensatoren und zum anderen Keramikkondensatoren zur Verfügung. Bei der Messung der Ströme kamen grundsätzlich zwei verschiedene Messmethoden zum Einsatz. Die erste beruht auf dem Einsatz einer sogenannten Rogowskispule, welche einfach in den Schaltkreis integriert werden kann und welche auf einem Luftspulenprinzip beruht.

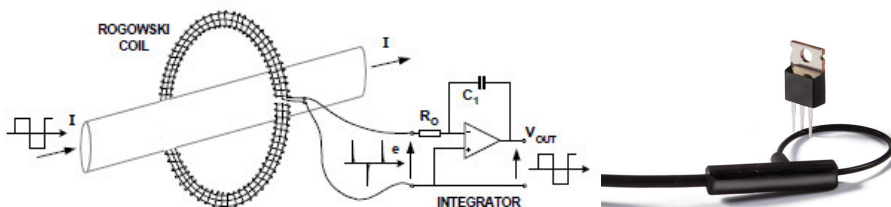


Abbildung 42: Rogowski Spule, Hersteller: PEMUK, Type: CWT-03 Ultra Mini, Bandweite: 30MHz-3GHz

Durch die begrenzte Bandbreite ist diese Methode rasch an ihrem Limit und ist daher nicht die beste Wahl für die Analyse der hochfrequenten Schaltvorgänge. Als weiteres Messmittel wurden Nahfeldsonden, üblicherweise im Gebrauch bei EMV Messung, analysiert. Diese weisen eine weitaus höhere Bandbreite auf und eignen sich daher ideal für diese Anwendung. In der Abbildung 43 ist die verwendete Sonde und deren Messprinzip dargestellt.

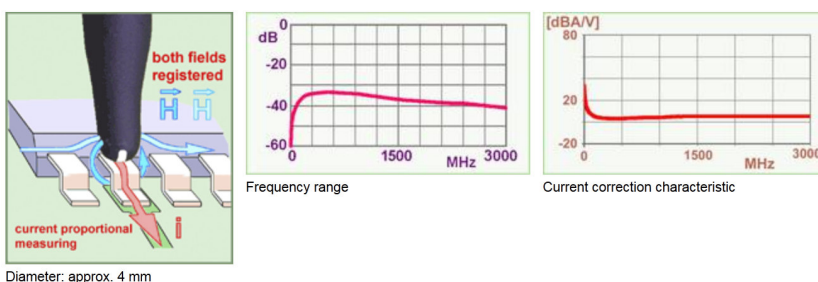


Abbildung 43: Nahfeldsonde Hersteller: Langer-EMV, Type: Nearfield probe: RF-U2,5-2; SN: 02-0452;

## Bandbreite: 100Hz-30MHz

Die folgenden Abbildungen liefern einen Eindruck über die Signalverläufe in Abhängigkeit zur Kondensatortechnologie und zeigen die hohen Anforderungen an die Messtechnik durch die geringen Ansprechzeiten der Keramiktechnologien im Nanosekundenbereich auf.

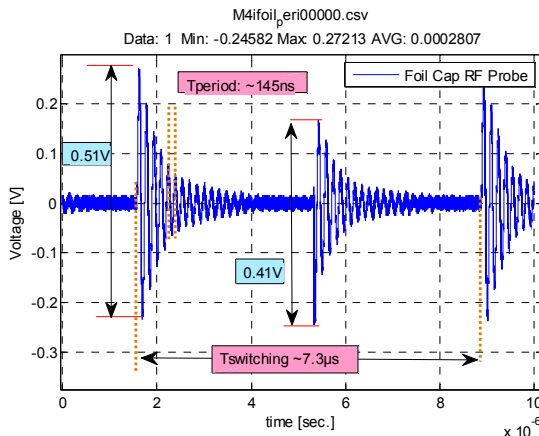


Abbildung 44: Folienkondensator

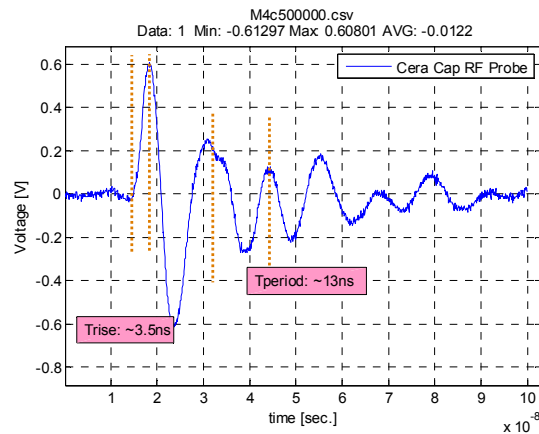


Abbildung 45: Keramikkondensator

In Bezug auf eine Gegenüberstellung verschiedener Kondensatoren und deren Verhalten ist es wichtig, die parasitären Einflüsse im Schaltkreis auf ein Minimum zu reduzieren. Als Ergebnis wurde ein Konzept für ein Messverfahren sowie die Entwicklung einer eigens dafür vorgesehenen Hardware erzielt. Aufgrund des limitierten Zeitrahmens wird die Entwicklung der eigens definierten Hardware in das JPEC Projekt übernommen, wo die in diesem Projekt beschriebenen Ansätze weiter verifiziert werden.

### 5.2.3 Entscheidungshilfe für die Kondensatoraushwahl

Als Basis zur Kondensatoraushwahl wurde eine Auswahlhilfe zusammengestellt, welche einen Überblick über die verschiedenen Technologien sowie deren Vor- und Nachteile in Bezug auf deren Einsatzgebiete veranschaulicht. Die grundlegenden Gegenüberstellungen wurden dabei mittels Radardiagrammen zusammengefasst.

Bei der Auswahl des passenden Kondensators sind folgende Aspekte zu berücksichtigen:

- Kapazitätsdichte, Energiedichte
- Spannungsbereich
- Stromripple
- ESR Equivalent Series Resistance
- Stabilität des Kapazitätswertes (über Temperatur und Frequenzabhängigkeit)
- Kosten

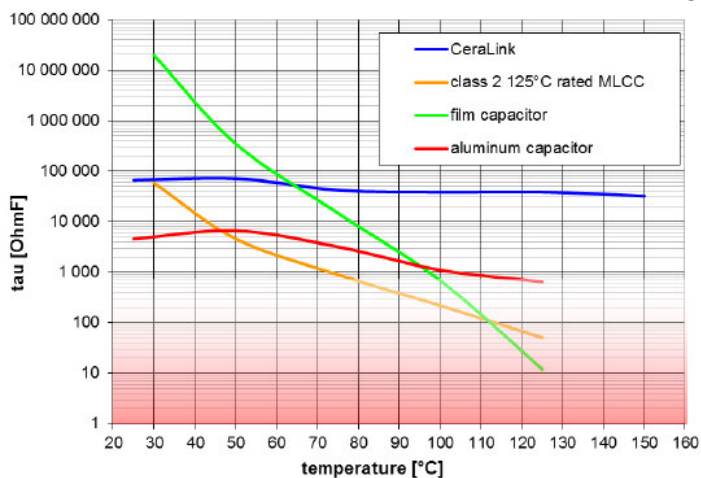
Die Technologien werden in MLCC- AFE (Anti Ferro Electric), MLCC- FE (Ferro Electric), metallisierte Film- und Aluminium- Elektrolyt Kondensatoren unterteilt.

Der generelle Trend in der Leistungselektronik wird durch die Halbleiterentwicklung (Semiconductor) angeführt. Hierbei gelten gesteigerte Schallflanken, Stromdichten und höhere Temperaturen als Kernthemen. Wide band Gap Semiconductors wie SiC oder GaN unterstützen diesen Trend, wobei die passiven Komponenten diesem Trend folgen.

Eine Zusammenfassung des aktuellen Trends in der Leistungselektronik ist in Tabelle 5 dargestellt. Die Limits in der Leistungselektronik werden hauptsächlich durch die Filmkondensatortechnologie bestimmt, da diese die meist verwendete Technologie in Bezug auf hoch effiziente Umrichter darstellt. Aluminium Kondensatoren werden hauptsächlich dort angewandt wo Kosten eine höhere Rolle als Effizienz spielen.

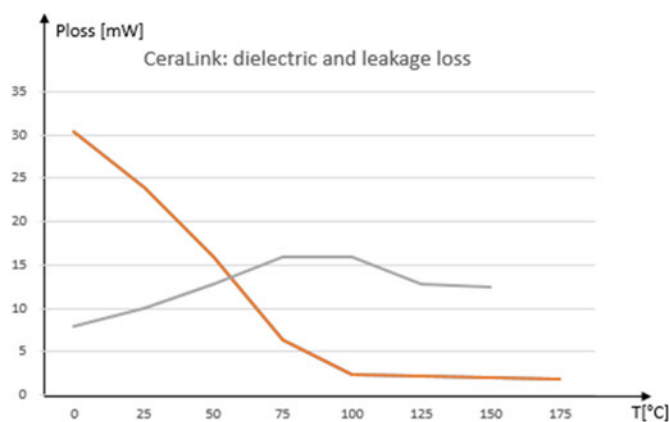
Mit Ausnahme einiger Spezialanwendungen ist die Filmkondensatortechnologie der Marktführer, da diese relativ geringe Kosten und eine stabile Kapazität über den Spannungsbereich aufweist.

Einer der Gründe, warum MLCC- FE weitestgehend nicht in der Leistungselektronik eingesetzt wird, ist das schlechtere Leckstromverhalten, wie in Abbildung 46 ersichtlich.



**Abbildung 46: Leckstromzeitkonstante  $\tau = C \cdot R$  [OhmFarad] in Abhängigkeit verschiedener Technologien. Zeitkonstante ist die Zeit des Spannungsabfalls des geladenen Kondensators auf  $1/e$  des Originalwertes verursacht durch den Leckstrom zwischen den Kondensatorelektroden**

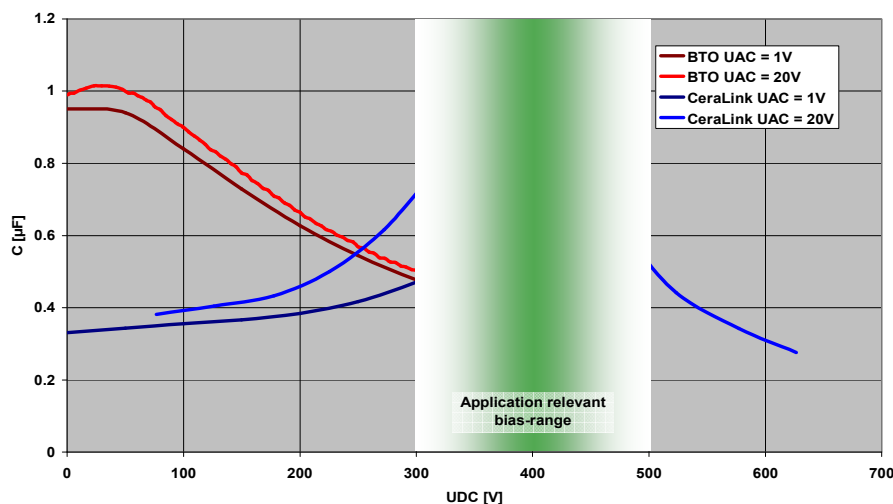
Durch den Einsatz MLCC- AFE können diese Nachteile eliminiert werden. Die nachfolgende Abbildung stellt die Verlustleistungen in Abhängigkeit zur Temperatur des Ceralink Kondensators gegenüber.



**Abbildung 47: Verluste Dielektrikum (orange) und Leckstrom (grau) des Ceralink bei 400V und 40A. Eine Verwendung bei höheren Temperaturen ist daher von Vorteil**

Ein weiterer Punkt, weshalb Ferro elektrische MLCCs in der Leistungselektronik nicht so weit verbreitet sind, ist die starke Verringerung der Dielektrizitätskonstante mit Anstieg der Bias-Spannung. Dies stellt

einen wesentlichen Nachteil bei Anwendungen mit hohen DC-Link Spannungen dar. Dieser Effekt wird in Abbildung 48 dargestellt, hier wird die Abhängigkeit des Kapazitätswertes zwischen Anti-Ferroelektrischen MLCCs (Ceralink) mit dem typischen Ferro BTO (Barium Titanide Oxid) gegenübergestellt. Die hohe Dielektrizitätskonstante der Anti-Ferro-elektrischen Kondensatoren ist verantwortlich für die hohe Stromtragfähigkeit bei gleichzeitiger Minimierung des Platzbedarfs durch die Miniaturisierung. Die Verringerung der parasitären Induktivität führt des Weiteren zur Reduzierung der Schaltüberspannungen und trägt einen wesentlich Teil zur hohen Energiedichte bei.



**Abbildung 48: Abhängigkeit des Kapazitätswertes mit steigender Bias-Spannung**

In nachfolgender Tabelle werden ein Überblick über den aktuellen Stand und ein Trend auf die zu erwartende Entwicklung gegeben. Tabelle 6 zeigt die wesentlichen Unterschiede zwischen AFE und FE MLCCs.

**Tabelle 5: Aktueller Stand der Technik und Trend der Entwicklung**

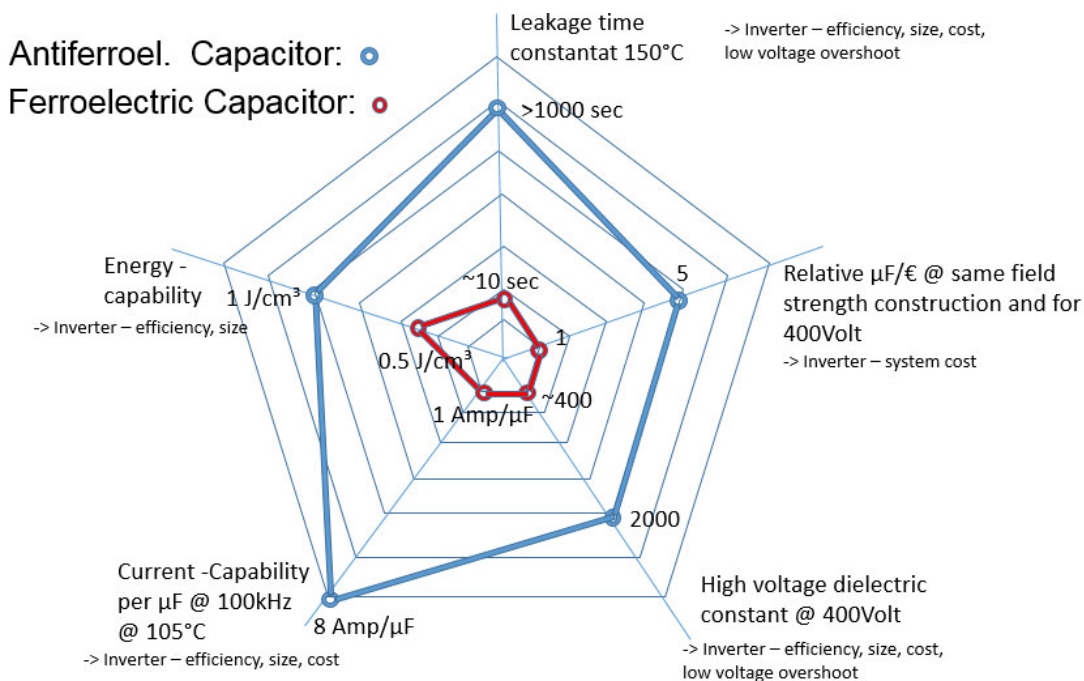
|             | Present limits                                  | Trend (emerging or required)                                 |
|-------------|-------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------|
| ESR related | < 1 A/µF                                        | >> 1 A/µF                                                    |
| Temperature | ≤ 70 °C mean<br>90 °C peak                      | > 90 °C mean<br>> 150 °C peak w/o cooling                    |
| ESL         | ~ 15 nH                                         | < 2 ~ 5 nH                                                   |
| Size        | DC-link caps determine size, e.g. 5cm³ for 1Amp | DC – link caps are / can be highly integrated, << 1cm³ / Amp |
| Frequency   | 10 ~ 30kHz                                      | > ~ 30kHz up to 1 GHz                                        |
| Cost        | Component as low a.p.                           | System cost down capability                                  |



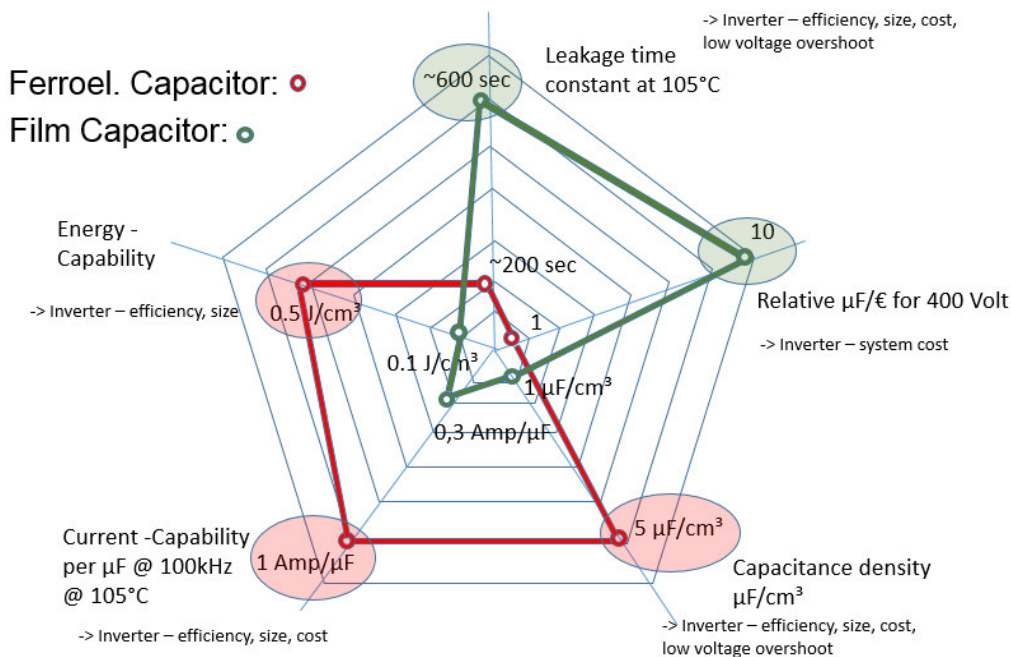
**Tabelle 6: Vergleich und Entscheidungsgrundlage von essentiellen Parametern in Bezug auf höhere Schaltfrequenzen**

| Capacitor function and parameter:    | para-/ ferroelectric MLCC/Ni | antiferroelectric MLCC         |
|--------------------------------------|------------------------------|--------------------------------|
| • Energy capability                  | < 0,5 J/cm <sup>3</sup>      | >1 J up to ~3J/cm <sup>3</sup> |
| • Current capability                 | < 1 A/μF @ 100kHz            | up to 8 A/μF@100kHz            |
| • Temperature / current capability   | < 90°C @ < 1A/μF             | >=150°C @ >1A/μF               |
| • Diel. constant at high op. voltage | ~ Max. K <400 @ H.V.         | >2000 @ H.V.                   |
| • Low leakage at high temperatures   | <10 OhmF @ 150°C             | >1000 OhmF@150°C               |

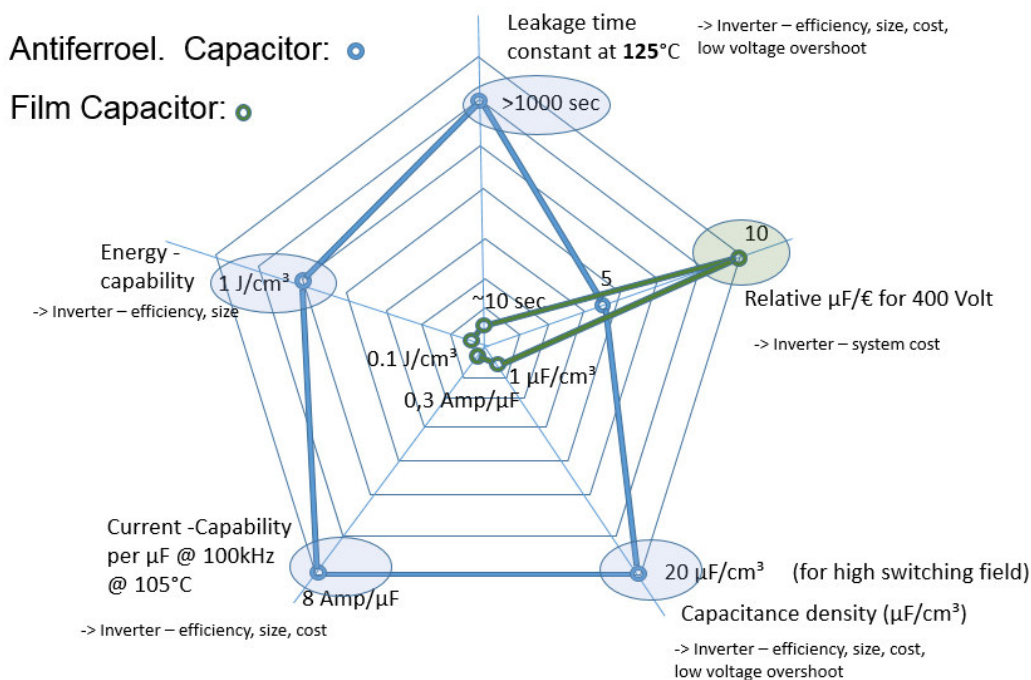
Ein Parameterüberblick in Bezug auf diesen Trend ist in Abbildung 49 dargestellt wobei MLCC-AFE und MLCC-FE miteinander verglichen werden. Abbildung 50 vergleicht MLCC-FE mit Filmkondensatoren. Die Radardiagramme werden durch weitere Faktoren wie Kosten vervollständigt.



**Abbildung 49: Vergleich zwischen Ferro- und Anti-Ferroelektrischen MLCC**



**Abbildung 50: Vergleich zwischen Ferro Elektrischen und Filmkondensatoren. Durch das relativ gute Verhältnis zwischen Kapazität und Kosten sowie der guten Leckstromzeitkonstante sind Filmkondensatoren nach wie vor dominierend gegenüber keramischen (Ferro- und Paraelektrischen) MLCC. Eine weitere Ursache ist die Bias-Abhängigkeit der keramischen Kondensatoren wohingegen Filmkondensatoren keine Abhängigkeit aufweisen.**



**Abbildung 51: Vergleich zwischen Anti-Ferroelektrischen und Filmkondensatoren. Der verbleibende Vorteil des Filmkondensators wird durch die technologischen Vorteile des Anti-Ferroelektrischen MLCC übertroffen. Note: Der Vergleich berücksichtigt eine Temperatur von 125°C**



### **5.2.4 Zusammenfassung**

Der Vergleich der verschiedenen Kondensatortechnologien führt zum Ergebnis, dass für Anwendungen in hohen Frequenzbereichen der Einsatz von keramischen Kondensatoren von Vorteil ist. Dies ist dadurch zu begründen, dass diese einen geringeren ESR bei hohen Frequenzen (z.B.: >100kHz) aufweist, wohingegen Filmkondensatoren durch den steigenden ESR nicht zu empfehlen sind.

Die Stromtragfähigkeit per Kapazitätseinheit ist bei keramischen Kondensatoren wesentlich höher als bei Filmkondensatoren und erreicht ihren Höhepunkt bei den Anti-Ferro-elektrischen MLCCs. Einer der Gründe dafür liegt im Anstieg der dielektrischen Konstante mit der Spannung im speziellen in Bezug auf Abbildung 48. Die hohe Widerstandsfähigkeit gegen hohe Temperaturen ist auf die guten Isolationseigenschaften des dielektrischen Materials zurückzuführen, wohingegen die Isolationszeitkonstante bei klassischen MLCC und Filmkondensatoren enorm abfallen. Bei Temperaturen von ~80°C bis 100°C sind diese Werte bereits zu klein ( $\tau = 500\text{sec.}$ ). Für Anwendungen im hohen Spannungstemperaturbereich liefern Anti-Ferro-elektrische MLCC wesentlich bessere Werte und das bis zu Temperaturen um die 200°C.

Ein Vergleich bei den Kosten liefert das Ergebnis, dass die Filmkondensatoren das beste Verhältnis bezogen auf den Kapazitätswert aufweisen. Vergleicht man dagegen die Stromtragfähigkeit der Anti-Ferro-elektrischen Technologie werden die Kosten jedoch verringert. Die unterschiedlichen Kondensatoren weisen verschiedene Ladungsmengen auf, welche es zu bewegen gilt, Anti-Ferro-elektrischen MLCC weisen dabei die geringsten Ladungsmengen auf. Der Ladungsaustausch trägt neben der Stromschleife den wichtigsten Teil zum EMV-Verhalten bei. Basierend auf den zuvor genannten Aspekten wurden Vorschläge für Messaufbauten in zukünftigen Projekten entwickelt, welche es ermöglichen, eine Bewertung der Kondensatortechnologie und des leistungselektronischen Designs durchzuführen. In diesem Design wird jede Technologie innerhalb und außerhalb der erlaubten Limits betrieben (Frequenz, Temperatur, Strom etc.), um eine genauere Unterscheidung durchzuführen.

Zu den in diesem Abschnitt beschriebenen Themen dienen folgende Referenzen: [33], [34], [35], [36], [37], [38], [39], [40], [41]

## **6 Aufbautechnik**

Als Abrundung zu den vorherigen Arbeitspaketen liefert das fünfte Arbeitspaket einen Ausblick auf die Aufbautechnik und Überlegungen bezüglich Kühlung und Temperaturverhalten. Als erster Ansatz wird hier basierend auf den Ergebnissen aus Arbeitspaket 3 die Junction-Temperatur der verschiedenen Leistungshalbleiter bestimmt.

### **6.1 Verbesserung der Leistungsdichte sowie thermische Beeinflussung**

Ausgangspunkt für die erste Evaluierung ist hierbei eine äquivalente Verlustleistung von ~90W. Dadurch wird es ermöglicht, die prozentuelle Erhöhung der Leistungsdichte durch effizientere Leistungshalbleiter zu bestimmen (k). Dies gilt insofern, da bei gleicher Verlustleistung ein höherer Strom über den Leistungshalbleiter fließt. Ein weiterer zu berücksichtigender Aspekt ist die Junction-Temperatur des

Leistungshalbleiters. Ausgehend von der gleichen Verlustleistung kann die resultierende Temperatur ermittelt werden. Tabelle 7 liefert einen Überblick über die erreichten Ergebnisse.

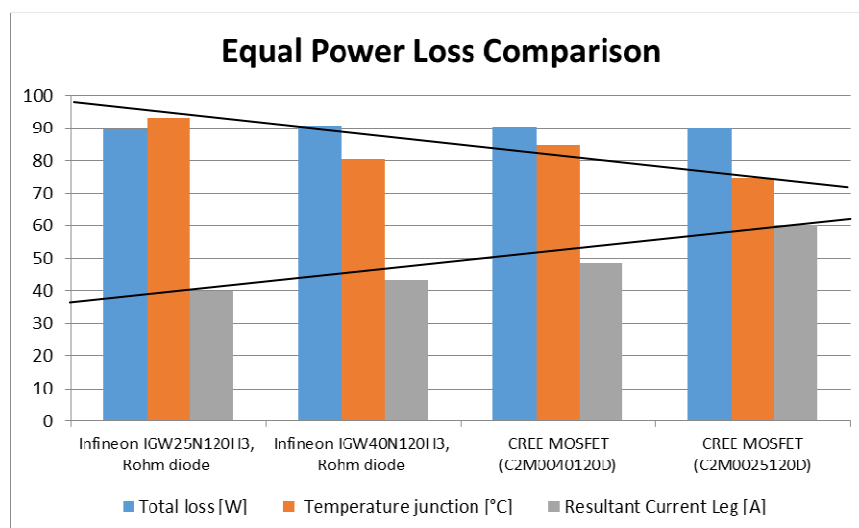
**Tabelle 7: Stromtragfähigkeit bei gleicher Verlustleistung**

|   | On-state loss [W]  |                |                       | Rth from Junction to Case [°C/W] | Delta Temp (junction) [°C] | Rth total (heat sink) [°C/W] | Temp junction [°C] | Ratio $k$ Current increase |
|---|--------------------|----------------|-----------------------|----------------------------------|----------------------------|------------------------------|--------------------|----------------------------|
|   | Switching loss [W] | Total loss [W] | Resultant Current [A] |                                  |                            |                              |                    |                            |
| A | 49.2               | 89.9           | 40                    | 0.46                             | 41.354                     | 0.76                         | 93.32              | 1                          |
|   | 40.7               |                |                       |                                  |                            |                              |                    |                            |
| B | 40.2               | 89.9           | 43.2                  | 0.31                             | 28.2                       | 0.61                         | 80.56              | 1.08                       |
|   | 49.7               |                |                       |                                  |                            |                              |                    |                            |
| C | 77.9               | 89.9           | 48.4                  | 0.36                             | 32.6                       | 0.66                         | 84.79              | 1.21                       |
|   | 12.0               |                |                       |                                  |                            |                              |                    |                            |
| D | 75.5               | 89.9           | 60                    | 0.25                             | 22.6                       | 0.55                         | 74.74              | 1.50                       |
|   | 14.4               |                |                       |                                  |                            |                              |                    |                            |

Folgende Typen werden betrachtet: A: Infineon IGW25N120H3, Rohm diode; B: Infineon IGW40N120H3, Rohm diode; C: CREE MOSFET C2M0040120D; D: CREE MOSFET C2M0025120D

Durch die Anwendung des CREE MOSFET (C2M0025120D) auf die Systemarchitektur des sechsfach phasenversetzten Umrichters wird ein Gesamtstrom von 360A per CPM-Einheit (6x60A) erreicht. Dieser Wert entspricht einer Leistung von 82.5kW per CPM pro Phase, sowie 250kW für ein dreiphasiges System (CPR).

Folgende Abbildung veranschaulicht die Verbesserung durch den Einsatz der SIC-MOSFET Technologie, wobei der Stromfluss pro Pfad (Leg) bei gleichzeitig reduzierter Junction-Temperatur erhöht wird.



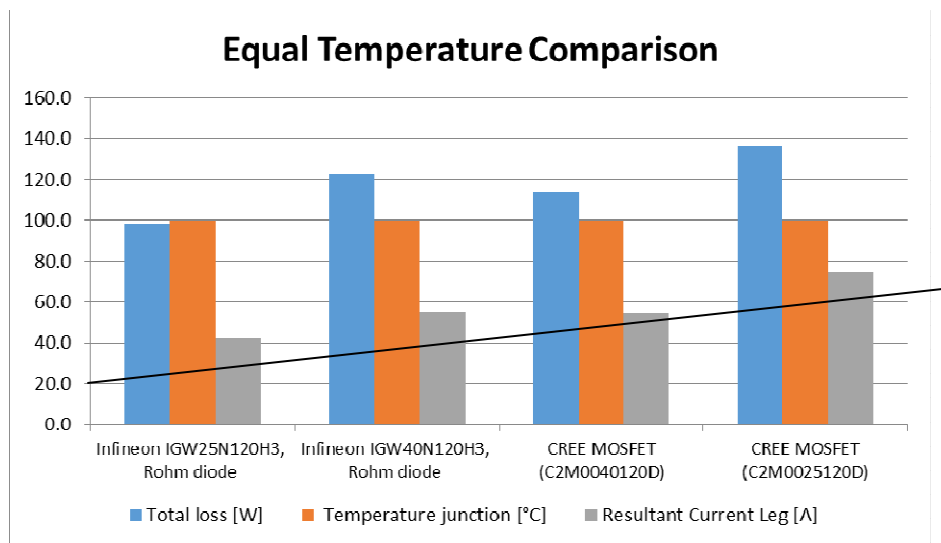
**Abbildung 52: Verlustleistung**

Ein weiterer Ansatz ist die Betrachtung in Bezug auf eine gleichbleibende Junction-Temperatur. Hierbei wird von einer Junction Temperatur von 100°C ausgegangen. Im Zusammenhang mit der Erhöhung der Temperatur wird der maximale Stromfluss durch den Leistungshalbleiter reduziert, die genauen Daten dazu liefern die Datenblätter der Hersteller. Da von einer Temperatur von 100°C ausgegangen wird, ist der Strom im IGW25N120H3 bereits an seinem Limit, da laut Spezifikation nur 25A bei 100°C möglich sind, für den IGW40N120H3 ist das Limit 40A. Die Leistungshalbleiter auf MOSFET Technologie stellen einen weiteren Bereich zur Verfügung. Für C2M0025120D beträgt das Limit 60A und für C2M0040120D 40A bei 100°C.

**Tabelle 8: Konstante Junction-Temperatur von 100°C**

|                                            | On-state<br>loss [W]  | Total<br>loss<br>[W] | Resultant<br>Current<br>[A] | Rth from<br>Junction<br>to Case<br>[°C/W] | Delta<br>Temp<br>(junction)<br>[°C] | Rth<br>total<br>(heat<br>sink)<br>[°C/W] | Temp<br>junction<br>[°C] |
|--------------------------------------------|-----------------------|----------------------|-----------------------------|-------------------------------------------|-------------------------------------|------------------------------------------|--------------------------|
|                                            | Switching<br>loss [W] |                      |                             |                                           |                                     |                                          |                          |
| Infineon<br>IGW25N120H<br>3, Rohm<br>diode | 55.2                  | 98.7                 | 42.8                        | 0.46                                      | 45.4                                | 0.76                                     | 100                      |
|                                            | 43.5                  |                      |                             |                                           |                                     |                                          |                          |
| Infineon<br>IGW40N120H<br>3, Rohm<br>diode | 59.8                  | 123.0                | 54.9                        | 0.31                                      | 38.1                                | 0.61                                     | 100                      |
|                                            | 63.2                  |                      |                             |                                           |                                     |                                          |                          |
| CREE<br>MOSFET<br>(C2M0040120<br>D)        | 100                   | 113.6                | 54.6                        | 0.36                                      | 40.9                                | 0.66                                     | 100                      |
|                                            | 13.6                  |                      |                             |                                           |                                     |                                          |                          |
| CREE<br>MOSFET<br>(C2M0025120<br>D)        | 118.3                 | 136.4                | 74.9                        | 0.25                                      | 34.1                                | 0.55                                     | 100                      |
|                                            | 18.1                  |                      |                             |                                           |                                     |                                          |                          |

Die folgende Abbildung zeigt den Trend in Bezug auf die theoretische Stromtragfähigkeit bei gleicher Junction-Temperatur. Zu erwähnen ist aber die Berücksichtigung des Maximum Ratings durch den Hersteller.



**Abbildung 53: Konstante Junction-Temperatur von 100°C**

In Bezug auf Tabelle 8 wird klar, dass C2M0025120D die ideale Wahl für den hier angedachten Bereich von 40A per Phase (Leg) ist und in Bezug auf die Temperatur noch eine Reserve zur Verfügung stellt. Durch den Ersatz des Leistungshalbleiters des Originaldesigns Infineon: IGW25N120H3 durch den CREE: C2M0025120D wird eine 2.4 fache Erhöhung der Leistungsdichte ermöglicht.

### 6.1.1 Kühlmethode

Bei der Kühlung kann prinzipiell zwischen einer Flüssigkeits- oder Luftkühlung unterschieden werden. Der wesentliche Vorteil der Luftkühlung ist der einfache Aufbau, wohingegen die Flüssigkeitskühlung eines höheren Aufwands bedarf. Die Einfachheit der Luftkühlung ist jedoch durch den geringen Wärmeleitwert der Luft gedämpft, hier ist die Flüssigkeitskühlung klar im Vorteil. Anhand eines einfachen Beispiels sollen die Unterschiede in Bezug auf den benötigten Mengendurchfluss aufgezeigt werden. Dabei soll eine Leistung von 1000W um 5K abgekühlt werden.

$$V_{air} = \frac{P}{\Delta T * \rho_{air} * c_{p,air}} = \frac{1000}{5 * 1.293 * 1005} = 0.153 \frac{m^3}{s} = 153.9 \frac{l}{s}$$

$$V_{liquida} = \frac{P}{\Delta T * \rho_{liquida} * c_{p,liq}} = \frac{1000}{5 * 998 * 4182} = 4.7 * 10^{-5} \frac{m^3}{s} = 0.0479 \frac{l}{s}$$

Dadurch wird klar, dass der Aufwand der Flüssigkeitskühlung durch seine Vorteile übertroffen wird und damit verbunden eine Reduzierung des Gewichtes sowie des Platzbedarfs erreicht werden kann.

Die Kühlung der Leistungshalbleiter wird daher mittels Flüssigkeitskühlung bewerkstelligt. Für die Kühlung der gekoppelten Induktivität ist eine Luftkühlung vorgesehen; dies beruht auf dem komplexen mechanischen Aufbau welcher eine Integration der Flüssigkeitskühlung ausschließt. Nachfolgende Darstellung zeigt die Kühlung der gekoppelten Induktivität.

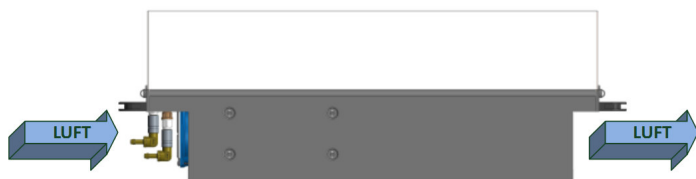


Abbildung 54: Kühlung der gekoppelten Induktivität

## 6.2 Vergleich der Leistungshalbleiter in diskreter- und in Modulbauweise

Durch den Einsatz von smart packaging Technologien kann der Kühlbedarf weiter reduziert respektive verbessert werden. In diesem Bezug stellt der Hersteller CREE verschiedene Version des SIC-MOSFET zur Verfügung. Das Spektrum reicht dabei vom hier angedachten TO-247 package, eine per-DIE Version welche eine Integration in der Leiterplatte ermöglicht, bis zu einer modularen Version, welche eine komplette Halbbrücke umfasst. Letztere kombiniert eine Vielzahl von MOSFETs in einem Package und ermöglicht dadurch eine Verbesserung der thermischen Leitfähigkeit durch die ausgeklügelte Integration. Die thermische Leitfähigkeit entspricht dabei einem Wert von  $0.42^{\circ}\text{C/W}$  (per MOSFET innerhalb des Modules) im Vergleich zu  $0.25^{\circ}\text{C/W}$  für die Variante als TO-247. Zu berücksichtigen ist das in der Modulversion bereits eine galvanische Isolierung integriert ist und der Wert für die TO-247 Version durch die Aufbringung der Isolierung wesentlich verschlechtert wird und einen Wert im Bereich von  $0.8^{\circ}\text{C/W}$  annehmen wird. Eine Gegenüberstellung der Modulversion zu TO-247 Version liefert eine zweifache Verbesserung in Bezug auf das thermische Verhalten. Ein weiterer Vorteil der Modul-Version ist die Verringerung des Widerstands im leitenden Zustand ( $R_{\text{dson}}$ ), welcher nunmehr einen Wert von  $5\text{m}\Omega$  aufweist. Dies wird durch die interne Verschaltung der MOSFET in paralleler Konfiguration erzielt.

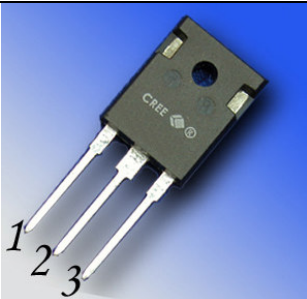
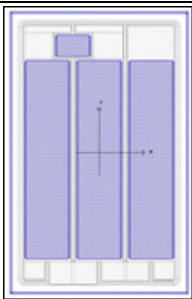
| TO-247                                                                              | Chip Version (per DIE)                                                              | Module Version (Half Bridge)                                                         |
|-------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------|
|  |  |  |

Abbildung 55: Packages vom Hersteller CREE

In zukünftigen Projekten im hohen Leistungsbereich für Netzwechselrichter sowie anderen Umrichter Systemen wird daher der Einsatz dieser Module angedacht.

## 6.3 Smart Packaging

Neben dem Einfluss des packaging auf das thermische Verhalten seien andere Aspekte wie EMV zu erwähnen. Wie bereits im Teil der Invertertechnologien des Arbeitspaketes 2 beschrieben, wird das Verhalten in schnell schaltenden Systemen im Wesentlichen durch parasitäre Komponenten bestimmt.

Daher wird angestrebt, diese Anteile auf ein Minimum zu reduzieren, wohingegen das packaging wie zuvor beschrieben seinen Anteil liefert. Durch eine Reduzierung des Abstands zwischen Gate und Gatetreiber können die Ringing Effekte auf ein Minimum reduziert werden.

Durch den Einsatz der auf Keramik basierenden Kondensatortechnologie, welche eine geringe parasitäre Induktivität aufweisen, kann der Kommutierungskreis relativ nieder induktiv aufgebaut werden. Diese Kondensatortechnologie ist auch gegen den hochfrequenten Strom Ripple resistant, das Ziel ist diese Kondensator so nah wie möglich zu den Leistungshalbleitern zu platzieren, wo wiederum das smart packaging eine wichtige Rolle spielt.

Durch den Einsatz der Common Mode Induktivität der gekoppelten Induktivität als Teil des Ausgangsfilters wird eine weitere Reduzierung des Filterbedarfs erreicht.

### 6.4 Mechanischer Aufbau

Der mechanische Aufbau entspricht im Wesentlichen dem Originalen Design des COMPISO Projektes, wobei die internen Komponenten durch die in diesem Projekt beschriebenen ersetzt werden sollen. Durch das neue Konzept kann eine Reduzierung der benötigten Hardware insbesondere für höhere Leistungsbereiche erzielt werden.

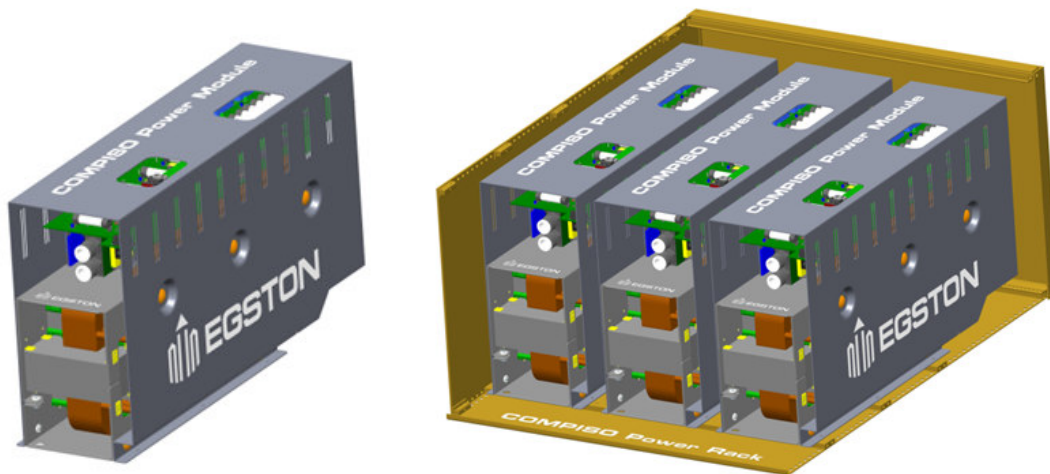


Abbildung 56: Einphasiges CPM und dreiphasiges CPR

### 6.5 Konzept für Netzwechselrichter bis 1MVA, Gegenüberstellung der erzielten Ergebnisse

Nun gilt es einen Vergleich der wichtigsten Parameter im Vergleich zum Originaldesign herzustellen. Dadurch werden die Vorteile des neuen Konzeptes in Bezug auf Verluste, benötigter Hardware, Gewicht und Kosten klar aufgezeigt.

**Tabelle 9: Vergleich des Konzepts zum Original Design**

| Acronym                 | Description                    | Original Value  | Specification | Concept Specification |
|-------------------------|--------------------------------|-----------------|---------------|-----------------------|
| $V_{DC}$                | DC-Link-Voltage                | 800V            |               | 800V                  |
| $V_{LL,rms}$            | Line to Line Voltage           | 400V            |               | 400V                  |
| $V_{rms}$ phase         | Line Voltage                   | 230V            |               | 230V                  |
| $I_{rms\_out\_leg}$     | Current per leg Specification  | 21A (25A)       |               | 60A                   |
| $I_{rms\_out\_compiso}$ | Current per Compiso            | 126A (150A)     |               | 360A                  |
| $S_{Out\_compiso}$      | Power CPM                      | 50 kVA (34.5kW) |               | 82.8kW                |
| <b>RACK</b>             |                                |                 |               |                       |
| $P_{out\_total}$        | Power COMPISO-RACK (CPR=3xCPM) | ~100kW          |               | 248kW                 |
| $P_{out\_max}$          | Power Over-Load (1min.)        | ~120kW          |               | 260kW                 |
| $f_s$                   | Switching Frequency            | 20,8kHz         |               | 20.8kHz               |

Die zu erwartenden Verluste des Umrichters in Bezug auf einen Stromfluss von 60A per phase (leg) sind in der folgenden Tabelle dargestellt.

**Tabelle 10: Verlustevaluierung**

| Acronym           | Original 100kW |             |                | Concept 248kW |              |                |
|-------------------|----------------|-------------|----------------|---------------|--------------|----------------|
| Current rating    | 25A (150A)     |             |                | 60A (360A)    |              |                |
| Power devices     |                |             |                |               |              |                |
| On-state losses   | 22.9W          | Loss total  | 48.3W (289.8W) | 75.5W         | Loss total   | 89.9W (539.4W) |
| Switching losses  | 25.4W          |             |                | 14.4W         |              |                |
| Coupled inductor  |                |             |                |               |              |                |
|                   | 0.666W/A       | 16.5W (99W) |                | 0.529W/A      | 31.7W (190W) |                |
| <b>Total loss</b> | <b>Power</b>   |             |                | <b>Power</b>  |              |                |
| Per module        | 34.5kW         | 64.8W       |                | 82.8kW        | 121.6W       |                |
| Per rack          | 100kW          | 388.8W      |                | 248kW         | 729.6W       |                |



Zusammenfassend wurde eine 2.5 fache Erhöhung der Leistungsdichte erzielt, wobei die Verluste nur um das 1.8 fache ansteigen.

Im Arbeitspaket zwei wurde bereits ein Überblick über die benötigten Module im Zusammenhang mit einem 1MVA System gezeigt. Nun gilt es, dies auf den neuen Leistungsbereich per Module zu beziehen und die resultierende Stückzahl an Modulen zu berechnen.

$$N_{parallel} = \frac{P_{target}}{P_{CPM}} = \frac{1MW}{82.8kW} \cong 12; \Rightarrow 82.8kW \text{ per CPM}$$

Im Vergleich zum Original design (30 Stück) konnte die benötigte Hardware nahezu auf ein Drittel reduziert werden und liefert dabei einen enormen Beitrag im Hinblick auf die Kosten, das Gewicht und den Platzbedarf des Systems.

## 6.5.1 Ausblick der Kosten

Betrachtet man das Gewicht der gekoppelten Induktivität, konnte eine Reduzierung von 7.1kg auf 6.6kg erreicht werden, wendet man dies auf das Gesamtsystem an, erhält man (30 x 7.1kg) 213kg für das Original design und (12 x 6.6kg) 133kg für das neue Konzept. Bezieht man sich auf die Preise der verwendeten Kernmaterialien des EPCOS-Ferrites (UI 93/104/30), welche im Bereich von 25.31€ bis 28.12€ erhältlich sind, kommt man zu dem Ergebnis, dass durch die Reduzierung der Komponenten ein Preis von 3205 € erzielt wird. Die Berechnung umfasst dabei 10 Stück der zuvor genannten Kern, welche für die Erstellung einer gekoppelten Induktivität benötigt werden. Für eine Einheit (CPM) resultiert dies in einem Preis von 267 €. Bezogen auf die originale Konfiguration würde dies zu einem Preis von 8014 € führen. Im direkten Vergleich konnte der Preis um 4808 € reduziert werden. Eine weitere Ersparnis wird durch die geringe Windungsanzahl und Kupferbedarf erwartet.

Eine reduzierte Anzahl an parallelen Einheiten wirkt sich auch auf die benötigten Leistungshalbleiter aus. Für die originale Konfiguration resultiert dies in 360 Stück (12 Stück per CPM x 30), wobei für das neue Konzept lediglich 144 Stück (12 Stück per CPM x 12) benötigt werden. Rein visuell resultiert dies in folgender Darstellung

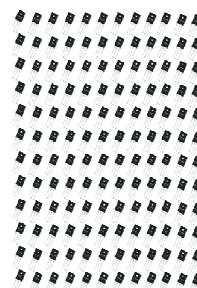
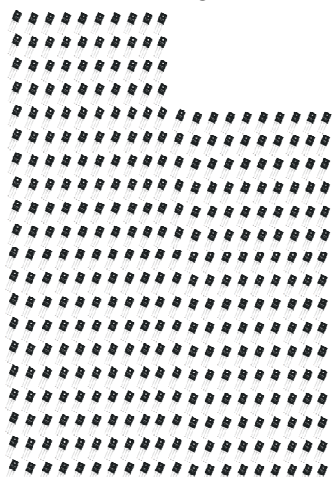


Abbildung 57: IGBTs 360Stück.

Abbildung 58: MOSFETs 144Stück

Durch den technologischen Unterschied zwischen den Leistungshalbleitern ergibt sich auch ein Preisunterschied. Der Infineon IGBT IGW25N120H3 kostet zwischen 2.33 € und 5.27 €. Die MOSFETs

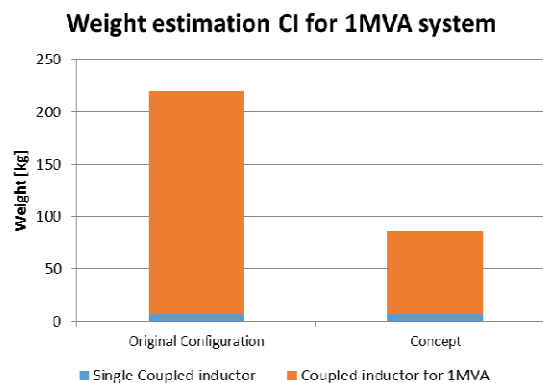
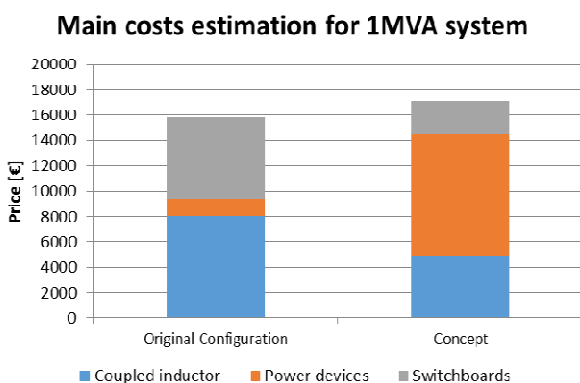
von CREE kosten zwischen 65.4 € und 69.8 €, was auf den höheren Preis des SiC zurückzuführen ist. Wendet man diesen Preis auf das Gesamtsystem an, erhält man für die IGBT Version 1.368€ und für die MOSFET Version 9.734€. Der etwas schlechtere (höherer  $R_{ds(on)}$ ) MOSFET C2M0040120D kostet ungefähr die Hälfte von C2M0025120D. Dadurch würde die Leistungsdichte aber auf 40A per Leg reduziert werden. Ein weiterer Ansatz ist, durch Erhöhung der Kühlleistung, die Junction-temperatur auf ein niedrigeres Niveau zu bringen und damit mehr Stromfluss zu erzielen.

Für den Aufbau des Systems ist es vorgesehen, dass die einzelnen Module (CPMs) in einen Schaltschrank integriert werden. Ein Beispiel dafür ist der Schaltschrank der Firma RITTAL (TS 8605.500) welcher ein komplettes CPR beinhaltet. Der Preis eines solchen Schrankes liegt im Bereich von 650 €.



**Abbildung 59: Schaltschrank der Firma RITTAL**

Bezieht man sich auf die Kosten des Gesamtsystems, benötigt man zehn Schaltschränke (6.500 €) für die Originalkonfiguration und nur vier für das neue Konzept (2.600 €).



**Abbildung 60: Kosten 1MVA System**

**Abbildung 61: Gewicht gekoppelte Induktivität**

Stellt man eine grobe Rechnung über die Beträge an, stellt man fest, dass die höheren Kosten für die Leistungshalbleiter durch die Reduzierung der Kosten für die gekoppelte Induktivität nahezu ausgeglichen werden können. Ein weiter Bestandteil ist die Reduzierung der benötigten Hardware wie z.B.: Schaltschränke und weiteres Material zum Aufbau eines 1MVA Systems. Zu berücksichtigen ist jedoch, dass die Komponenten einem höheren Stromniveau ausgesetzt sind und damit stärker ausgeführt sein müssen (z.B.: Leitungen). Es wird erwartet, dass durch die weitere Marktdurchdringung

der SiC Technologie die Preise weiter reduziert werden können. Nach Rücksprache mit dem Hersteller CREE sind weitere Preisvorteile durch den Einsatz der Modul Versionen zu erwarten, da diese von den Einzel-devices losgelöst sind.

Zu den in diesem Abschnitt beschriebenen Themen dienen folgende Referenzen: [45], [46], [47], [48], [49]

## **7 Zusammenfassung Ausblick**

Basierend auf dem Projekt COMPISO und dessen Hardware wurde ein Netzwechselrichterkonzept für Leistungen von bis zu 1MVA entwickelt. Zuerst wurden die Hardware und deren Spezifikation näher beschrieben. Mittels der Grundstrukturen der Invertertechnologien wurden der Optimierungsprozess und dessen möglichen Potentiale näher beschrieben, welche als Grundlage für die Optimierung der passiven Komponenten sowie für die Verifizierung mittels den Simulationsmodellen dienen. Anhand der Analyse der Grundstrukturen wird die Wichtigkeit der Standards und Normen verdeutlicht, die einen wesentlichen Einfluss auf die Auslegung des zu entwickelnden Netzwechselrichters haben. Dabei sind insbesondere Anforderungen an die gelieferte Spannungsform (vom Wechselrichter) von Bedeutung, da sie die Erfordernisse hinsichtlich des Ausgangsfilters definieren. Eine Übersicht über international geltende Normen und Standards, die als Grundlage dienen, wurde erstellt. Die Durchführung einer Marktstudie im Hinblick auf neu verfügbare Halbleitermodule brachte die Entscheidungsgrundlage für die Auswahl der einzusetzenden Halbleitermodule. Als Ersatz der IGBT-Leistungshalbleiter wurden SiC-MOSFETs der Firma CREE ausgewählt. Die Auswahl basierte auf einer Gegenüberstellung der verschiedenen Halbleitermodule und deren Vor- bzw. Nachteile. Eine Zusammenfassung etwaiger Auswahlkriterien wurde erstellt.

Die zuvor beschriebenen Punkte ermöglichten es ein Konzept für den hier angedachten Netzwechselrichter mit einer Systemleistung von 1MVA zu erstellen. Dabei wurde ausgehend von den Grundeinheiten ein modulares System erstellt, welches durch entsprechende Verschaltung der Komponenten den angestrebten Leistungsbereich ermöglicht. Im Zuge der Entwicklung wurde auch ein Ausblick über das Kommunikationskonzept, sowie mögliche Komplikationen im Zusammenhang mit der Parallelisierung aufgezeigt. Diese Aspekte wurden im Bereich der System Simulationen übernommen und verifiziert.

Eines der wesentlichen Highlights des Projektes ist die Entwicklung des Regelalgorithmus zur Anwendung als Netzwechselrichter. Die Herausforderung in diesem Zusammenhang ist der geringe Induktivitätswert des Wechselrichters (inductor less) sowie der Wegfall einer Kopplungsinduktivität, welcher den Anspruch an den Regelalgorithmus verschärft. Im Zuge des Projektes wurden dahingehend verschiedene Konfigurationen, mit oder ohne Koppelinduktivität, sowie Variationen in Bezug auf die Filterkondensatoren analysiert. Die Ergebnisse dieser Analyse erlauben es, die Erfordernisse in Bezug auf geforderte Systemdynamik, sowie Samplezeitanforderungen im Hinblick auf die Regler zu konkretisieren. Bei der Analyse wurden etwaige Verzögerungen (delays) im System, provoziert durch Messwerteerfassung und Übertragungsraten, berücksichtigt. Die erzielten Ergebnisse bestätigen die Durchführbarkeit des Vorhabens, wobei es möglich war Grenzwerte für das System Design hingehend der minimalen Kopplungsinduktivität (0.3%) und der Samplezeit (20µs bei einer Induktivität von 1.5%)

aufzustellen. Durch die Variabilität der Simulationsumgebung konnten diese Aspekte in Abhängigkeit zu einander analysiert und mittels Diagrammen dargestellt werden. Die Entwicklung des Regelalgorithmus wurde auch mit dem Augenmerk einer Implementierung auf eine Hardware (HIL), mittels Code-Generierung, durchgeführt. Dahingehend wurde mit dem Kooperationspartner EGSTON ein Test des Algorithmus auf dem zu Grunde liegenden COMPISO System angedacht.

Ein weiterer Bestandteil der Simulationen befasste sich mit der Modellierung der auftretenden Verluste bei den Leistungshalbleitern. Hierbei wurde basierend auf der Leistungshalbleiterauswahl und definierten Testszenario eine Gegenüberstellung der Verluste durchgeführt. Die erzielten Ergebnisse konnten die Auswahl der Leistungshalbleiter weiter konkretisieren und ermöglichten es die Reduzierung der Verluste aufzuzeigen. Hier sei zu erwähnen dass die Schaltverluste der MOSFETs eine wesentlich geringere Abhängigkeit hinsichtlich der DC-Link Spannung aufweisen und mit höheren Spannungen abnehmen. Bei den IGBTs stellt sich ein umgekehrter Effekt ein. Ein direkter Vergleich, zwischen den IGBTs und MOSFETs, erlaubt es das die Verluste nahezu um die Hälfte (IGBT ~90W und MOSFET~45W bei gewähltem Testszenario) abnehmen.

In Bezug auf die Optimierung der passiven Komponenten wurde eine neue gekoppelte Induktivität ausgelegt, welche an den nunmehr höheren Leistungsbereich durch Einsatz neuer Halbleiter-Module angepasst wurde. Die Auslegung wurde von dem Projektpartner EGSTON mittels FEM Simulation durchgeführt. Der Einsatz neuer Kernmaterialien basierend auf nanokristallinem Material wurde analysiert und evaluiert. Die im Zusammenhang mit der gekoppelten Induktivität sowie des inter-leavings erreichbaren Vorteile wurden theoretisch verifiziert und durch Beispiele konkretisiert. Der Unterschied zwischen dem Original Design der gekoppelten und neu entwickelten Induktivität wurde aufgezeigt. Hierbei wurde eine 2.1-fache Erhöhung der Stromtragfähigkeit, eine Reduzierung der Verluste um ~20.5% sowie eine Reduzierung des Gewichtes von 7.7% erzielt.

Einen weiteren Bestandteil der passiven Komponenten stellen die Kondensatoren dar. In der Leistungselektronik ist es üblich, Kondensatoren nach Technologien zu bewerten (z.B. Filmkondensatoren, Aluminium - Elkos, und Keramik Kondensatoren. Eine Differenzierung nach Keramiktechnologien (z.B. nach Dielektrikums - Typ (ferro-, antiferro oder paraelektrisch) ist in der Praxis unüblich. Erstmals wurde versucht, einen Vergleich hingehend des dielektrischen Materials durchzuführen. Durch die Entwicklung eines entsprechenden Ansatzes - basierend auf einem Ersatzschaltbild - konnten die Abhängigkeiten theoretisch beschrieben werden. Mittels einer ersten Verifizierung anhand eines Entwicklungsboards konnten die Probleme im Zusammenhang mit der Messmethode sowie der Beeinflussung durch parasitäre Einflüsse analysiert werden. Als Ergebnis wurde ein Konzept für ein Messverfahren sowie die Entwicklung einer eigens dafür vorgesehenen Hardware erzielt. Aufgrund des limitierten Zeitrahmens wird die Entwicklung in das JPEC Projekt übernommen, wo die in diesem Projekt beschriebenen Ansätze weiter verifiziert werden. Als Basis zur Kondensatorauswahl wurde eine Auswahlhilfe zusammengestellt, welche einen Überblick über die verschiedenen Technologien sowie deren Vor- und Nachteile in Bezug auf deren Einsatzgebiete veranschaulicht.

All die zuvor genannten Themenbereiche ermöglichen es, das Konzept des Netzwechselrichters weiter zu konkretisieren, wobei durch die Erhöhung der Leistungsdichte per Halbleiter Modul die benötigte

Hardware für ein 1MVA System wesentlich reduziert werden konnte. Durch die Minimierung der Verluste und somit Junction-Temperatur kann der benötigte Kühlleistungsbedarf reduziert werden (dies gilt insbesondere im Vergleich zu gleichem Power rating). Für die Aufbautechnik liegt ein erstes Konzept vor, welches die Integration eines solchen Systems (Grundeinheit) in einen Schaltschrank beschreibt. Dabei werden die benötigte Peripherie, die zum Betrieb des Wechselrichters benötigt wird, näher beschrieben und durch CAD- Zeichnungen konkretisiert. Des Weiteren wurde ein erster Ausblick auf die zu erwartenden Kosten im Vergleich zur originalen Konfiguration durchgeführt, der verdeutlicht, dass bei nahezu gleich bleibenden Kosten die Leistungsdichte erhöht und das Volumen der Anlage verringert werden kann.

Als einer der nächsten Schritte wird der Aufbau zur Verifizierung des Regelalgorithmus auf Basis von COMPISO-Modulen (optimiert auf hohe Leistung und hohe Effizienz) in Kooperation mit EGSTON angedacht.

Des Weiteren dienen die erzielten Ergebnisse für die Entwicklung von Vollumrichtern (Netzwechselrichter und Motorwechselrichter) für hochdrehende Elektromotoren bzw. Generatoren. Einsatz der Netzwechselrichtertechnologie auf Netz- und Motorseite (sinusförmige Anspeisung der Motoren) für Motoren/Generatoren mit sehr geringen Streureaktanzen. Angedachtes Einsatzgebiet (Gasturbinen z.B. im Einsatz zur dezentralen Netzstabilisierung).

## 8 Literaturverzeichnis

- [1] Remus Teodorescu, Marco Liserre and Pedro Rodríguez, "Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems" 2011
- [2] IEEE Std 1547-2003, "IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems", 2003
- [3] E.ON Netz GmbH, "Requirements for Offshore Grid Connections in the E.ON Netz Network", April 2008.
- [4] Fryze, S., "Wirk-, Blind- und Scheinleistung in elektrischen Stromkreisen mit nicht-sinusförmigem Verlauf von Strom und Spannung". ETZ-Arch. Elektrotech, 53, 1932, 596–599, 625–627, 700–702.
- [5] Arrillaga, J. and Watson, N. R., "Power System Harmonics"; Hardcover, 3 October 2003
- [6] Liserre, M., Klumpner, C., Blaabjerg, F., Monopoli, V. G. and Dell'Aquila, A., "Evaluation of Ride-Through Capability of an Active-Front-End Adjustable Speed Drive under Real Grid Conditions". In IECON 2004, Busan, Korea, 2–6 November 2004
- [7] International standard IEC 61000-3-2:2005
- [8] International standard IEC 61000-3-3:2013
- [9] International standard IEC 61000-3-12:2012
- [10] Markiewicz H., Klajn A.; "Power Quality Application Guide Voltage Disturbances Standard EN 50160", Copper Development Association, 2004
- [11] Allen S.; "Silicon Carbide MOSFETS for high powered modules", CREE, 19. March. 2013
- [12] IEEE-EXPLORE: PCIM Europe 2014, 20 – 22 May 2014, Nuremberg, Germany, "Ultra-Low Loss 600V – 1200V GaN Power Transistors for High Efficiency application", David C. Sheridan, D.Y. Lee, Andrew Ritenour, Volodymyr Bondarenko, Jian Yang, and Charles Coleman, RFMD Inc., USA,
- [13] Akasaki, I.; Amano, H. (1997). "Crystal Growth and Conductivity Control of Group III Nitride Semiconductors and Their Application to Short Wavelength Light Emitters". *Japanese Journal of Applied Physics* 36: 5393



- [14]EPE14 ECCE Europe; Conference on power electronics and applications; GaN Systems: “GaN Systems to showcase 100V and 650V gallium nitride power semiconductors”; <http://www.gansystems.com>
- [15]EGSTON internal documentation: COMPISO all in one presentation
- [16]IEEE-EXPLORE: “Test of anti-islanding protections according to IEC 62116: an experimental feasibility assessment”; 978-1-4799-3254-2/13/\$31.00
- [17]International standard IEC 62109, first edition 2010-04
- [18]IEEE Standard: IEEE 1547-2003 Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems
- [19]IEEE P1547.1, Draft Standard for Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems.
- [20]IEEE P1547.2, Draft Application Guide for IEEE Std 1547-2003, IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems
- [21]IEEE P1547.3, Draft Guide for Monitoring, Information Exchange and Control of Distributed Resources Interconnected with Electric Power Systems
- [22]OPAL-RT; <http://www.opal-rt.com/new-product/op4500-simulator-rt-lab-rcp-hil-system>
- [23]The Industrial Electronics Handbook second Edition, Bogdan M. Wilamowski, J. David Irwin, 2010, ISBN: 978-1-4398-0285-4
- [24]Soft-Swing Technology, Company webpage; <http://www.brusa.eu>
- [25]Datasheet IGBT Infineon IGW25N120H3; [www.infineon.com](http://www.infineon.com); Rev. 2.1; 2014
- [26]Datasheet IGBT Infineon IGW40N120H3; [www.infineon.com](http://www.infineon.com); Rev. 2.2; 2014
- [27]Datasheet CREE C2M0025120D; [www.cree.com](http://www.cree.com); Rev.A; 2014
- [28]Datasheet CREE C2M0040120D; [www.cree.com](http://www.cree.com); Rev.A; 2014
- [29]Semikron: Application manual for power semiconductors, 2010;
- [30]Datasheet RFMD RFJS3006F; [www.rfmd.com](http://www.rfmd.com); DS130809; 2013
- [31]Influence of dc-link bus voltage on power losses and thermal behavior of a bidirectional two-level dc-ac converter; Spallier, Brockerhoff, 2013 8th International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)
- [32]Datasheet Rohm diode SCS120KE2; [www.rohm.com](http://www.rohm.com); Rev. A; 2012
- [33]G. Engel, M. Koini, J. Konrad, M. Schossmann, PCIM Nürnberg 2012.
- [34]G. Engel, M. Koini, J. Konrad, M. Schossmann, „New high - current, high voltage ceramic power capacitors“, Int. Conference APE – Automotive Power Electronics, Paris, France, April 3&4, 2013.
- [35]W. Grimm, Seminar „OTTI“, 2012.
- [36]EPCOS datasheet „CeraLink“, 2014.
- [37]EPCOS datasheets „Metallized film capacitors“, 2014.
- [38]Homepage: Langer-EMV, Know-how for EMC: <http://www.langer-emv.com/produkte/stoeraussendung/nahfeldsonden/rf-1/bauformen-wirkprinzip/#c389>
- [39]Homepage: PEMUK, Products, <http://www.pemuk.com/products/cwt-current-probe.aspx>
- [40]RFMD, RFJS3006FDK1 Application Note 2.4kW Boost Converter Evaluation Board; RFJS3006FDK1AN-rev-11-21-13.pdf
- [41]EPCOS, Presentation: CeraLink The Next Generation of Capacitor Technologies; V7. Januar 10, 2013
- [42]Homepage: VACUUMSCHMELZE: Product description: VITROPERM 500 F • VITROVAC 6030 F Tape-Wound Cores in Power Transformers for Switched Mode Power Supplies
- [43]Homepage: [www.sciencedirect.com](http://www.sciencedirect.com): Modern soft magnets: „Amorphous and nanocrystalline materials“, Giseler Herzer, Vacuumschmelze GmbH & Co KG, Grüner Weg 37, D-63450 Hanau, Germany

- [44] B. Cougo, T. Friedli, D. O. Boillat, J. W. Kolar; IEEE: Comparative Evaluation of Individual and Coupled Inductor Arrangements for Input Filter of PV Inverter Systems; Proceedings of the International Conference of Integrated Power Electronics Systems (CIPS 2012), Nuremberg, Germany, March 6-8, 2012.
- [45] Distributor: Digikey webpage: <http://www.digikey.at/product-detail/de/IGW25N120H3/IGW25N120H3-ND/2337961>
- [46] Distributor: Digikey webpage: <http://www.digikey.com/product-detail/en/C2M0025120D/C2M0025120D-ND/4807892>
- [47] Distributor: Digikey webpage: <http://www.digikey.at/product-detail/de/C2M0040120D/C2M0040120D-ND/4900926>
- [48] Distributor: RS components webpage: [http://at.rs-online.com/web/p/ferritkern-transformatoren/6479660/?origin=PSF\\_430736|acc](http://at.rs-online.com/web/p/ferritkern-transformatoren/6479660/?origin=PSF_430736|acc)
- [49] Distributor: Conrad webpage:  
[http://www.conrad.at/ce/de/product/524600/?insert=U3&WT.srch=1&WT.mc\\_id=sea\\_9\\_Shopping&gclid=Ci-bh77mnjMQCFcHMTAodl3oAhw](http://www.conrad.at/ce/de/product/524600/?insert=U3&WT.srch=1&WT.mc_id=sea_9_Shopping&gclid=Ci-bh77mnjMQCFcHMTAodl3oAhw)

## 9 Anhang

## 10 Kontaktdaten

Alfred Steinhuber  
Wissenschaftlicher Mitarbeiter  
FH JOENNEUM Gesellschaft mbH  
Werk-VI-Straße 46, 8605 Kapfenberg, AUSTRIA  
Tel: +43(0)316/5453-6345  
[alfred.steinhuber@fh-joannem.at](mailto:alfred.steinhuber@fh-joannem.at)  
[www.fh-joanneum.at](http://www.fh-joanneum.at)

Gernot PAMMER  
Director Business Unit Power Electronics  
EGSTON System Electronics Eggenburg GmbH  
Inkustrasse 1-7, Stiege 2, 3400 Klosterneuburg, AUSTRIA  
FN282750i (Krems/Donau), UID/VATIN: ATU62811014  
P +43 2243 21284 – 8108  
M +43 664 6147508  
[gernot.pammer@egston.com](mailto:gernot.pammer@egston.com)  
[www.egston.com](http://www.egston.com)



## IMPRESSUM

### Verfasser

Alfred Steinhuber  
Wissenschaftlicher Mitarbeiter  
FH JOENNEUM Gesellschaft mbH  
Werk-VI-Straße 46, 8605 Kapfenberg,  
Tel: +43(0)316/5453-6345  
E-Mail: [alfred.steinhuber@fh-joannem.at](mailto:alfred.steinhuber@fh-joannem.at)  
Web: [www.fh-joanneum.at](http://www.fh-joanneum.at)

Gernot PAMMER  
Director Business Unit Power Electronics  
EGSTON System Electronics Eggenburg  
GmbH  
Inkustrasse 1-7, Stiege 2  
3400 Klosterneuburg  
Tel: +43 2243 21284 – 8108  
E-Mail: [gernot.pammer@egston.com](mailto:gernot.pammer@egston.com)  
Web: [www.egston.com](http://www.egston.com)

### AutorInnen

FH-JOANNEUM  
– Berger Hubert  
– Alfred Steinhuber  
– Raul Estrada Vazquez  
– Frederic Spallier  
– Günter Engel

### EGSTON

– Gernot Pammer  
– Martin Petzuch  
– Johann Wurz

### Eigentümer, Herausgeber und Medieninhaber

Klima- und Energiefonds  
Gumpendorfer Straße 5/22  
1060 Wien  
E-Mail: [office@klimafonds.gv.at](mailto:office@klimafonds.gv.at)  
Web: [www.klimafonds.gv.at](http://www.klimafonds.gv.at)

### Disclaimer

Die Autoren tragen die alleinige Verantwortung für den Inhalt dieses Berichts. Er spiegelt nicht notwendigerweise die Meinung des Klima- und Energiefonds wider.

Weder der Klima- und Energiefonds noch die Forschungsförderungsgesellschaft (FFG) sind für die Weiternutzung der hier enthaltenen Informationen verantwortlich.

### Gestaltung des Deckblattes

ZS communication + art GmbH