

<ul style="list-style-type: none"> • ZE: Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V. • Ausführende Stelle: Fraunhofer-Institut für Energiewirtschaft und Energiesystemtechnik (IEE) 	Förderkennzeichen: 03EE3010A
<ul style="list-style-type: none"> • Abschlussbericht: SupraGenSys Entwurf, Optimierung und Bewertung von energieeffizienten, supraleitenden Generatorsystemen • Teilvorhaben: Voll-HTS-Generatorentwurf, Systemauslegungstool für WEA mit Voll-HTS-Generator, Stromrichtertertechnik und Leistungshalbleiter bei tiefen Temperaturen 	
<ul style="list-style-type: none"> • Laufzeit des Vorhabens: 01.12.2018 - 30.11.2022 	
<ul style="list-style-type: none"> • Berichtszeitraum: 01.12.2018 - 30.11.2022 	
<ul style="list-style-type: none"> • Autoren/Ansprechpartner: Sebastian Lengsfeld Ibrahim Güngör Sebastian Sprunck Jonas Steffen Marco Jung Fabian Thalemann Jannis Sindram 	
<ul style="list-style-type: none"> • Projektpartner: Siemens AG, Krämer Energietechnik GmbH, KIT 	

Gefördert durch:



Bundesministerium
für Wirtschaft
und Klimaschutz

aufgrund eines Beschlusses
des Deutschen Bundestages

Die Autoren danken dem Bundesministerium für Wirtschaft und Klimaschutz sowie dem Projektträger Jülich für die Förderung des Forschungsprojekts SupraGenSys (Förderkennzeichen 03EE3010A).
Für den Inhalt dieser Veröffentlichung sind ausschließlich die Autoren verantwortlich.

Inhaltsverzeichnis

1	Überblick über das Gesamtvorhaben	4
1.1	Kurzdarstellung des Vorhabens	4
1.2	Aufgabenstellung.....	4
1.3	Planung und Ablauf des Vorhabens	6
1.3.1	Detaillierte Arbeitsplanung	6
1.3.2	Ausgewählte Ereignisse im Projektablauf	8
1.4	Stand der Wissenschaft und Technik	9
1.4.1	Supraleitende Materialien für Windkraftgeneratoren	9
1.4.2	Überblick über supraleitende Generatoren.....	10
1.4.3	Supraleitende Generatoren für WEA.....	11
1.4.4	Systemdynamik der WEA und deren Einfluss auf die Gestaltung von supraleitenden WEA Generatoren	14
1.4.5	Stromrichtertechnik	14
1.5	Lösungsweg	14
1.6	Zusammenarbeit mit anderen Stellen	15
2	Gesamtsystemdesign eines WEA-Triebstranges mit HTS- Generatorsystem (AP 1)	16
2.1	Systemdesign eines optimierten HTS-Generators für Multi-MW-WEA (AP 1.1)	16
2.2	Systemdesign generatorseitiger Stromrichter und Regelung (AP 1.2)	18
2.3	Gesamtsystemdesign eines WEA-Triebstranges mit HTS-Generatorsystem und der mechanischen WEA-Komponenten (AP 1.3 und AP 1.4)	21
2.3.1	Aufbau der Gesamtauslegeroutine	21
2.3.2	Berücksichtigung der Generatorvarianten	22
2.3.3	Aufbau des technoökonomischen Modells	23
2.3.4	Auslegung der mechanischen Strukturen durch Optimierung der Stromgestehungskosten.....	24
3	Voll-HTS-Generatorkonzept für WEA (AP 2)	28
3.1	Konzeptionelle Auslegung einer getriebelosen HTS-WEA (AP 2.1)	28
3.1.1	Variation der Anzahl der Spulenanzahl je Nut	28
3.1.2	Untersuchung der Wicklungsausführung	29
3.1.3	Optimierung der Anzahl der Polpaare	33
3.1.4	Frequenzuntersuchung der Rotorspulen	35
3.1.5	Optimierter 10 MW Voll-HTS Generatorentwurf	36
3.1.6	Mechanische Untersuchung der Belastbarkeit.....	42
3.1.7	Untersuchung der Wickelköpfe	43
3.1.8	Untersuchungen im Fehlerfall	45
3.2	Analyse der thermischen Verhältnisse mittels analytischer und numerischer CFD-Verfahren (AP 2.2).....	50
4	Kombination von HTS mit der Stromrichtertechnik (AP 3)	51
4.1	Literaturrecherche zur Auswirkung tiefer Temperaturen auf Leistungshalbleiter	51
4.2	Mögliche Zielstellungen für die Leistungselektronik bei tiefen Temperaturen.....	54
4.2.1	Mehr Leistung durch bessere Kühlung	54
4.2.2	Miniaturisierung durch geringere Verluste	55
4.2.3	Wirkungsgradsteigerung	55
4.2.4	Designraum	56
4.2.5	Auswirkungen auf das Gesamtsystem	56
4.2.6	Herleitung der Sinnhaftigkeitskriterien für den Einsatz von Tieftemperatur- Leistungselektronik	57
4.2.7	Anwendung der Sinnhaftigkeitskriterien auf das Projekt.....	62

5	Experimentelle Voruntersuchungen (AP 4)	64
5.1	AC-HTS-Spulen Aufbau und Charakterisierung (AP 4.1).....	64
5.2	Leistungshalbleiter und Stromrichter (AP 4.2).....	65
	5.2.1 Erweiterung des Leistungshalbleiterprüfstands (Schaltzelle) für tiefe Temperaturen	65
	5.2.2 Personenschutz beim Arbeiten mit kryogenen Kühlmitteln	65
	5.2.3 Geräteschutz beim Arbeiten mit kryogenen Kühlmitteln	66
	5.2.4 Kondensation und Frostbildung am Prüfkörper	66
	5.2.5 Temperatureinstellung der Prüfkörper	68
	5.2.6 Aktive Temperierung durch eine Hilfsheizung	68
	5.2.7 Passive Temperierung durch die Umgebungswärme	70
5.3	Umsetzung des Prüfstands und Bereitstellungen von Messungen	71
	5.3.1 Aufbau und Entwurf des Prüfstands	71
	5.3.2 Bereitstellung von Messdaten	74
6	Verwertbarkeit des Ergebnisses und der Erfahrungen	76
7	Während der Durchführung des Vorhabens dem Zuwendungsempfänger bekannt gewordenen Fortschritts auf diesem Gebiet bei anderen Stellen	76
8	Erfolgte oder geplanten Veröffentlichung des Ergebnisses	77
9	Zusammenfassung und Ausblick	78
1 0	Anhang	79
1 1	Literatur	89

1 Überblick über das Gesamtvorhaben

1.1 Kurzdarstellung des Vorhabens

Im Rahmen dieses Vorhabens wird die Entwicklung von voll-supraleitenden Generatoren, d.h. Generatoren mit supraleitender Ständer- und Rotorwicklung, für Multi-MW-Windenergieanlagen zur Leistungs- und Effizienzsteigerung untersucht, was gleichzeitig eine Eindämmung der größenwachstumsbedingten Erhöhung der Turmkopfmasse ermöglichen soll. Die Umsetzung einer supraleitenden Wechselstromwicklung ist bei rotierenden elektrischen Maschinen zwar Neuland, aber gerade direkt angetriebene Ringgeneratoren für Windenergieanlagen sind aufgrund der niedrigen Drehzahlen und Frequenzen und der hohen Anforderungen an die Drehmomentdichte hierfür eine besonders vielversprechende Anwendung. Unter Beachtung der Eigenschaften supraleitender Materialien und der Kryostateigenschaften wird ein Werkzeug zur Auslegung, Optimierung und Bewertung von voll-supraleitenden Generatoren bezüglich wichtiger Eigenschaften, wie z.B. Verluste, Gewicht, Bauvolumen oder Supraleiterbedarf, entwickelt.

Das Vorhaben zielt auf eine ganzheitliche Bewertung des Generatorsystems für verschiedene Bauformen und Anwendungsfälle ab. Im Vordergrund stehen die konstruktive Ausführung und die Bewertung hinsichtlich Kosten und Zuverlässigkeit. Wichtige wissenschaftliche Ziele sind die Beschreibung des elektromagnetischen Verhaltens der supraleitenden Wicklungen im stationären Betrieb und im Fehlerfall sowie die Verknüpfung dieses Verhaltens mit den Anforderungen an Windkraftgeneratoren. In diesem Projekt wird das Konzept und die Anwendung eines vollständig supraleitenden Windkraftgenerators umfassend beschrieben und wichtige Komponenten dazu, wie z.B. die supraleitende Wechselstromspule, experimentell auf deren Funktionstüchtigkeit geprüft. Weiter sollen im Projekt Leistungshalbleiter hinsichtlich ihrer sich ändernden Eigenschaften beim Betrieb bei tiefen Temperaturen untersucht werden.

Diese Ziele sind nur durch eine enge, interdisziplinäre Zusammenarbeit von Experten mit Supraleiter- und Kryoexpertise, Komponentenentwicklung, Maschinendesign und Systemintegration zu erreichen.

1.2 Aufgabenstellung

Das Gesamtziel des Vorhabens ist der Entwurf, die Optimierung und die ganzheitliche Bewertung von voll-supraleitenden HTS-Generatoren für Multi-MW-Windenergieanlagen zur Leistungs- und Effizienzsteigerung bei gleichzeitiger Senkung des leistungsspezifischen Gewichtes im Antriebsstrang, womit ebenso eine Abschwächung der größenwachstumsbedingten Erhöhung der Gondelmasse erzielt werden soll.

Die Anwendung von Hochtemperatur-Supraleitern (HTS) in rotierenden, elektrischen Maschinen ermöglicht

- eine sehr viel höhere Leistungs- und Drehmomentdichte,
- eine erhebliche Steigerung des Wirkungsgrads,
- eine deutliche Reduzierung der Verluste,
- eine wesentliche Reduzierung der Baugröße sowie
- eine höhere Leistungsausbeute im Teillastbereich.

Insbesondere bei Generatoren für Windenergieanlagen (WEA) mit hoher und sehr hoher Leistung spielen diese Parameter eine zunehmend wichtige Rolle. Die Abbildung 1.1 zeigt einen Größenvergleich zwischen einem 10-MW-WEA-Generator unterschiedlicher Technologie. Am leichtesten fällt der voll-supraleitende WEA-Generator aus.

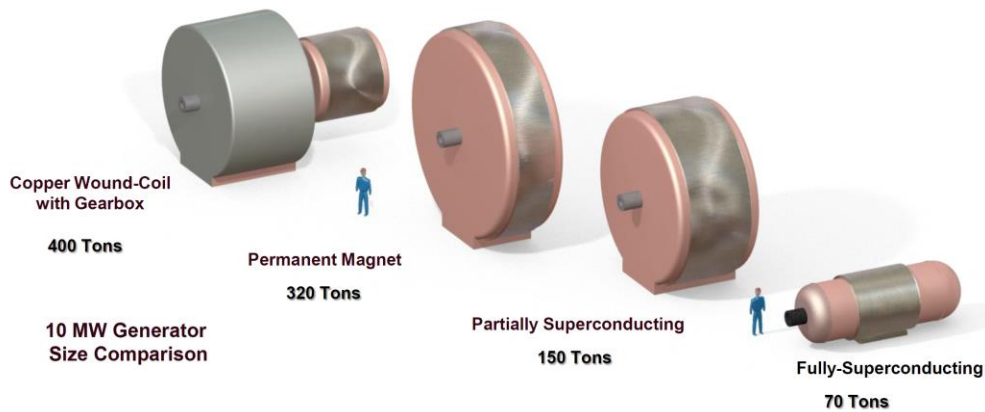


Abbildung 1.1 Größenvergleich eines 10-MW-WEA-Generators unterschiedlicher Technologie [1]

Bisher sind eine Reihe von Studien zu verschiedensten Ausführungen von supraleitenden Windkraftgeneratoren durchgeführt worden, und erste Demonstratoren befinden sich in der Entwicklung. Im EU-Projekt EcoSwing [1] ist im Dezember 2018 erstmals ein supraleitender Generator der 3-MW-Klasse in einem Testfeld auf einem Turm getestet worden. Zu beachten ist dabei, dass bisher immer nur die gleichstromgespeiste Erregerwicklung des Generators supraleitend ausgeführt wurde, die für die Energiewandlung verantwortliche Ständerwicklung dagegen aus herkömmlichem Kupfer.

Parallel dazu haben sich die HTS der zweiten Generation (2G HTS), basierend auf ReBCO-Bandleitern, in den letzten Jahren sehr dynamisch entwickelt und stehen für große Demonstratoren und Prototypen in einem zunehmenden Wettbewerb zur Verfügung. Derzeit gibt es weltweit mehr als zehn Hersteller, und die kritische Stromdichte hat sich in den letzten fünf Jahren nahezu verdoppelt. Heutige Preise für ReBCO-Bandleiter können je nach Spezifikation und Menge den Preis von 100 €/kAm (bei 77 K im Eigenfeld) bereits unterschreiten und liegen damit nur noch einen Faktor von 2 bis 3 über dem Preis von Kupfer. Durch den geringen Materialeinsatz haben 2G HTS somit die Möglichkeit, durch ein größeres Produktionsvolumen das Preis-Leistungs-Verhältnis von Kupfer in wenigen Jahren zu unterbieten.

Die meisten Entwicklungen zu supraleitenden Windkraftgeneratoren konzentrieren sich bisher auf die Ausführung des Generators als Synchronmaschine mit einem fremderregten Rotor aus HTS. Wie die Übersicht in Tabelle A-1 im Anhang zeigt, besteht beim Generatorentwurf eine sehr hohe Gestaltungsfreiheit, und die wichtigen Parameter wie zum Beispiel Volumen, Gewicht, Wirkungsgrad und Supraleiterbedarf erstrecken sich über einen sehr weiten Bereich. Insgesamt befindet sich die Entwicklung von Windkraftgeneratoren mit supraleitender Erregerwicklung bei einem „Technology Readiness Level (TRL)“ von 4 bis 5, da sich erste große Prototypen aktuell in der Entwicklung befinden [2].

1.3 Planung und Ablauf des Vorhabens

1.3.1 Detaillierte Arbeitsplanung

Tabelle 1: Kennungen und Beschreibung von Arbeitspaketen (AP), Meilensteinen (M) und kleineren Wegpunkten (N)

Kennung	Beschreibung
AP 1	Gesamtsystemdesign eines WEA-Triebstranges mit HTS-Generatorsystem
AP 1.1	Systemdesign eines optimierten HTS-Generators für Multi-MW-WEA
AP 1.2	Systemdesign generatorseitiger Stromrichter und Regelung
AP 1.3	Systemdesign der mechanischen WEA-Komponenten
AP 1.4	Gesamtsystemdesign eines WEA-Triebstranges mit HTS-Generatorsystem
N1.1	4 Maschinenentwürfe für die Grundkonstellation warm und kalt sind erarbeitet
N1.2	Erster Grobentwurf für das Auslegetool wurde erarbeitet und die Schnittstellen zwischen den Modulen sind definiert
N1.3	Systemstudie des generatorseitiger Stromrichter und Regelung zur Implementierung in das Auslegetools bereit
N1.4	Systemdesign der mechanischen WEA-Komponenten weitgehend abgeschlossen und Übergabe an das Auslegetool möglich
N1.5	Grundlegende Funktionen des Auslegetools sind implementiert
MS1	Konzeptionelles Design eines optimierten HTS-Generators für Multi-MW-WEA unter Berücksichtigung von Fertigungsaspekten erstellt.
MS2	Auslegungstool erstellt und Bestimmung eines optimierten Gesamtsystemdesigns für gegebene Subsystem-Auslegungs- und -Knotenmodelle sowie Zielkriterien demonstriert.
AP 2	Voll-HTS-Generatorkonzept für WEA
AP 2.1	Konzeptionelle Auslegung einer getriebelosen HTS-WEA
AP 2.2	Analyse der thermischen Verhältnisse mittels analytischer und numerischer CFD-Verfahren
N2.1	Grobentwurf eines Voll-HTS liegt vor (Basis zum Spulenbau, Fehleruntersuchung und thermische Untersuchungen)
N2.2	Definition des Maschinenentwurfs für die thermische Analyse zur Übergabe an AP2.2
N2.3	Die zu untersuchenden Fehlerfälle und die Optimierungskriterien sind definiert
N2.4	Untersuchung der Fehlerfälle am Generator abgeschlossen
N2.5	Grundlegende thermische Untersuchung abgeschlossen (keine weitreichenden Änderungen im Generatorentwurf mehr nötig)
MS3	Voll-HTS-Generatorkonzept für WEA erstellt.
AP 3	Kombination von HTS mit der Stromrichtertechnik
AP 3.1	Konzeptionelle Auslegung von Stromrichtern und Netzanbindung
AP 3.2	Eigenschaften kryogener Stromrichter
N3.1	Auswahl der Topologie und des Konzepts für den kryogenen Stromrichter und die Netzanbindung abgeschlossen
N3.2	Konzept ist erarbeitet für die Energieübertragung von kalt zu warm
N3.3	Entwurf des Tiefsetzstellers abgeschlossen

MS4	Konzept für kryogenen Stromrichter und Netzanbindung erstellt.
MS5	Eigenschaften kryogener Stromrichter untersucht.
MS6	Konzept einer verlustminimierten Kalt-Warm-Schnittstelle.

AP 4	AP 4: Experimentelle Voruntersuchungen
AP 4.1	AP 4.1: AC-HTS-Spulenaufbau und Charakterisierung
AP 4.2	AP 4.2: Leistungshalbleiter und Stromrichter
N4.1	Doppelpuls-Tests Aufbau vorbereitet (erster Aufbau steht und Halbleiter spezifiziert)
N4.2	Anpassung der Testeinrichtung für die neue Spulengeometrie (kann größer als 70cm sein)
N4.3	Spulenmuster sind gebaut und den Partnern übergeben
N4.4	Doppelpuls-Tests abgeschlossen
N4.5	Abschluss der Spulentests der wesentlichen Eigenschaften $J_{c,krit}$, AC-Verluste als Funktion von T/f
MS7	AC-HTS-Spule aufgebaut und gemäß Anforderungen charakterisiert sowie experimentelle Daten für das Auslegungstool gewonnen
MS8	Testumgebung zur Halbleitercharakterisierung aufgebaut und experimentelle Daten für das Auslegungstool gewonnen.

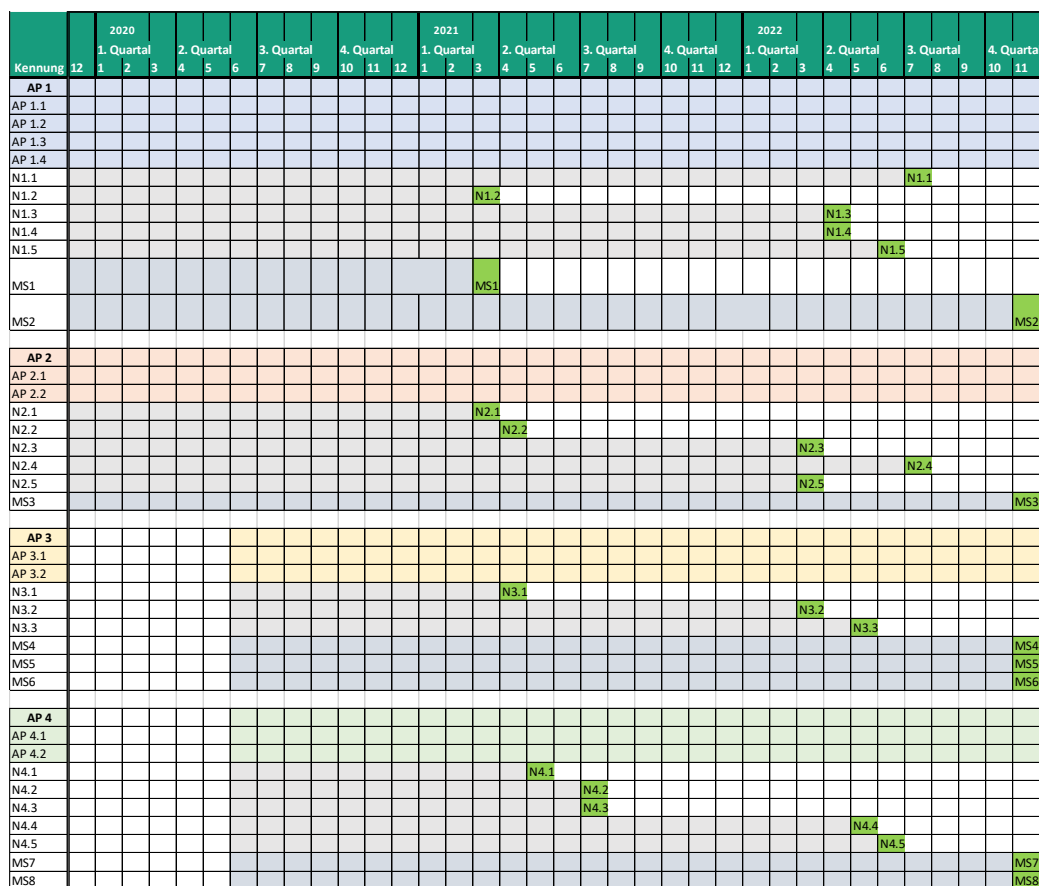


Abbildung 1.2 Projektplanung und Ablauf der Meilensteine und eigener Wegpunkte

1.3.2 Ausgewählte Ereignisse im Projektablauf

Ausgewählte Ereignisse im
Projektablauf

Projektstart am 01.12.2019
Fraunhofer IEE-internes Kickoff-Meeting am 27.01.2020
Kickoff-Meeting des Projektes und Kickoff von AP 1 und AP 2 am 26.05.2020 mit allen Projektpartnern am 28.01.2020 am Fraunhofer IEE in Kassel
Konsortialtreffen der Partner am 16.03.2020 am Fraunhofer IEE in Kassel unter Zuschaltung von Teilnehmer über Web-Meeting
Einigung über Kooperationsvertrag am 18.03.2020, von allen Projektpartnern unterschrieben am 31.03.2020
Konsortialtreffen der Partner am 26.05.2020, wegen COVID-19-Maßnahmen umgestellt auf MS Teams Meeting und Kickoff von AP 3 und AP 4
Konsortialtreffen am 2020-07-14, aufgrund von Covid-19 als MS Teams Meeting
Konsortialtreffen am 2020-09-16, aufgrund von Covid-19 als MS Teams Meeting
Erste Veröffentlichung namens "T-A formulation for the design and AC loss calculation of a superconducting generator for a 10 MW wind turbine" auf IEE Access
Konsortialtreffen am 2020-11-11, aufgrund von Covid-19 als MS Teams Meeting
Konsortialtreffen am 2021-01-20, aufgrund von Covid-19 als MS Teams Meeting
Konsortialtreffen am 2021-04-20, aufgrund von Covid-19 als MS Teams Meeting
Erfüllung des Meilenstein MS1, durch Definition des <i>Basisentwurf 1s</i>
Veröffentlichung bei der CPEEE eingereicht „Comparing Armature Windings for a 10 MW Fully Superconducting Synchronous Wind Turbine Generator“
Konsortialtreffen am 2021-09-16, aufgrund der Covid-19 Pandemie als MS Teams Meeting
Veröffentlichung im Journal MDPI „An Approach to the Design and the Interactions of a Fully Superconducting Synchronous Generator and Its Power Converter“
Definition des „ <i>Basisentwurf 2</i> “ mit Umstellung auf 30K im Stator
Konsortialtreffen am 2022-01-24, aufgrund der Covid-19 Pandemie als MS Teams Meeting
Konsortialtreffen am 2022-05-06 in Karlsruhe

1.4 Stand der Wissenschaft und Technik

1.4.1 Supraleitende Materialien für Windkraftgeneratoren

Seit der Entdeckung der Hochtemperatur-Supraleitung im Jahr 1986 sind sehr große Fortschritte bei der Entwicklung von HTS erfolgt. Wegen des hohen Aufwands zur Kühlung mit flüssigem Helium sind Tieftemperatur-Supraleiter für eine Anwendung in Windkraftgeneratoren gänzlich ungeeignet. Tabelle 2 zeigt eine Übersicht der grundsätzlich anwendbaren HTS in WEA-Generatoren.

HTS der sogenannten ersten Generation aus Bi2223-Bandleitern werden nur noch von zwei Herstellern mit einer Breite von etwa 4 mm und einer Dicke von etwa 0,25 mm angeboten. Sie besitzen eine Silbermatrix, die eine signifikante Reduzierung der Kosten nicht weiter erwarten lässt. Damit sind diese für den Einsatz in supraleitenden Windkraftgeneratoren zwar grundsätzlich geeignet, aber wegen der hohen Menge des notwendigen Materials nicht wirtschaftlich einsetzbar.

Massivmaterialien aus Bi2212 oder ReBCO sind für den Einsatz in rotierenden Maschinen mit einer permanenten magnetischen Flussdichte zwischen 2 und 5 T denkbar. Es wurden bereits Rekordwerte von über 17 T erzielt. Da es sich um Massivteile handelt, sind die Abmessungen eines Halbzeugs aufgrund von Herstellprozess und auftretenden Kräften in Breite und Länge auf wenige cm begrenzt.

Tabelle 2 Übersicht über in Windkraftgeneratoren anwendbare HTS. Bi2223: $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{Ca}_2\text{Cu}_3\text{O}_{10}$ aus der Gruppe der Bismut-Strontium-Calcium-Kupferoxid-HTS; YBCO: Yttrium-Barium-Kupferoxid-HTS; ReBCO: Rare-Earth Barium-Copper-Oxide; MgB₂: Magnesiumdiborid

Material	Bi2223-Bandleiter	Massivmaterial	ReBCO-Bandleiter	MgB ₂ -Leiter
				
Kurzname	Bi2223	YBCO	ReBCO	MgB ₂
Kritische Temperatur	~ 110 K	~ 80 K	~ 90 K	39 K
Kritischer Strom	~ 200 A	-	400-500 A/cm (77K, sf)	
Eigenschaften mit Bezug zu WEA	Relativ hoher Preis Hohe Magnetfeldabhängigkeit des Stromes	Verwendbar in PM WEA Magnetfelder bis einige Tesla	Viele Hersteller Hohe Stromtragfähigkeit im Magnetfeld	Relativ niedriger Preis Kühltemperatur max. bei 20 K
Einzellänge, Dimensionen	~ bis 1 km	Einige cm	~ einige 100 m	~ bis 1 km
Preis pro m	20-30 €	-	30 € bei 4 mm Breite	1-3 €

ReBCO-Bandleiter werden weltweit von mehr als 10 Firmen hergestellt. Ihre Stromtragfähigkeit hat sich in den letzten 10 Jahren nahezu auf mehr als 500 A pro cm Breite bei 77 K im Eigenfeld verdoppelt. Viele Firmen befinden sich aktuell noch in der

Hochskalierung der Produktion. Die weltweite Produktionskapazität liegt erst bei 2000 bis 3000 km pro Jahr. Im Vergleich zum Bandleiter der 1. Generation ist die Stromtragfähigkeit von ReBCO-Bandleiter im Magnetfeld deutlich höher. Aber auch hier empfiehlt es sich die Betriebstemperatur im Bereich zwischen 20 und 50 K zu wählen, damit eine ausreichend hohe Stromdichte vorhanden ist.

Bandleiter aus MgB_2 können relativ einfach zu Rund- oder Rechteckleitern mit der Pulver-in-Rohr-Methode hergestellt werden. Einzellängen sind auch über 1 km Länge erhältlich. Die wesentlichen Vorteile sind das geringe Gewicht und der niedrige Preis. Wegen der kritischen Temperatur von nur 39 K ist eine Betriebstemperatur von 20 K notwendig, um noch ausreichend hohe kritische Stromdichten zu erzielen. Die magnetische Flussdichte sollte dabei nicht höher als 1,5 bis 2 T sein.

In supraleitenden Materialien können durch verschiedene Randbedingungen Verluste entstehen:

- AC-Verluste in 2G HTS durch Wechselfelder [2, 3]
- Verluste in 2G HTS durch die Kopplung von Kalt- und Warmteilen
- AC-Verluste im Stator bei einem voll-supraleitenden HTS-Generator, d.h. HTS-Rotor und HTS-Stator. Diese Verluste wurden für Generatoren kleiner Leistungen z.B. von [4] untersucht.
- Verluste in 2G HTS durch transiente Vorgänge oder Oberschwingungen generiert durch die Leistungselektronik.

1.4.2 Überblick über supraleitende Generatoren

Wie Tabelle 3-2 zeigt, wurden bisher eine Vielzahl von supraleitenden rotierenden Maschinen für verschiedene Anwendungen entwickelt. Am häufigsten sind unter den Anwendungen Schiffsantriebe, Generatoren und Industriemotoren zu finden. In letzter Zeit ist das Interesse an supraleitenden Windkraftgeneratoren und Maschinen für elektrische Flugzeugantriebe auf Grund der erzielbaren Systemvorteile enorm gestiegen und erste Prototypentwicklungen dazu wurden begonnen.

Die bisher größte Maschine mit 36 MVA wurde von AMSC entwickelt und 2010 erfolgreich getestet [5]. Neben den umfangreichen Erfahrungen in Labortests und auf Testständen wurden bisher erst zwei Maschinen in einen normalen Netzbetrieb integriert. Das sind ein Phasenschieber von AMSC und eine Maschine zur Blindleistungsbereitstellung der Fa. Siemens [6]. Insbesondere der umfangreiche Feldtest der Fa. Siemens zeigt auch nach Jahren keine Alterung der supraleitenden Wicklungen.

Tabelle 3: Übersicht über wichtige Entwicklungen zu supraleitenden rotierenden Maschinen

Land	Anwendung	Leistung	Umdrehung	Supraleiter	Jahr
US	Motor	200 kW	1800 rpm	BSCCO	1996
US	Motor	1 MW	1800 rpm	BSCCO	2000
US	Motor	3.7 MW	1800 rpm	BSCCO	2003
Korea	Motor	1 MVA	3600 rpm	BSCCO	2007
Japan	Schiffsantrieb	400 kW	250 rpm	BSCCO	2007
Japan	Schiffsantrieb	1 MVA	190 rpm	BSCCO	2008
Deutschland	Generator	4 MVA	3600 rpm	BSCCO	2008
Deutschland	Schiffsantrieb	4 MVA	120 rpm	BSCCO	2010
US	Schiffsantrieb	36.5 MVA	120 rpm	BSCCO	2010
UK	Wasserkraftgenerator	1.7 MVA	214 rpm	BSCCO	2012
Russland	Motor	200 kVA	1500 rpm	YBCO	2015

Russland	Windgenerator	1000 kVA	-	YBCO	2015
EU (FP7)	Windgeneratordemonstrator	500 kVA	-	MgB ₂	2017
EU (H2020)	Windgenerator	3,6 MW	15 rpm	YBCO	2018
EU (H2020)	Flugzeugmotor	1 MW	10000 rpm	YBCO	2020

Supraleitende Generatoren für WEA

1.4.3 Supraleitende Generatoren für WEA

Die technischen Aspekte der Anwendung von supraleitenden Generatoren in WEA wurden in den letzten Jahren in verschiedenen Forschungsprojekten umfassend untersucht. Zu nennen sind hier insbesondere die folgenden EU-geförderten Forschungsprojekte (siehe Abbildung 1.3)

- SUPRAPOWER (SUPERconducting, Reliable, lightweight, And more POWERful offshore wind turbine) (FP7, grant agreement No 308793) [7]
- INNWIND.EU (INNOvative WIND conversion systems (10-20 MW) for offshore applications) (FP7, grant agreement No.308974) [8]
- EcoSwing (Energy Cost Optimization using Superconducting WIND Generators) (H2020, grant agreement No.656024) [9–11]

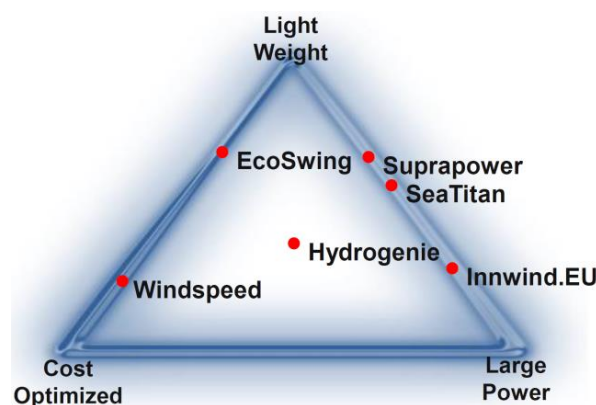


Abbildung 1.3 Gegenüberstellung der Auslegungen der drei Generatortypen, die in den Projekten SUPRAPOWER, INNWIND.EU und EcoSwing entwickelt werden [11]

Die Projekte betrachten elektrisch erregte Synchronmaschinen mit HTS in der gleichstromgespeisten Erregerwicklung, da der Einsatz von supraleitenden Materialien in Wechselstromwicklungen mit hohen magnetischen Feldstärken bisher technisch noch nicht beherrscht wird [12].

Prinzipiell wurden in den genannten Projekten die folgenden Vorteile gegenüber einem konventionellen WEA-Generator festgestellt:

- **deutlich kleinere Baugrößen:** Die Baugröße von Generatoren hat einen noch größeren Systemeinfluss bei WEA als es das Gewicht hat. Die dynamischen Beanspruchungen (wechselnde Windlasten, Eigenschwingungen, etc.) erfordern eine Tragstruktur, die nur eingeschränkt von einem geringeren Gewicht profitieren kann. Gerade bei direkt angetriebenen Generatoren aber wird die Baugröße (insbesondere bei PM-Erregung) durch die Leistung vorgegeben und beschränkt die Transport- und Montagetauglichkeit der Komponenten (Beschränkung der Transporthöhe auf der Straße auf ca. 4 m).
- **geringere Verluste und höherer Wirkungsgrad:** Auch eine augenscheinlich geringe Erhöhung des Wirkungsgrads von WEA hat eine bedeutende

Auswirkung auf die Stromgestehungskosten (LCOE: Levelized Cost of Energy). Im Gegensatz zu den nur einmalig anfallenden Transport- und Montagekosten wirkt ein höherer Wirkungsgrad täglich in der elektrischen Leistungsbereitstellung.

- **höhere Leistungsausbeute der WEA im Teillastbereich:** Wie der höhere Basis-Wirkungsgrad trägt auch ein höherer Wirkungsgrad im Teillastbereich zu reduzierten LCOE bei – wenn auch eben bei vergleichsweise schwachen Winden, die aber vergleichsweise häufig auftreten.
- **höhere Versorgungsqualität:** Eine Erweiterung der Bereitstellung von elektrischer Energie auch auf die Zeiten vergleichsweise schwacher Winde ermöglicht eine kontinuierlichere Versorgung und Verfügbarkeit von Windenergie im Energiemix.

Aufgrund der höheren realisierbaren magnetischen Flussdichte in den supraleitenden Spulen ergeben sich für ein gegebenes Drehmoment deutlich kleinere Abmessungen und Massen der Generatoren. Diese Eigenschaft macht den Einsatz von supraleitenden Generatoren insbesondere für direkt angetriebene WEA-Generatoren interessant. Da die Generatormasse mit der dritten Potenz des Rotordurchmessers der WEA skaliert, ergeben sich für direkt angetriebene Generatoren bei großen Bemessungsleistungen > 10 MW für konventionelle Konzepte sehr große Turmkopfmassen, die mit entsprechendem Materialeinsatz verbunden wären. Supraleitende Generatorkonzepte lassen dagegen vergleichsweise kompakte Generatoren auch bei großen Drehmomenten zu, so dass sich die Vorteile einer getriebelosen Bauweise der WEA auch bei sehr großen Bemessungsleistungen nutzen lassen. Als Beispiel ist der Triebstrang für die von AMSC entwickelten 10-MW-SeaTitan™-WEA zu sehen [13].

Durch die geringeren Verluste lässt sich ein höherer Wirkungsgrad des Generators und folglich eine höhere Leistungsausbeute der WEA im Teillastbereich erreichen. Dies resultiert im Vergleich zu anderen Generatorkonzepten in einem größeren Energieertrag bei gegebenem Rotordurchmesser.

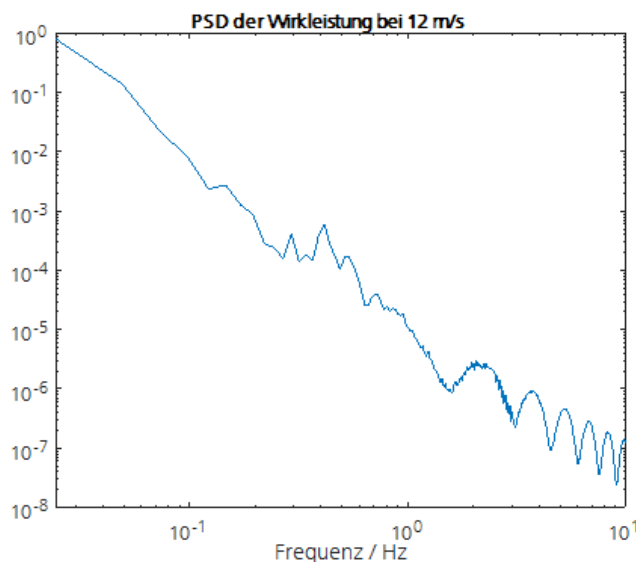
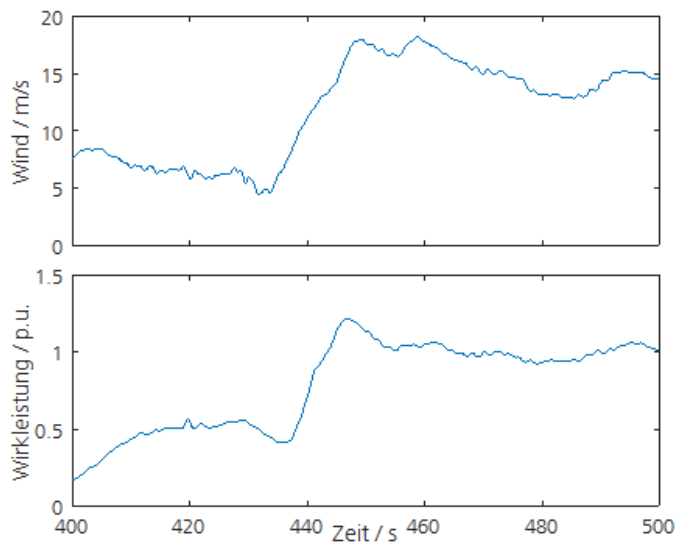


Abbildung 1.4 Referenzanlage IWT 7,5 MW, Leistungsdichtespektrum der Wirkleistung für Betrieb der WEA bei 12 m/s mittlerer Windgeschwindigkeit und extremer Turbulenz (ETM, Windklasse IA nach IEC 61400)



Supraleitende Generatoren für WEA

Abbildung 1.5 Referenzanlage IWT 7,5 MW, Änderung der Wirkleistung in Reaktion auf eine extreme Windböe

Eine von Siemens und DTU im Rahmen des INNWIND-Projekts [8] durchgeführte Studie kommt zum Schluss, dass die Kosten für einen supraleitenden Generator um ca. 90 % sinken müssten, um günstiger als ein mit Permanentmagneten erregtes Direct Drive- (PMDD)-Generatordesign zu sein. Das in der Studie identifizierte kostenoptimale supraleitende Design ist sowohl schwerer als auch teurer als ein PMDD-Generator.

Allgemein erwartet wird jedoch eine deutliche Kostensenkung bei HTS-Materialien mit größer werdenden Produktionsmengen [11]. Von NREL und AMSC wurde bereits 2010 abgeschätzt, dass WEA mit supraleitenden Generatoren für WEA mit Bemessungsleistungen > 10 MW wettbewerbsfähig sein könnten [1]. In der Studie [14] wurde ein Reduktionspotential von 3,4 % der Stromgestehungskosten durch den Einsatz von Triebsträngen mit HTS-Generatoren abgeschätzt.

Wie im Abschlussbericht der Machbarkeitsstudie Windspeed [15] bei Verwendung von MgB_2 gezeigt wird, sind die elektrischen Stromdichten in MgB_2 -Drähten bei einer Temperatur von 20 K ausreichend hoch für praktikable Generatordesigns. Es konnte dargestellt werden, dass MgB_2 kommerziell preislich attraktiv werden kann. In dem Bericht wird ein machbares und wirtschaftliches Konzept detailliert beschrieben. Für MgB_2 -Generatoren kann eine erhebliche Gewichtsersparnis in Kombination mit Potential zur Kostenführerschaft aufgezeigt werden. *Für den Windspeed-Generator kalkulierte man Vollkosten von 104 k€/MW bzw. 136 k€/MNm.*

Bisher nicht bekannt sind die Einflüsse von HTS-Generatoren und der zugehörigen Hilfssysteme auf die Betriebskosten (OPEX) und die Ausfallsicherheit von WEA. Insbesondere durch den Einsatz der erforderlichen Kryo-Kühlsysteme erhöht sich die Komplexität des Gesamtsystems. Wertvolle Erfahrungen können hier aus dem EcoSwing-Projekt erwartet werden, bei dem erstmals ein HTS-Generator mit supraleitender Erregerwicklung in einer realen 3,6 MW-Windturbine als Prototyp umgesetzt und untersucht wurde [11]. In diesem Projekt, in dem nur die Rotorwicklung mit HTS ausgeführt wurde, wurde in dem Feldtest die Nennleistung der HTS-WEA erreicht.

1.4.4 Systemdynamik der WEA und deren Einfluss auf die Gestaltung von supraleitenden WEA Generatoren

Systemdynamik der WEA und
deren Einfluss auf die Gestaltung
von supraleitenden WEA
Generatoren

Wichtig für den Entwurf und die Bemessung von supraleitenden Generatoren für WEA sind neben den Bemessungswerten von Leistung und Drehzahl auch die auftretenden Fluktuationen dieser Größen im Betrieb. Den überwiegenden Teil ihrer Betriebszeit befindet sich eine WEA im Teillastbereich, der abhängig von der Turbulenz durch starke Schwankungen von Wirkleistung und Drehzahl charakterisiert ist. Um eine grobe Abschätzung für die maximal auftretenden Wirkleistungsgradienten und das Frequenzspektrum der Wirkleistung zu bekommen, wurden entsprechende Analysen für die am Fraunhofer IWES¹ entwickelten IWT 7,5 MW-Referenzturbinen [16] durchgeführt. Abbildung 1.4 zeigt das Frequenzspektrum bei extremer Turbulenz im oberen Teillastbereich. Man erkennt, dass bis zu Frequenzen von 1 Hz nennenswerte Fluktuationen in der Wirkleistung auftreten. In Abbildung 1.5 wird eine extreme Wirkleistungsänderung in Reaktion auf eine Windböe gezeigt. Hier steigt die Wirkleistung innerhalb von 3 s um 80 % des Bemessungswerts. Derartige transiente Änderungen können in der Regel zusätzliche Verluste im 2G-HTS-Generator hervorrufen.

1.4.5 Stromrichtertechnik

Aktuell ist der Einsatz der Supraleitungstechnik z.B. bei Kabeln, Kurzschlussstrombegrenzern und Transformatoren aufgezeigt worden und bereits in einigen Projekten unter Beteiligung der Industrie in der Umsetzung. Für die Anwendung in der Leistungselektronik und Stromrichtertechnik gibt es bisher nur wenige Beispiele. Die Entwicklung von Leistungselektronik, die bei tiefen Temperaturen betrieben wird (CPE: Cryogenic Power Electronics), steckt noch in den Anfängen und ist noch sehr weit weg von einer praxisnahen Anwendung [17–21]. Für die Anwendung der CPE in der Stromrichtertechnik gibt es nur wenige Publikationen [22], aber die Thematik ist ein aktuelles Forschungsthema und seit kurzem stehen sogar erste experimentelle Demonstratoren von supraleitenden Transistoren zur Verfügung [23]. Eine Anwendung von „kalter“ Elektronik oder der Supraleitertechnik bei Stromrichtern für WEA mit HTS-Generatoren mit supraleitender Erreger- und Ständerwicklung erscheint als eine sehr sinnvolle Möglichkeit, denn die Kühleinheit befindet sich aufgrund des supraleitenden Generators schon vor Ort. Eine direkte Anbindung der supraleitenden Wicklung des Generators an die Halbleiter ermöglicht eine drastische Reduzierung des Leiteraufwands bei der internen Verschaltung des Stromrichtersystems und somit mehr Freiheitsgrade bei der Aufbau- und Verbindungstechnik. Gleichzeitig könnte die Kühleinheit das Halbleitermodul im Vergleich zum Stand der Technik bei einer viel geringeren Temperatur kühlen und somit die stark temperaturabhängigen Verluste senken.

1.5 Lösungsweg

Ausgehend von den Ergebnissen der oben genannten Projekte zu HTS-Generatoren und Antrieben, die den Einsatz von HTS nur im Rotor untersucht haben, soll in diesem Projektvorhaben auch die supraleitende Auslegung des Stators betrachtet werden. Dabei soll analysiert werden inwieweit der Wirkungsgrad gesteigert sowie das Gewicht und das Bauvolumen weiter reduziert werden können. Hauptziel des Konsortiums ist die vollständige Beschreibung der Technologien für einen vollständig supraleitenden Windkraftgenerator. Die Realisierung eines skalierten Demonstrationsgenerators eines

¹ In diese Entwicklung waren die damaligen Institutsteile, Bremerhaven und Kassel, involviert. Der IWES-Institutsteil Kassel ist seit dem 01.01.2018 als Fraunhofer IEE ein eigenständiges Fraunhofer-Institut.

vollständig supraleitenden Ringgenerators für WEA soll anschließend in einem Folgeprojekt fortgesetzt werden.

Zu Beginn des Projektvorhabens sollen im Rahmen eines systematischen Konzeptvergleichs die folgenden Kombinationen analysiert werden:

1. Rotor normalleitend mit Kupfer oder Permanentmagneten (Rotor warm), Stator normalleitend mit Kupfer (Stator warm)
2. Rotor supraleitend mit HTS (Rotor kalt), Stator normalleitend mit Kupfer (Stator warm)
3. Rotor normalleitend mit Kupfer oder Permanentmagneten (Rotor warm), Stator supraleitend mit HTS (Stator kalt)
4. Rotor supraleitend mit HTS (Rotor kalt), Stator supraleitend mit HTS (Stator kalt)

Im Rahmen dieses Konzeptvergleichs sollen die Vor- und Nachteile eines vollständig „kalten“ HTS-Generators, d.h. ein Generator mit supraleitenden Rotor und Stator, untersucht werden. Ein besonderer Schwerpunkt liegt dabei auf der Analyse des Wirkungsgrads eines vollständig „kalten“ HTS-Generators, insbesondere vor dem Hintergrund, dass in den supraleitenden Generatorteilen mit Wechselfeldern zusätzliche AC-Verluste auftreten.

Weitere Fragestellungen die in der Konzeptphase adressiert werden sollen sind:

- **Kombination von HTS mit der Stromrichtertechnik:** Es soll untersucht werden inwieweit auch die leistungselektronischen Komponenten unter Ausnutzung der vorhandenen Kühlung im Hinblick auf Wirkungsgrad, Gewicht und Bauvolumen optimiert werden können.
- **Systemdynamik und Regelung der gesamten WEA:** Es sollen die speziellen Aspekte der Systemdynamik und Regelung von supraleitenden HTS-Generatoren für WEA untersucht werden.
- **Entwurf und Auslegung von HTS-Generatoren für WEA:** Es sollen HTS-Generatoren für WEA in der Multi-MW-Klasse als auch für einen ersten Demonstrationsgenerator in der 100 kW-Klasse entworfen und ausgelegt werden.

1.6 Zusammenarbeit mit anderen Stellen

Im Rahmen des Projekts haben die Projektpartner Fraunhofer IEE, Siemens AG, KIT und Krämer Energietechnik eng zusammengearbeitet, und es konnten die einzelnen Expertisen der Partner zum erfolgreichen Abschluss des Projektes vereint werden. Weiterhin hat der Projektträger Jülich besonders bei der Umwidmung mit Feedback bei der Umplanung des Projektes unterstützt und somit zu einem sinnvollen Einsatz von Budget und dem erfolgreichen Gelingen des Projektes beigetragen.

2 Gesamtsystemdesign eines WEA-Triebstranges mit HTS-Generatorsystem (AP 1)

2.1 Systemdesign eines optimierten HTS-Generators für Multi-MW-WEA (AP 1.1)

Für die Konzeptvariation sind unterschiedliche Grundkonstellationen für einen HTS-Generator herausgearbeitet worden, die in Tabelle 4 zusammengestellt sind. Zur Untersuchung dieser Grundkonstellationen muss jedes Konzept mit seiner eigenen Auslegeroutine dimensioniert werden. Zur Untersuchung dieser Entwürfe sind numerische Modelle mit dem Programm FEMAG-DC [24] aufgebaut worden.

Tabelle 4 Die verschiedenen Grundkonstellationen des HTS-Generators für die Konzeptuntersuchung

Nr.	Statorausführung	Rotorausführung	Kühlkonzept
1	konventionell mit Spule in Eisen	konventionell mit PM	-
2	konventionell mit Spule in Eisen	HTS-Bandleiter, 20-40 K	Leitungskühlung, Thermosiphon, mit und ohne Schild
3	konventionell mit Spule in Eisen	HTS-MgB ₂ , 20 K	Leitungskühlung, Thermosiphon, mit Schild
4	HTS-Bandleiter, warmes Eisen, 30-68 K	konventionell mit PM	Stator Thermosiphon
5	HTS-Bandleiter, warmes Eisen, 30-68 K	HTS-Bandleiter, 20-40 K	Stator Thermosiphon, Rotor Leitungsgekühlt oder Thermosiphon
6	HTS-Bandleiter, warmes Eisen, 30-68 K	HTS-MgB ₂ , 20 K	wie Nr. 5 mit Schild
7	HTS-MgB ₂ , warmes Eisen	Konventionell mit PM	Stator 20 K Thermosiphon,
8	HTS-MgB ₂ , warmes Eisen	HTS-Bandleiter, 20-40 K	Stator 20 K Thermosiphon, Rotor Leitungsgekühlt oder Thermosiphon
9	HTS-MgB ₂ , warmes Eisen	HTS-MgB ₂ , 20 K	wie Nr. 8 mit Schild

Für den Vergleich der verschiedenen Grundkonstellationen sind die unterschiedlichen Grundtypen (Rotor warm/kalt und Stator kalt/warm) erarbeitet worden. Dabei ist insbesondere der Einfluss der unterschiedlichen Ausführungsarten berücksichtigt. Es hat sich gezeigt, dass die Ausführung der Statorwicklung als Zahnspulenwicklung (einschicht und zweischicht), als in Nuten verteilte Wicklung und als Luftspaltwicklung signifikanten Einfluss auf die Entwürfe haben. Über eine erweiterte Berechnungsroutine ist eine Vorabschätzung der AC-Verluste ermöglicht worden.

Tabelle 5 Ausschnitt aus einigen vorläufigen Auslegungen

Nr	Statorwicklung	Erregung	Durchmesser in m	Polpaare	Lochzahl
3.a.2	Einschicht Zahnspulenwicklung	PM	6,25	20	1/2
3.b.1	Zweischicht Zahnspulenwicklung	PM	6,25	15	1/2
3.c.2	Verteilte Wicklung	elektrisch	6,25	20	1
3.d.1	Luftpaltwicklung	elektrisch	6,25	20	1

In Tabelle 5 sind vorläufige Auslegungen für die verschiedenen Statorwicklungen dargestellt. Dabei hat sich gezeigt, dass die Entwürfe mit supraleitenden Wicklungen zu hohen AC-Verluste neigen, welche sich, wie die Untersuchungen in AP2 gezeigt haben, signifikant reduzieren lassen. Zur Erarbeitung eines *Basisentwurfs* sind verschiedene Grundkonstellationen der vollsupraleitenden Maschinenentwürfe verglichen worden.

Tabelle 6 Vollsupraleitende Entwürfe unterschiedlicher Statorwicklungen mit Verteilter Wicklung (VW), Zahnspulenwicklung (ZSW) und Luftpaltwicklung (LSW)

Beschreibung	D _I	p	q	I _{eff}	wsp1 je Race- track	Isp1	Isp2	wsp2	Stator- Fe- Losses	Rotor- Fe- Losses	f ₁	P _{AC} gesamt	P _v	Eisenver- luste	Gesamt Leiterm- enge	Istr=ILL	Ustr
-	m	-	-	mm	-	A (eff)	A DC	-	W	W	Hz	kW	kW	kW	km	A	kV
VW q1	8	18	1	1500	50	51,9	234	170	47780	3586	3	10,1	253	51	100	864	5
VW q2	8	9	2	2450	50	51,9	234	170	66029	3450	2	6,2	193	69	129	432	9
VW q2 Vollnuten	8	9	2	2200	50	51,9	234	340	63935	2729	2	6,2	191	67	134	432	9
ZSW q1	8	18	1	3200	50	51,9	234	170	46659	7091	3	12,9	312	54	142	864	5
ZSW q05	8	36	0,5	1500	50	51,9	234	170	99539	15128	6	12,1	358	115	86	1728	2
LSW 1,0 mm	8	18	1	1500	150	48	236	1450	60857	20365	3	3,2	146	81	220	607	6

Die Entwürfe können der Tabelle 6 entnommen werden. Die dort aufgeführten AC-Verluste sind anhand der vereinfachten Formel

$$p_{AC} = B_t f d I_c \quad (2.1)$$

abgeschätzt, mit p_{AC} den relativen AC Verlusten je Meter, B_t der tangentialen Feldstärke, f der Frequenz, der Leiterbreite d und dem kritischen Strom I_c , welche die maßgeblichen Designeinflüsse berücksichtigt [25]. In Tabelle 7 sind diese Entwürfe bewertet worden.

Tabelle 7 Bewertung der Konzepte aus Tabelle 6 (je niedriger desto besser)

Konzept	Gewicht.	VW q1	VW q2	VW q2 mit Vollnuten	ZSW q1	ZSW q05	LSW
Kriterium							
HTS-Leitermenge	10	2	3	3	2	1	5
AC-Verluste	8	3	2	2	5	5	1
Eisengewicht	5	2	4	4	2	4	1
Eisenverluste	2	1	2	2	1	4	3
Fertigung	7	4	4	4	2	2	3
Ausgangsspannung	9	2	5	5	2	1	4
Kompaktheit	7	2	4	4	5	2	2
Endnote		2,4	3,6	3,6	2,9	2,4	2,9

Auf diesem Weg wurde der Entwurf ZSW q05 als geeignete Basis für die weiteren Untersuchungen ausgewählt. Der Entwurf wird folgend daher als *Basisentwurf* bezeichnet.

Die wesentlichen Gründe für diese Auswahl sind:

- eine höhere Polpaarzahl bei niedrigen AC-Verlusten ist möglich und damit eine geringe Ausgangsspannung

- Vereinfachungen in der Fertigung durch Vermeidung überlappender Wickelköpfe
- einfachere Kraftübertragung von der Wicklung zum Eisen
- Geringe gesamt HTS-Leitermenge nötig

2.2 Systemdesign generatorseitiger Stromrichter und Regelung (AP 1.2)

Die Regelung des Generators respektive die Regelung des Maschinenstromrichters sowie die Netzanbindung des Netzstromrichters werden aus den in der Windkraft gängigen Konzepten und Strukturen abgeleitet. Die Netzanbindung stellt in dem gewählten Systemdesign keine ergänzenden Herausforderungen gegenüber den klassisch eingesetzten Verfahren dar, deshalb wird sich im Folgenden auf die motorseitige Regelung und Ansteuerung konzentriert.

Bei der Betrachtung der Regelung wurde ein typisches Ersatzschaltbild eines Synchrongenerators zu Grunde gelegt und die Regelung der Maschine samt Modell in einer Simulation mit Hilfe von Matlab/Simulink umgesetzt. Die Regelung wird beeinflusst durch die Induktivität sowie die Abtastzeit bzw. verallgemeinert die Zeitkonstanten des Systems. Die Abtastzeit wird über die Wahl des Stromrichters vorgegeben, für SupraGenSys wurde von einem Standard-Maschinenumrichter mit einer Schaltfrequenz von 20 kHz ausgegangen. Als Induktivität wird ein aus der FEM-Simulation abgeleiteter Wert verwendet, die Induktivität in dem Modell wird mit 1.368 mH angenommen. Das Simulationsmodell ist in Abbildung 2.2 dargestellt.

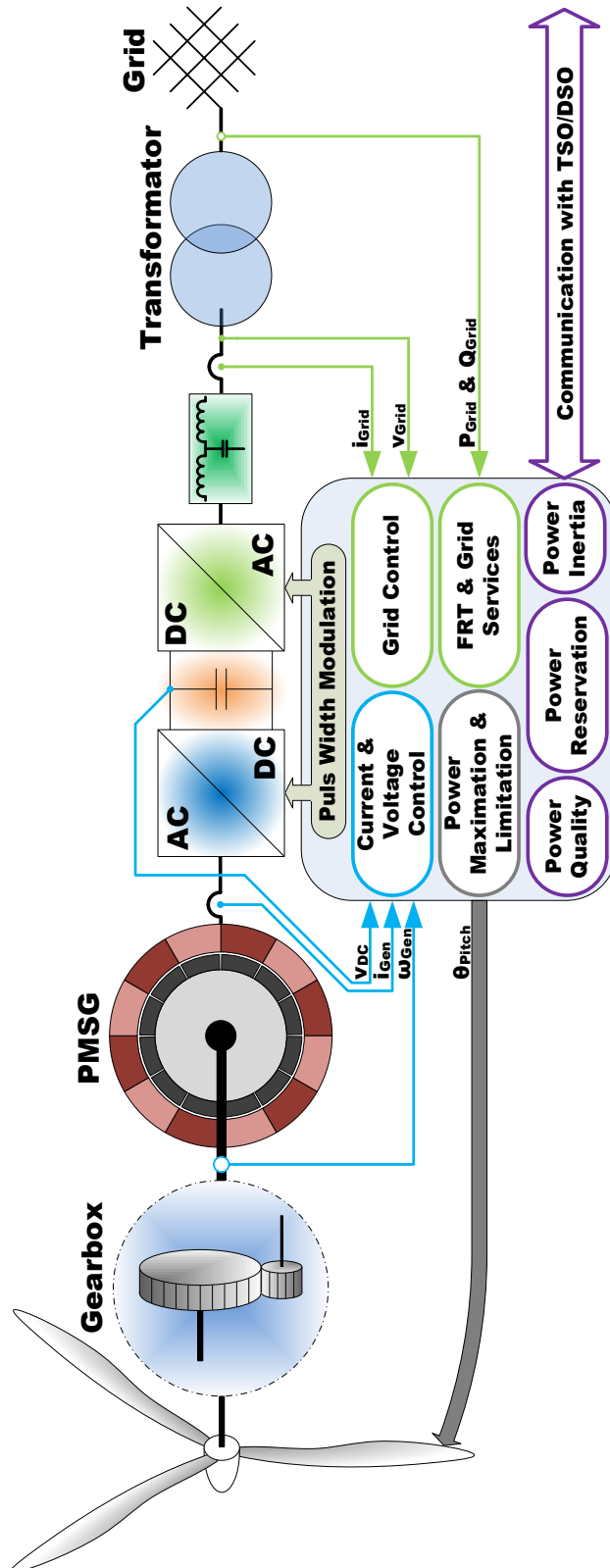


Abbildung 2.1 Typische Regelung von Windkraftanlagen mit Vollumrichter [26]

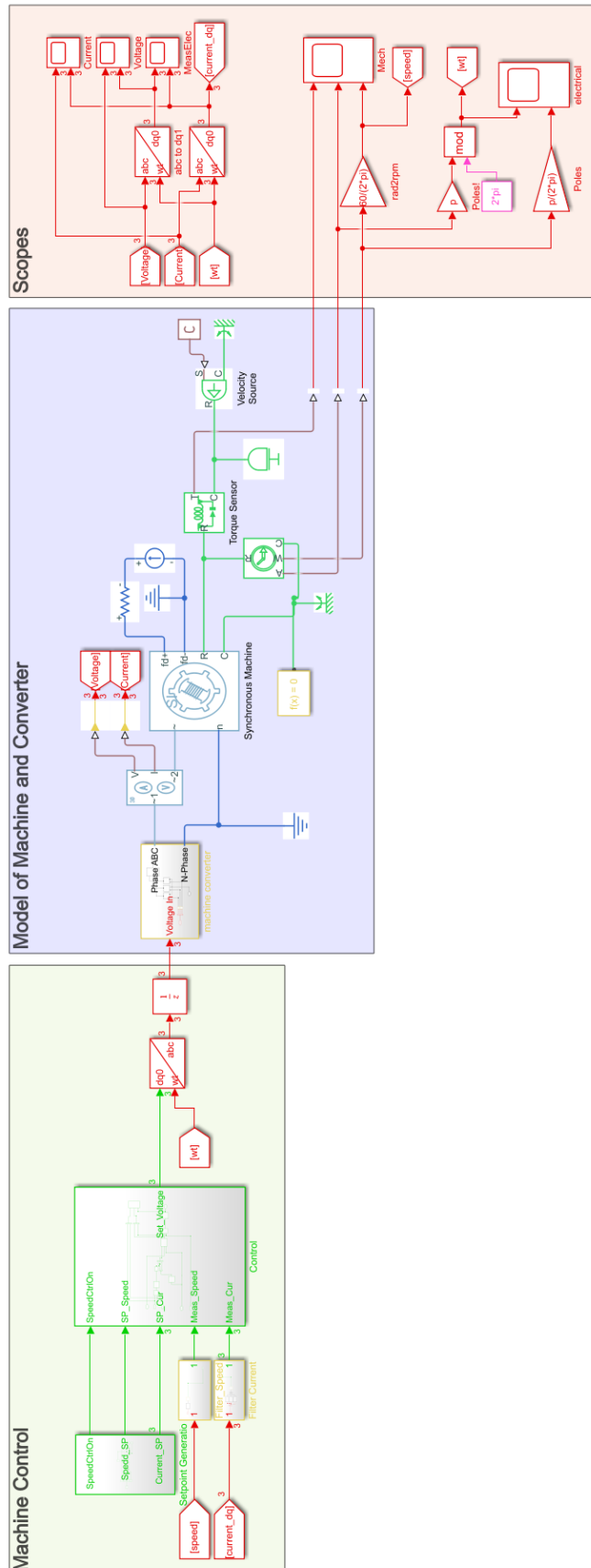


Abbildung 2.2: Simulationsmodell der Regelung und SupraGenSys Generators in Simulink

In Grün ist die Regelung zu erkennen, es wird eine für Maschinen typische Feld-Orientierte Regelung verwendet. Mittig in Blau ist das Umrichter- und Maschinen-Modell abgebildet. Sowie rechts in Rot befinden sich die Scopes zur Aufzeichnung von Daten. Exemplarisch wird in der Abbildung 2.3 ein Stromsprung dargestellt. Über den Strom der Maschine wird die aus dem Wind entnommene Leistung eingestellt. Die Abbildung zeigt einen Sprung auf die Stromamplitude 3427 A. Die Regelung folgt dem Sprung und ermöglicht ein Ausregeln innerhalb von 6 ms mit einem Überschwingen von 4%. Die gewählten Parameter sowie die Regelungsstruktur sind somit für die angestrebten Maschinenkonzept geeignet.

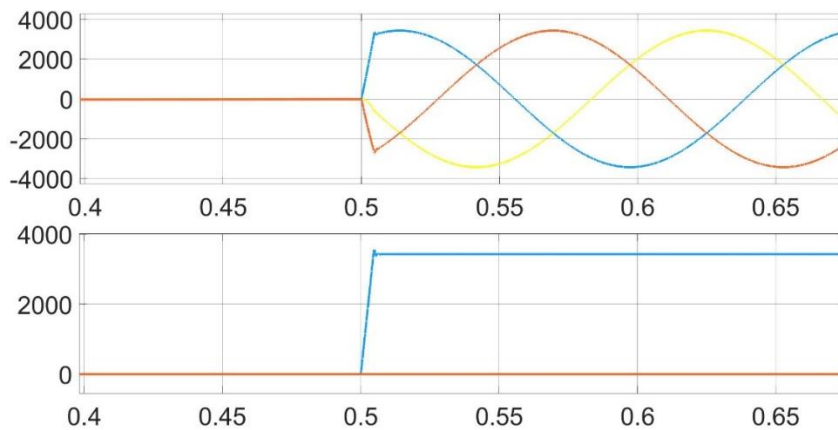


Abbildung 2.3: Verlauf des Stromes bei einer Änderung des Sollstromes auf 3427 A

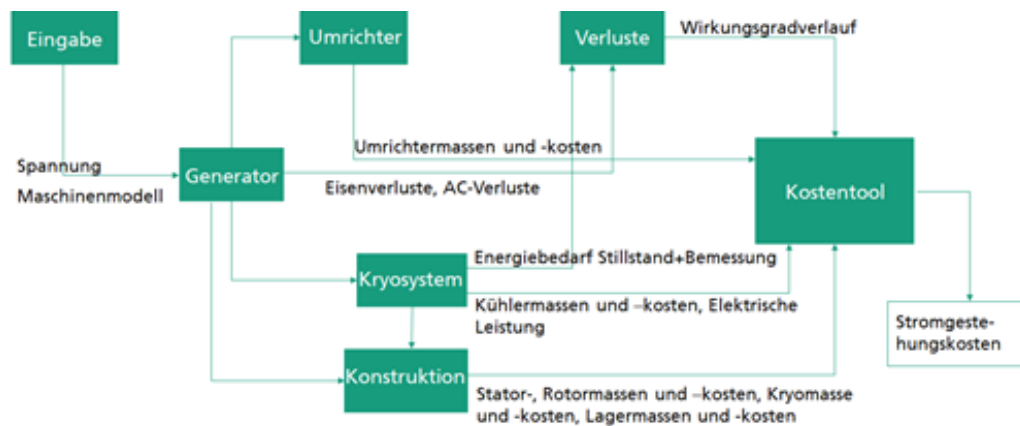
2.3 Gesamtsystemdesign eines WEA-Triebstranges mit HTS-Generatorsystem und der mechanischen WEA-Komponenten (AP 1.3 und AP 1.4)

Im Folgendem werden AP 1.3 und AP 1.4 zusammen betrachtet, da beide Arbeitspakete sich nahtlos in die Gesamtauslegeroutine einfügen, da sie in einem Auslegetool zusammengeführt sind. Im Folgenden wird die Erfüllung der Zielkriterien durch die einzelnen Module aufgezeigt.

2.3.1 Aufbau der Gesamtauslegeroutine

Das Gesamtsystemdesign ist mithilfe einer Auslegeroutine erstellt worden. Hierzu ist die Routine in verschiedene Teile untergliedert worden, wie in Abbildung 2.4 dargestellt. Es ergeben sich die folgenden wesentlichen Teile zu:

- Vollsupraleitender Generatorentwurf
- Berechnung des Umrichters
- Teillastberechnung anhand von lastpunktabhängigen Verlusten
- Auslegung der mechanischen Bauteile
- Berücksichtigung der Kryotechnik
- Berechnung der Stromgestehungskosten (CAPEX / OPEX)



.....
Berücksichtigung der
Generatorvarianten
.....

Abbildung 2.4: Schnittstellen der Auslegung zwischen den einzelnen Modulen

2.3.2 Berücksichtigung der Generatorvarianten

Als Grundlage zur Auslegung des Generators sind die Ergebnisse aus AP1.1 übernommen worden. Hierbei sind folgende Wicklungen berücksichtigt worden:

1. Einschicht Zahnspulenwicklung
2. Zweischicht Zahnspulenwicklung
3. Luftspaltwicklung
4. Verteilte Wicklung

Eine wesentliche Kenngröße der Auslegung sind die Wechselverluste des Supraleiters. Diese Wechselverluste lassen sich nur mittels einer genauen Berechnung der magnetischen Flussdichte, welche auf die Spulen wirkt, bestimmen oder abschätzen. Aus diesem Grund wurde eine rein analytische Berechnung und Auslegung des Generators ausgeschlossen. Stattdessen wurden FEM Berechnungen den Wicklungen zugeordnet und zur Abschätzung genutzt.

Eine weitere wesentliche Größe ist die Leiterspannung. Über diese wird die Verschaltung und damit die Anzahl notwendiger paralleler Wicklungszweige bestimmt. Die Anzahl paralleler Wicklungszweige wiederum hängt mit der Anzahl der Polpaare zusammen.

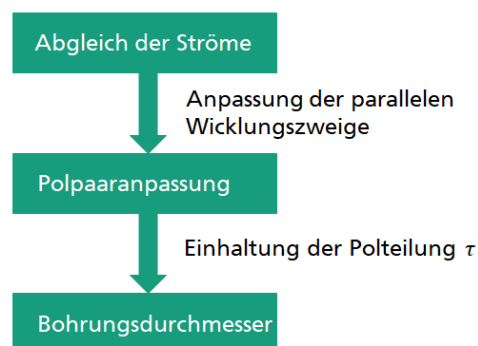


Abbildung 2.5 Ablaufschema der Berechnung der elektrischen Maschinen

Die Skalierung der Polpaare wird durchgeführt, indem die Polteilung konstant gehalten wird. Die Berechnung der elektromagnetischen Felder, die für die Berechnung der AC-Verluste erfolgen numerisch. Für jede Neuauslegung des Generators müssten die Felder neu berechnet werden. Bei konstanter Polteilung bleibt die Ausrichtung der Felder gleich,

was eine erneute Berechnung obsolet macht. Nachdem die Anpassung durchgeführt wird, werden die Outputs an die anderen Submodule weitergegeben.

2.3.3 Aufbau des technoökonomischen Modells

In diesem Arbeitspaket ist ein Auslegungs- und Kostenmodell für die mechanische Struktur einer Windenergieanlage (WEA) entwickelt, das den Einfluss der wesentlichen Schnittstellen- bzw. Designparameter des Generatorsystems auf die Gestaltung sowie die Investitions- und Betriebskosten der relevanten mechanischen WEA-Komponenten beschreibt. Das entwickelte technoökonomische Modell ermöglicht den Vergleich der Stromgestehungskosten (LCoE) einer 10 MW WEA mit einem spezifizierten supraleitenden Generatordesign als Teil eines Offshore-Windparks und einer grundsätzlich gleichartigen Referenz-WEA mit herkömmlichem Generator. Neben Investitionskosten (CAPEX), Betriebskosten (OPEX) und dem Wirkungsgradverlauf des Generators geht insbesondere die Masse des Generators über die Investitionskosten einer angemessen ausgelegten WEA-Unterstruktur in die LCoE-Berechnung ein (siehe Abbildung 2.6).

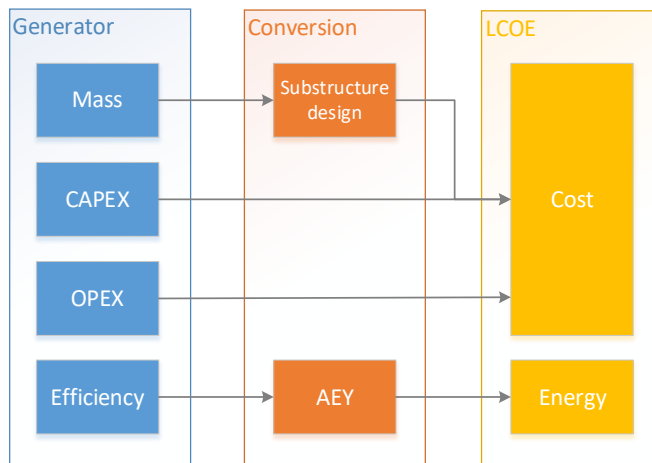
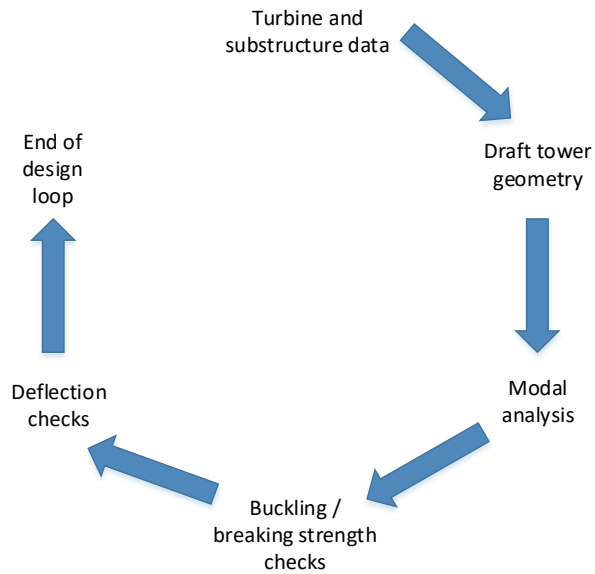


Abbildung 2.6 Eingangs- und Ausgangsgrößen des technoökonomischen Modells

Die in diesem Kontext betrachteten und ausgelegten mechanischen Komponenten der WEA sind der Turm und das Offshore-Fundament, da diese die größten Anteile an den Investitionskosten einer WEA haben und damit die wichtigsten Einsparpotentiale abbilden. Im konkreten Fall wurde ein Stahlrohrturm sowie ein Fundament bestehend aus Transition Piece (TP) und Monopile (MP) angenommen. Die diesbezüglichen Auslegungsschritte umfassen insbesondere die Betrachtung der ersten Biegeeigenfrequenz, der Beul- und Bruchfestigkeit sowie der Verkipfung der Struktur im Boden (Abbildung 2.7).



.....
 Auslegung der mechanischen
 Strukturen durch Optimierung der
 Stromgestehungskosten

Abbildung 2.7 Auslegungsschritte bezüglich WEA-Turm, Transition Piece und Monopile-Fundament

2.3.4 Auslegung der mechanischen Strukturen durch Optimierung der Stromgestehungskosten

Die mechanische Auslegung der Unterstruktur erfolgt automatisiert innerhalb einer Optimierung, die die geringstmöglichen Stromgestehungskosten der gesamten WEA als Teil eines Windparks berechnet (Abbildung 2.8): Eine zu betrachtende WEA wird insbesondere durch ihr spezifiziertes Generatordesigns mit Kosten, Masse und Wirkungsgradverlauf repräsentiert (vgl. Abbildung 2.4), sowie durch ein zur zusammengefassten Turmkopfmasse passendes Unterstrukturdesign. Die Optimierung ist in jedem Zeitpunkt der Bedingung unterworfen, dass eine gültige mechanische Unterstrukturauslegung entsprechend den Randbedingungen laut Abbildung 2.7 vorliegen muss, und dass einige grundlegende geometrische Extremwerte der Unterstrukturelemente eingehalten werden.

Die Auslegung der Unterstruktur wird dabei beeinflusst durch

- dem Durchmesser des Monopile,
- dem Durchmesser zu Wandstärke-Verhältnis des Turmes und
- dem Durchmesser zu Wandstärke-Verhältnis des Transition Piece.

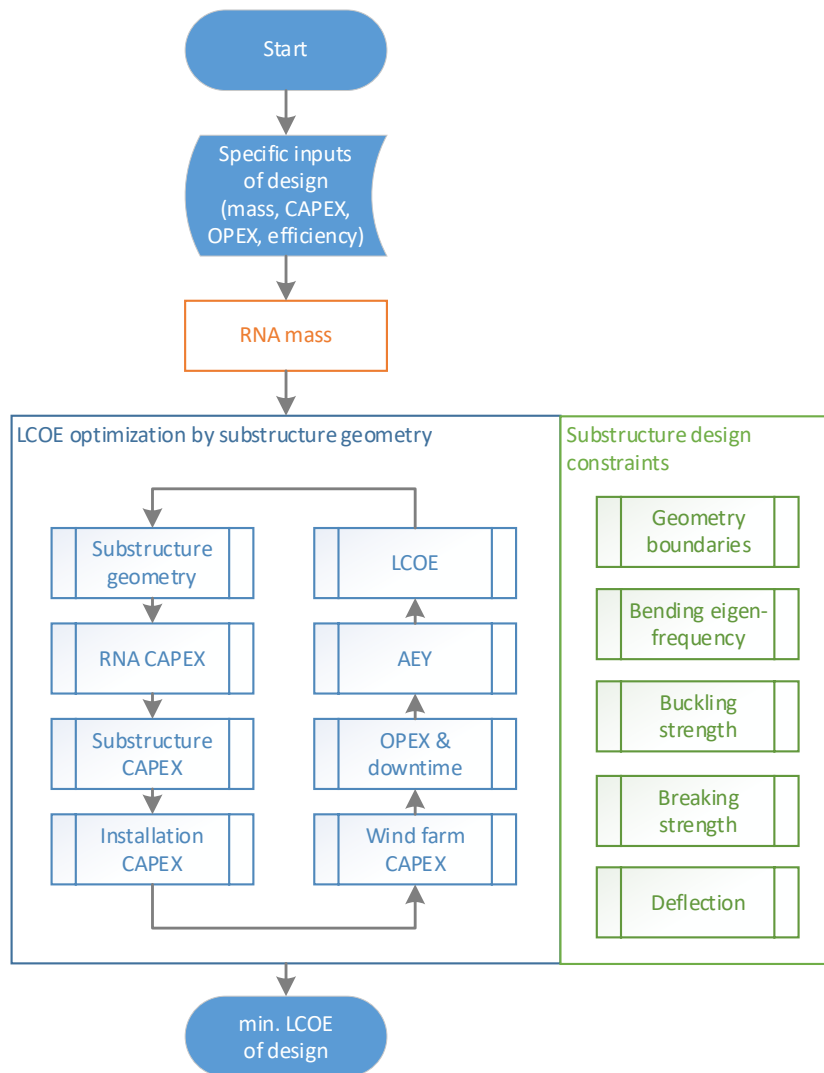


Abbildung 2.8: Optimierung der Stromgestehungskosten mittels der Auslegung der optimalen WEA-Unterstruktur

Zur Bildung der Stromgestehungskosten werden die Investitionskosten für die Unterstruktur, die Investitionskosten aller Turmkopfkomponenten, die Kosten für die Offshore-Installation, die anteiligen Investitionskosten des Windparks, die Betriebskosten von WEA und anteilig des Windparks und letztlich die erzeugte Strommenge unter Berücksichtigung von Generatorwirkungsgrad und WEA-Stillstandszeiten herangezogen. Für jedes dieser technoökonomischen Elemente wurde ein separates Softwaremodul erstellt, um die Erweiterbarkeit der Betrachtung auf unterschiedliche Szenarien zu gewährleisten.

Ein allgemeingültiges Ergebnis der techno-ökonomischen Modellierung ist, dass eine Verringerung der Turmkopfmasse zu einer gewissen Erhöhung der ersten Biegeeigenfrequenz der WEA führt, eines wichtigen Unterstruktur-Auslegungskriteriums (vgl. Abbildung 2.7). Die Biegeeigenfrequenz reagiert dabei ausgesprochen sensibel auf Änderungen der Turmkopfmasse. Innerhalb einer für Offshore-WEA typischen Soft-Stiff-Auslegung bedeutet die Erhöhung der WEA-Biegeeigenfrequenz eine Vergrößerung des erzielten Sicherheitsabstandes von der tieferliegenden 1P-Anregungsfrequenz der WEA. Dieser hinzugewonnene Auslegungsspielraum kann nun durch eine weniger feste und damit kostengünstigere Unterstruktur ausgenutzt werden, wobei die Biegeeigenfrequenz in dem Zuge wieder absinkt. Abbildung 2.9 zeigt die Lage der ersten

Biegeeigenfrequenzen der Referenz-WEA und einer spezifizierten WEA mit verringerter Turmkopfmasse für den optimierten Fall. In diesem Fall konnte die Erhöhung der Biegeeigenfrequenz offenbar vollständig in eine weniger feste und damit kostengünstigere Unterstruktur umgesetzt werden, sodass die Eigenfrequenz die geringste erlaubte Eigenfrequenz erreicht (ebenso wie die Eigenfrequenz der Referenz-WEA). Dies bedeutet, dass beide Auslegungen mit Hinblick auf dieses Kriterium ausgereizt sind, und keine weitere Massen- und Kosteneinsparung bei der mechanischen Unterkonstruktion möglich ist.

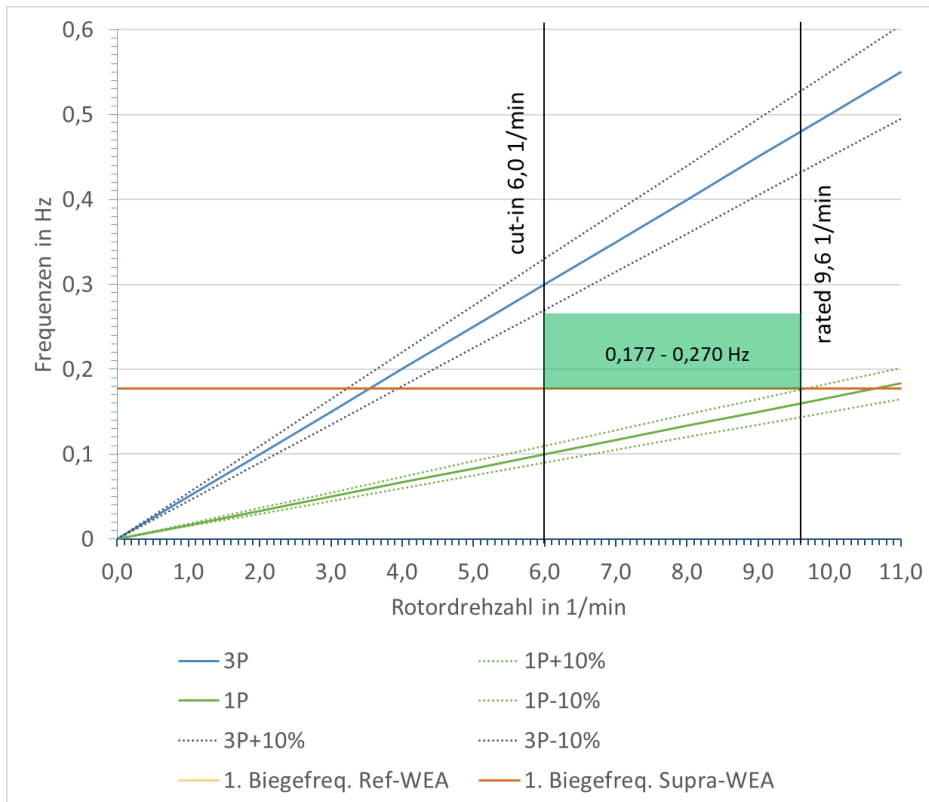
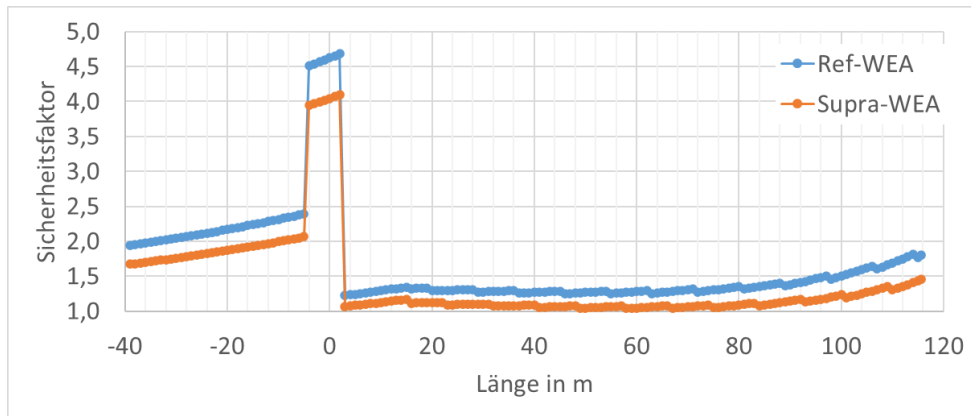


Abbildung 2.9: Erste Biegeeigenfrequenzen der Referenz-WEA und einer spezifizierten WEA mit verringerter Turmkopfmasse

Die vollständige Nutzung des gewonnenen Biegeeigenfrequenz-Spielraumes ist allerdings nicht immer möglich, denn die übrigen mechanischen Auslegungskriterien (vgl. Abbildung 2.7) sind bei der Auslegung der Unterstruktur parallel ebenfalls zu erfüllen. Insbesondere die Beul- und Bruchfestigkeit wird dabei kaum durch eine verringerte Turmkopfmasse beeinflusst, und begrenzt die Möglichkeiten, die Unterstruktur weniger fest auszulegen, separat von der Biegeeigenfrequenz. Abbildung 2.10 zeigt den Verlauf eines Sicherheitsfaktors bzgl. der Bruchfestigkeit wiederum der Referenz-WEA und derselben spezifizierten WEA mit verringerter Turmkopfmasse wie oben. Die Auslegung der spezifizierten WEA erreicht den minimal erlaubten Sicherheitsfaktor von 1 gerade eben noch nicht.



.....
Auslegung der mechanischen
Strukturen durch Optimierung der
Stromgestehungskosten
.....

Abbildung 2.10: Sicherheitsfaktor bzgl. der Bruchfestigkeit der Referenz-WEA und einer spezifizierten WEA mit verringerter Turmkopfmasse über der optimierten mechanischen Unterstruktur

Die Parallelität dieser beiden Kriterien bei einer Unempfindlichkeit der Beul- und Bruchfestigkeit gegenüber Veränderungen der Turmkopfmasse bedeutet, dass dahingehende Massenverringerungen nur in begrenztem Maße einen Nutzen erzielen können, da sich bezüglich der Beul- und Bruchfestigkeit dahingehend kaum Auslegungs- und Kosteneinsparungsspielräume erzeugen lassen.

Die primäre Turmkopfmassenreduktion ist darüber hinaus stark unproportional zu den dadurch erzielten Massen- und letztlich Kosteneinsparungen bezüglich der mechanischen Unterstruktur. Besonders leichtbauende Generatordesigns haben daher womöglich Potential für eine weitere Reduktion der Stromgestehungskosten, indem Leichtbaudesignentscheidungen zugunsten von verringerten direkten Investitionskosten des Generators abgewogen werden.

3 Voll-HTS-Generatorkonzept für WEA (AP 2)

Variation der Anzahl der
Spulenanzahl je Nut

3.1 Konzeptionelle Auslegung einer getriebelosen HTS-WEA (AP 2.1)

Die Auslegung des Generators ist anhand von zahlreichen Untersuchungen getätigt worden, deren Ergebnisse im Folgenden dargestellt werden. Startpunkt hierfür sind die Ergebnisse aus AP 1.1, welche grundlegende Überlegungen gegenübergestellt haben und zu dem Ergebnis geführt haben, dass eine in Nuten gelegte vollsupraleitende Ausführung ein geeigneter Startpunkt ist.

3.1.1 Variation der Anzahl der Spulenanzahl je Nut

Als Startüberlegung sollte eine zuverlässig fertigbare Grundform der Spule untersucht werden, die Rennbahnschleife (Racetrack Spule). Diese sollte in ihrer Anzahl in einem nutenbasierenden Entwurf untersucht werden.

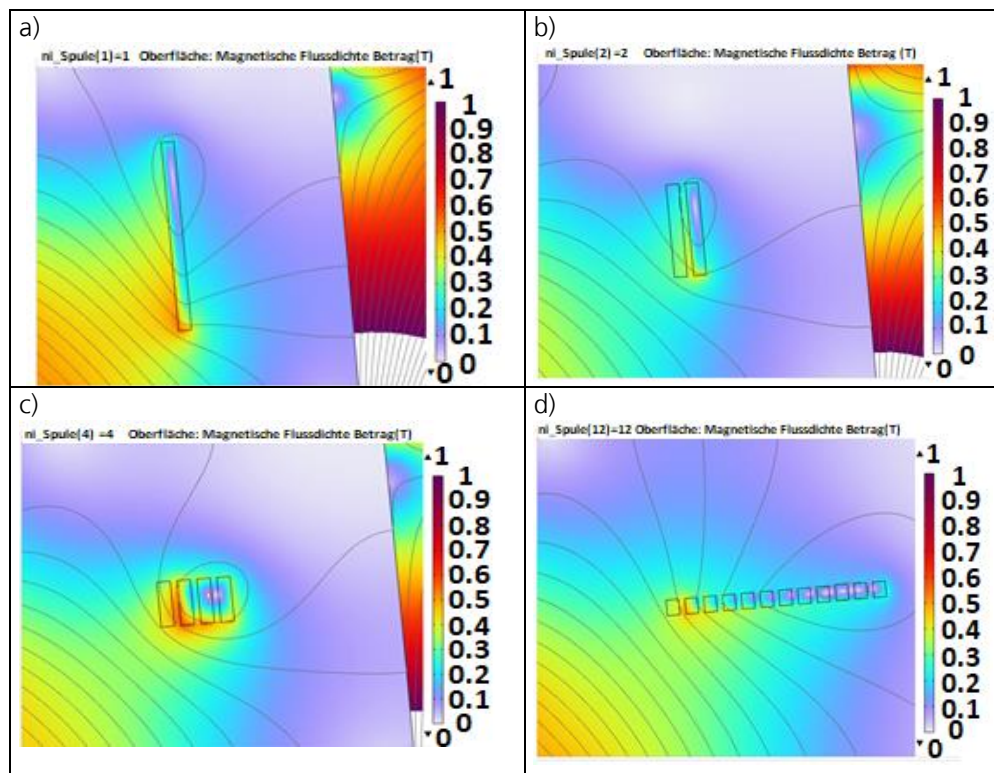


Abbildung 3.1 Darstellung der magnetischen Flussdichte in T und der Feldlinien bei unterschiedlicher Spulenanzahl und gleichbleibender Anzahl an Leitern je Nut (Ausschnitt aus Abbildung 10.3)

In Abbildung 3.1 sind die Feldlinien und Flussdichten dargestellt, wenn die Anzahl der Spulen variiert wird, während die Anzahl an Leitern je Nut gleich bleibt. Es resultiert eine konstante Nutdurchflutung und dadurch ein konstanter Strombelag. Die Abbildung 3.1a) zeigt eine Racetrack Spule, welche zwangsläufig aufgrund der hohen Windungszahl breit wird, dementsprechend steht Abbildung 3.1b) und c) mit 2 bzw. 4 Racetrackspulen, die übereinander geschoben in der Nut liegen. Die höhere Anzahl der Spulen teilen sich die Windungen, sodass eine Spule mit einer geringeren Windungszahl ausgeführt ist und dadurch auch schmaler wird. Die Spulengruppe zusammen zeigt eine

Form deren Breite sich der Höhe annähert In d) hingegen führen 12 Spulen übereinander dazu, dass die Spulengruppe im Gesamten wesentlich höher wie breit wird. Dies äußert sich auch in den Feldstärken in der Spulengruppe, welche in Abbildung 3.2 für die tangentielle Feldstärke dargestellt ist. Die absolute und radiale Feldstärke ist im Anhang in Abbildung 10.4 dargestellt. Hier wird deutlich, dass ein ungleiches Querschnittsverhältnis sich ungünstig auf die Flussdichte auswirkt. Diesem Effekt wirkt zwar die räumliche Entzerrung gegen, welches in der absoluten Feldstärke sichtbar wird, dennoch überwiegt der negative Einfluss bei der tangentialen Flussdichte. (Es kann hier nicht auf die optimale Anzahl an Spulen je Nut geschlossen werden).

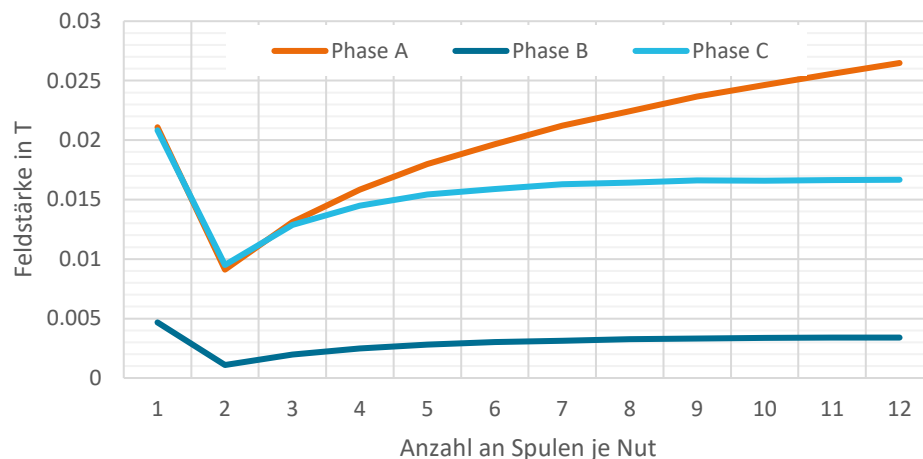


Abbildung 3.2 Flächenintegral der tangentialen Feldstärke über den Spulenquerschnitt abhängig von der Anzahl der Spulen bei gleichbleibender Anzahl an Leitern je Nut

3.1.2 Untersuchung der Wicklungsausführung

Parallel zur Untersuchung der unterschiedlichen Grundkonstellationen für einen HTS-Generator aus AP 1.1 ist eine Wicklungsvoruntersuchung durchgeführt worden, welche die Vor- und Nachteile unterschiedlicher aus HTS-Bandleitern aufgebauten Statorwicklungen herausarbeiten soll (siehe Tabelle 8). Dafür sind Statorwicklungen mit einer Luftspaltwicklung und einer in Nuten verteilten Wicklung aufgebaut betrachtet worden. Das Ziel dieser Untersuchung ist die Machbarkeit unterschiedlicher Wicklungskonzepte für einen HTS-Generator mit Hinblick auf Fertigung, Umsetzbarkeit, wie auch Effizienz zu analysieren.

Die HTS-Generatorentwürfe mit den unterschiedlichen Statorwicklungen bieten so eine Grundlage, anhand welcher sich nun erste Berechnungen der AC-Verluste durchführen lassen. In enger Abstimmung mit dem Konsortium wurde begonnen ein Optimum für einen HTS-Generator einzukreisen. Ein besonderer Fokus liegt dabei zurzeit bei der Wahl der Statorfrequenz und die sich dadurch ergebene Polpaarzahl.

Tabelle 8: Übersicht über die verschiedenen Wicklungskonzepte, die in einer Voruntersuchung betrachtet wurden

Kennung	Stator	Rotor	Blechkpaketlänge in m	Tangentiale Kraft- dichte in kN/m ²	Aktivteilmasse Stator in t	Aktivteilmasse Rotor in t
a)	verteilte Wicklung mit 4 Racetracks	permanent erregt	2,4	116,2	46,9	30,5
b)	verteilte Wicklung mit 6 Racetracks	permanent erregt	1,65	158,1	25,1	21,8
c)	verteilte Wicklung mit 8 Racetracks	permanent erregt	1,55	169,4	34,3	20,5
d)	Luftspaltwicklung mit 4 Racetracks	permanent erregt	3,65	68,9	26,2	21,1
e)	Luftspaltwicklung mit 8 Racetracks	permanent erregt	1,95	135,8	14	18,2
f)	Luftspaltwicklung mit 4 Racetracks	elektrisch erregt	1,35	190,5	24,6	33,6
g)	Luftspaltwicklung mit 8 Racetracks	elektrisch erregt	0,7	376,5	12,8	17,4

Eine besondere Herausforderung bei der Auslegung des Voll-HTS Generators ist die Bestimmung der Ausführung der Statorwicklung. Dabei müssen die grundlegenden Konfigurationen hinsichtlich ihrer Einflüsse auf den Wirkungsgrad, die Masse, die Abmaße und die benötigte Leitermenge verglichen werden. In enger Abstimmung mit dem Konsortium konnten Maßnahmen zur Reduktion der AC-Verluste identifiziert werden. So konnten durch eine Verschmälerung des Bandleiters von 4 mm auf 2 mm die AC-Verluste signifikant reduziert werden. Da der Bandleiter mit gleicher Stromdichte betrieben wird, ist der Spulenstrom dadurch halbiert worden. Der kleine Spulenstrom zusammen mit einer kleinen Polpaarzahl führt dazu, dass sich bei einer der Polpaarzahl entsprechenden Anzahl von parallelen Wicklungszweigen hohe Leiterspannungen einstellen. Als erster Ansatz sollte die Nutdurchflutung gleich gehalten werden, indem die Windungszahl erhöht wird. Daher wurden entsprechende Konzepte entworfen und untersucht. Es hat sich gezeigt, dass das Eigenfeld der Spulen je nach Orientierung sehr ungünstig in die äußeren Windungen einwirkt. Daher muss nicht nur der Einfluss auf die AC-Verluste berücksichtigt werden, sondern auch die praktische Fertigung, wie auch die mechanische Belastung und Rückwirkung auf das Gesamtsystem. Da der Betriebsstrom des Bandleiters abhängig von der Temperatur und der wirkenden Feldstärke ist, führen unterschiedliche Entwürfe für die Statorwicklung zu verschiedenen maximalen Feldstärken im Leiter und dadurch zu verkleinerten Betriebsströmen. Es wirkt nicht nur das Eigenfeld, sondern auch die Dimensionierung der Erregung. Aufgrund dessen sind verschiedene Grundkonstellationen durchgerechnet worden, um einen fundierten Vergleich zu ermöglichen.

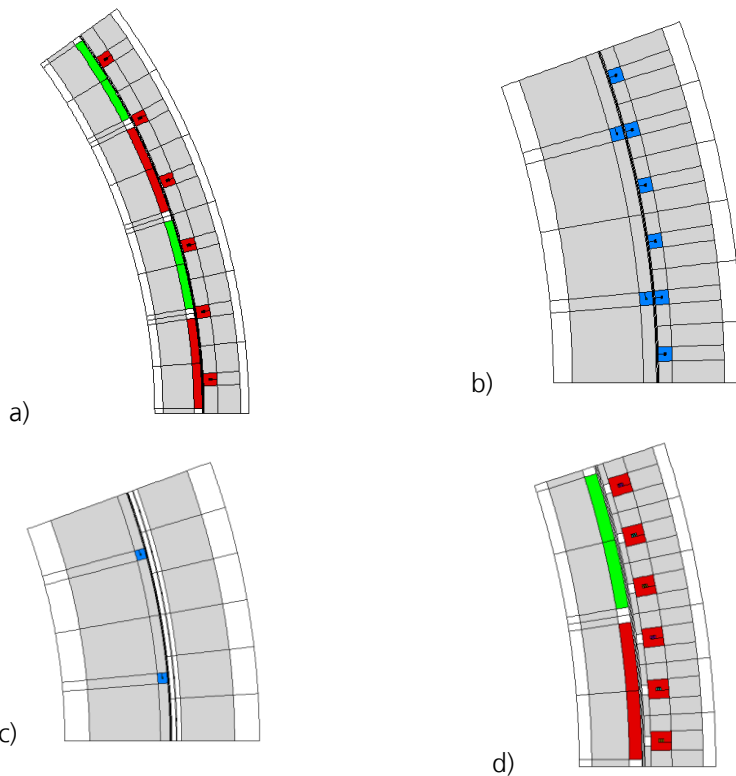
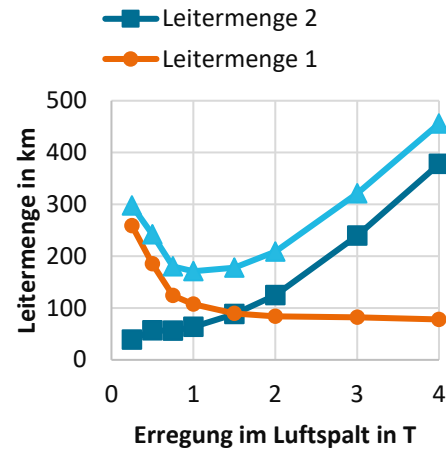
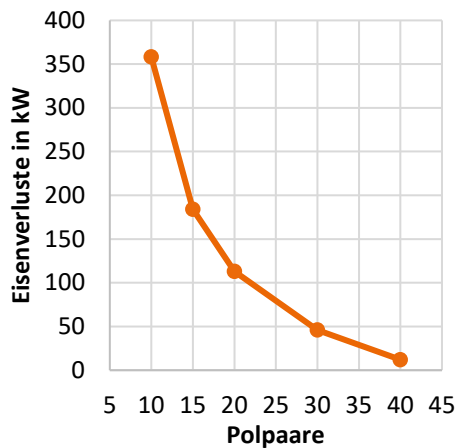


Abbildung 3.3 Verschiedene FEMAG Modelle: a) Einschicht Zahnspulenwicklung mit permanenter Erregung, b) Verteilte Wicklung mit elektrischer Erregung, c) Luftspaltwicklung mit elektrischer Erregung und d) Verteilte Wicklung mit Nutverschluss und elektrischer Erregung

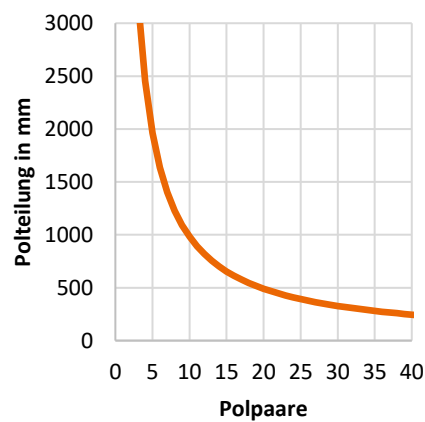
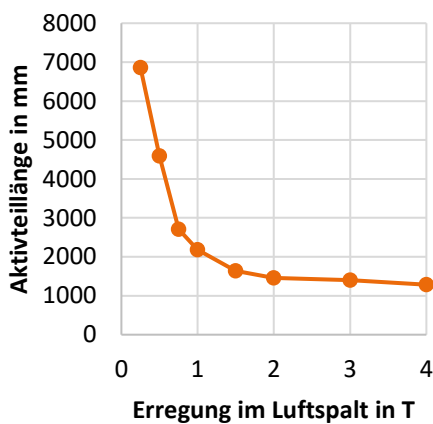
Eine Auswahl der Berechnungsmodelle ist in Abbildung 3.3 dargestellt. Die für diese Untersuchungen aufgebauten FEM-Berechnungen ermöglichen eine detaillierte Betrachtung der Feldverteilungen für verschiedene Wicklungsausführungen wie Luftspaltwicklung, Zahnspulenwicklung und in Nuten verteilter Wicklung u. a. auch mit Nutverschluss.

So konnten die in Abbildung 3.4 dargestellten Zusammenhänge gefunden werden. Die Abbildung 3.4 a) und b) machen deutlich, dass mit ansteigender Erregung sich die Aktivteillänge verkürzen lässt, der Bedarf an Leitern für die Erregung hingegen stark ansteigt. Die Abbildung 3.4 c) verdeutlicht, den Zusammenhang zwischen der Erregung des Luftspalts und der Aktivteillänge, Die Abbildung 3.4 d) stellt den Zusammenhang zwischen Polteilung und Polpaare bei gleichbleibendem Durchmesser dar. Eine große Polteilung erhöht die Eisenverluste und erfordert eine Verdickung des Jochs, wodurch Gewicht und Kosten der Maschine negativ beeinflusst werden. In den folgenden Untersuchungen muss jedoch noch betrachtet werden, inwieweit diese niedrige Polpaarzahl die anderen Systemkomponenten negativ beeinflusst.



a)

b)



c)

d)

Abbildung 3.4 Untersuchungsergebnisse zu a) dem Einfluss der Polpaare auf die Eisen- und AC-Verluste (grobe Abschätzung), b) der Auswirkung der Erregung auf die benötigten Leitermengen (1 Stator und 2 Rotor), c) der Aktivteillänge in Abhängigkeit zur Luftspaltinduktion und d) der Zusammenhang Polpaare zu Polteilung (bei gleichbleibendem Durchmesser)

Zur Erarbeitung der verschiedenen Konzepte in AP1.1 mussten wesentliche Optimierungskriterien der Entwürfe hinsichtlich ihrer AC-Verluste identifiziert werden. Diese sind:

- Entwurf eines Verlustarmen Querschnitts durch Optimierung der Anordnung der Spulen und ihrer Ausrichtung
- Verschmälerung des HTS-Bandleiters auf 2 mm Leiterbreite
- Optimierung der Konzepte hinsichtlich Erregung und Feldfluss mit getrennter Betrachtung der Tangential- und Radialinduktion innerhalb des Spulenquerschnitts
- Verringerung des Eigenfelds bei Luftspaltwicklung durch Verdickung des Leiters

Jedes dieser Kriterien wurde anhand zahlreicher FEM-Berechnungen untersucht, da nur so die Gesamtkomplexität hinreichend genau abgebildet werden kann.

Zur Auslegung des Kryostat sind die Spulenstützkräfte bedeutend. Im Folgendem ist die Wicklung innerhalb der Nut mit 6 Spulen als Star Konfiguration aufgebaut. Die

Abbildung 3.5 und Abbildung 3.6 setzen diese in Relation zu den entstehenden Spulenkräfte in Abhängigkeit zum Rotorstellwinkel.

Optimierung der Anzahl der Polpaare

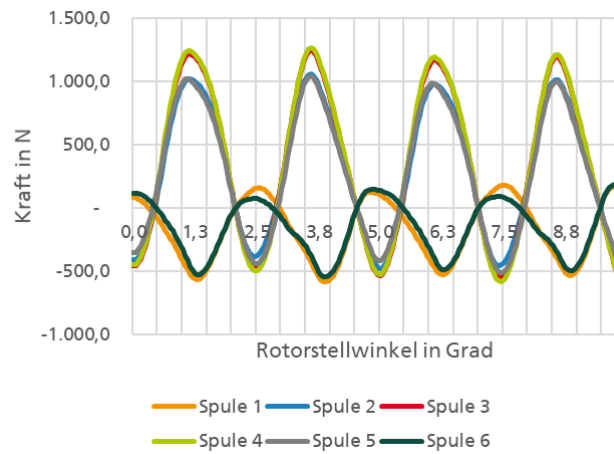


Abbildung 3.5 Tangentiale Stützkraft der 6 Racetrack-Spulen je Nut

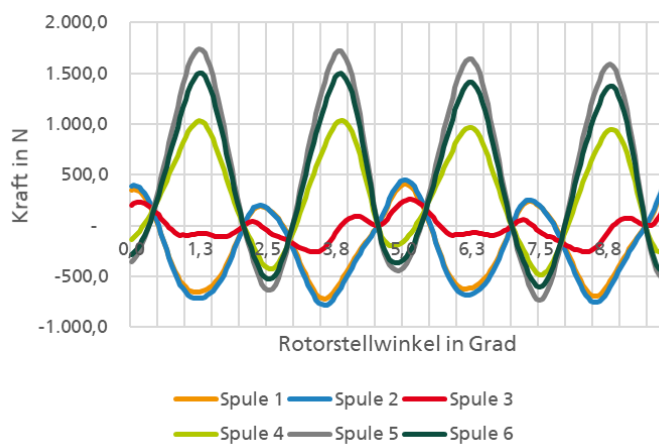


Abbildung 3.6 Radiale Stützkraft der 6 Racetrack-Spulen je Nut

3.1.3 Optimierung der Anzahl der Polpaare

Wie in Abbildung 3.7 gezeigt, besteht ein starker Zusammenhang zwischen der Wahl der Polpaare und den Verlustleistungen. Der Anstieg der Polpaare wirkt sich durchweg negativ auf die Verlustleistungen aus. Dem Entgegen steht eine ansteigende Maschinenlänge und Klemmspannung bei fallender Polpaarzahl. Die Untersuchung bestärkt die Wahl von 36 Polpaaren für den *Basisentwurf*.

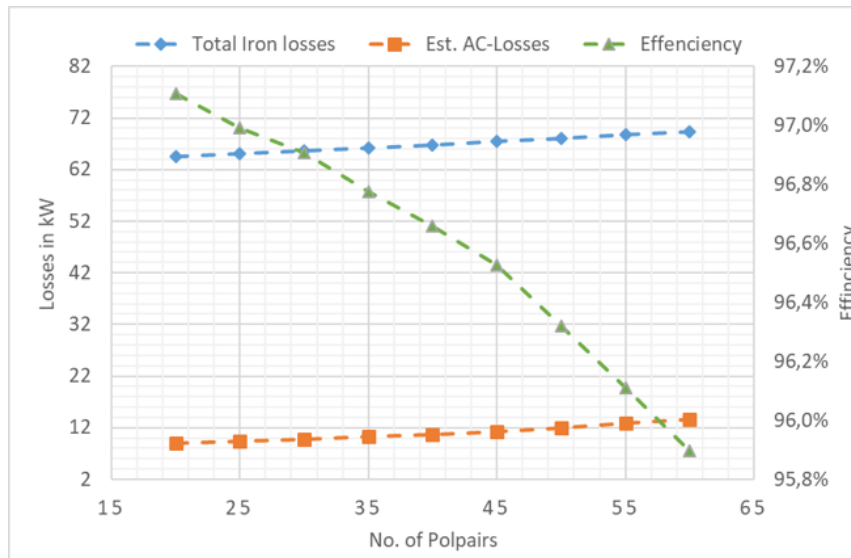


Abbildung 3.7 Untersuchung des Einflusses der Polpaare bei gleicher Wicklung und gleicher Polteilung

Zur Optimierung der Polteilung wurde diese zwischen 150 und 500 mm variiert. Die Abbildung 3.8 zeigt die Veränderung des Gesamtwirkungsgrades abhängig von den Eisen- und Wechselverlusten im Supraleiter. Durch die stufenweisen Veränderungen der Eisengeometrie kommt es bei den Eisenverlusten zu Schwankungen, jedoch mit der klaren Tendenz, dass eine große Polteilung sich durch die längeren Eisenwege negativ auswirkt. Wohingegen die AC Verluste durch die Entzerrung positiv beeinflusst werden, da so eine Aussättigung der Eisenzähne vermieden wird. Sind diese nicht länger ausgenutzt, stagniert der positive Effekt. Dadurch zeigt sich im Wirkungsgrad ein Optimum bei etwa 350 mm.

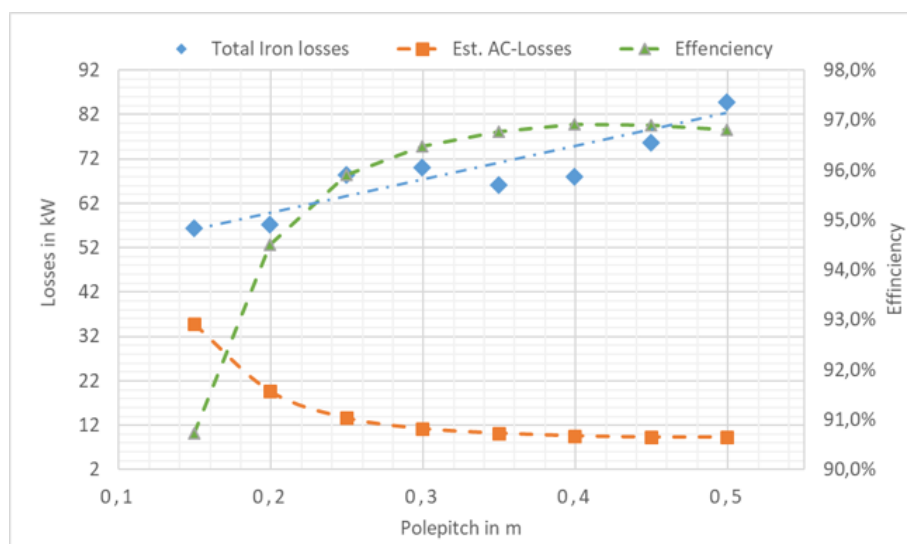


Abbildung 3.8 Untersuchung des Einflusses der Polteilung bei konstanter Polpaarzahl auf Wirkungsgrad, AC-Verluste und Eisenverluste

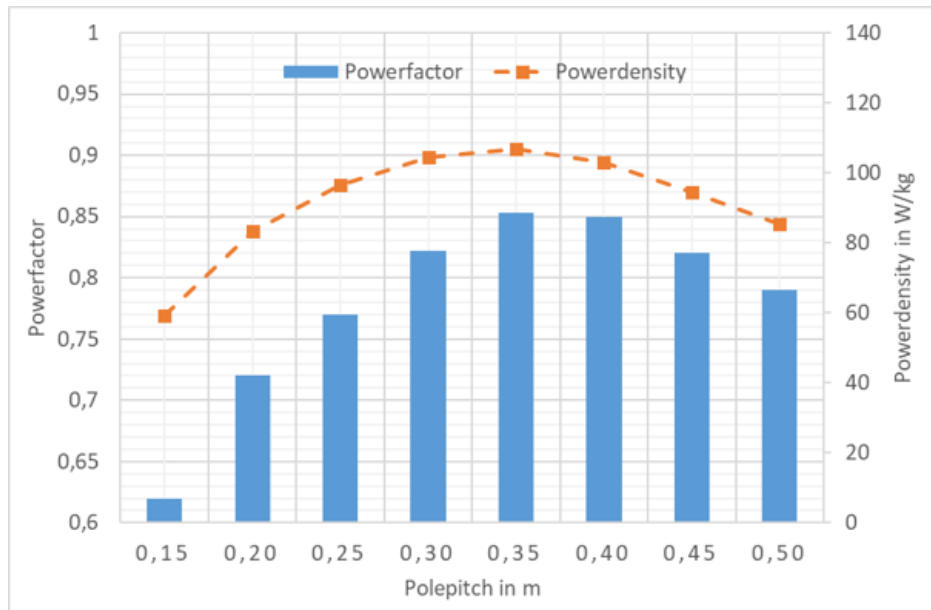


Abbildung 3.9 Untersuchung des Einflusses der Polteilung bei konstanter Polpaarzahl auf den Leistungsfaktor und der Leistungsdichte

Dieser Effekt zeigt sich auch in Abbildung 3.9, in welcher die Polteilung für verschiedene Leistungsfaktoren und Leistungsgewichte variiert wird. Das Leistungsgewicht profitiert von einem günstig ausgenutzten Eisen, da so für die gleiche Leistung auf Aktivteillänge verzichtet werden kann. Jedoch kann die große Polteilung auch zu ungünstig breiten Zähne führen. Dieser Effekt macht sich beim Leistungsfaktor genauso bemerkbar.

3.1.4 Frequenzuntersuchung der Rotorspulen

Ziel dieses Arbeitsschritts ist eine Analyse der Rotorfelder. Dazu wurde die in Abbildung 3.10 gezeigte FEM Berechnung durchgeführt. Es hat sich ein starkes orts- und zeitabhängiges Feld gezeigt.

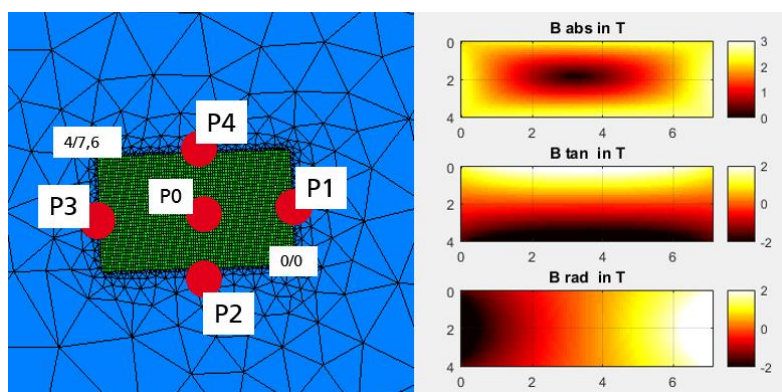


Abbildung 3.10 a) Gridmesh der FEM Berechnung und die betrachteten Messpunkte und b) Momentaufnahme der Flussdichte innerhalb der Rotorspule

Es sind die in Abbildung 3.10a) markierten Ortspunkte ausgewählt und die zeitlichen Verläufe der Feldstärke in die einzelnen Frequenzanteile zerlegt. Das Ergebnis ist in Tabelle 9 dargestellt.

Tabelle 9 Flussdichten in der Rotorspule aufgeteilt in Gleichanteil und Oberwellen

Frequenz in Hz		0	18	36	54	72
Flussdichte in T	P0	0,185	0,119	0,035	0,010	0,020
	Riadal	0,057	0,073	0,038	0,013	0,024
	Tangential	0,167	0,109	0,038	0,008	0,017
	P1	2,463	0,067	0,038	0,011	0,024
	Riadal	2,457	0,068	0,036	0,012	0,023
	Tangential	0,152	0,107	0,040	0,008	0,017
	P2	2,239	0,110	0,038	0,008	0,016
	Riadal	0,062	0,070	0,037	0,012	0,023
	Tangential	2,238	0,111	0,037	0,008	0,017
	P3	2,571	0,081	0,040	0,014	0,025
	Riadal	2,563	0,078	0,042	0,014	0,025
	Tangential	0,181	0,114	0,035	0,009	0,017
	P4	2,578	0,108	0,038	0,008	0,017
	Riadal	0,058	0,077	0,040	0,014	0,026
	Tangential	2,577	0,107	0,039	0,009	0,017

3.1.5 Optimierter 10 MW Voll-HTS Generatorentwurf

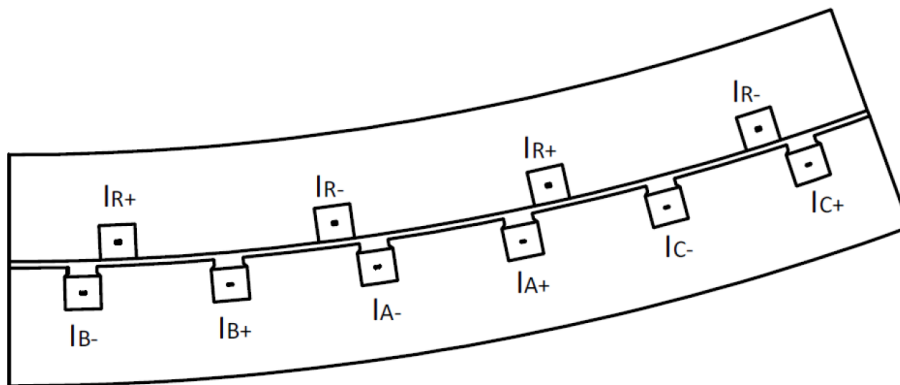


Abbildung 3.11 Phasenplan der Rotor- und Statorwicklung

Eine der wesentlichen Weiterentwicklung im Projektverlauf ist das Kryotemperaturniveau im Stator, welches von 65 K auf 30 K abgesenkt wurde. Damit gehen wesentliche Änderungen im Spulendesign und den Wicklungen einher.

Die Aktivteillänge und der Durchmesser sind im Wesentlichen unverändert. Die Änderung der Statortemperatur hat jedoch Einfluss auf den Spulenstrom. Da sich dieser wesentlich erhöht hat, ist die Klemmspannung gesunken und der Gesamt HTS-Leiterbedarf ist gesunken. Im Folgenden wird der Entwurf hinsichtlich unterschiedlicher Eigenschaften betrachtet.

3.1.5.1 Mechanische Auslegung

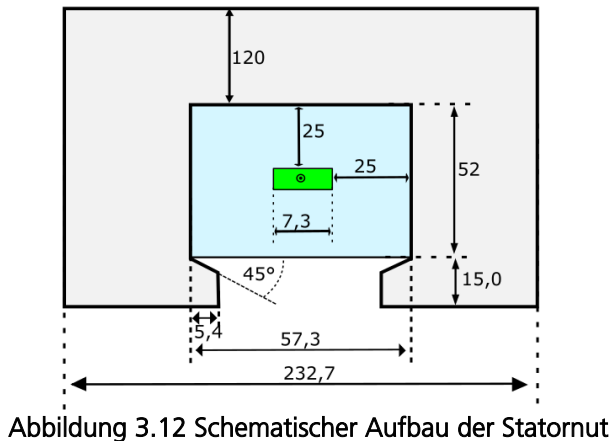


Abbildung 3.12 Schematischer Aufbau der Statornut

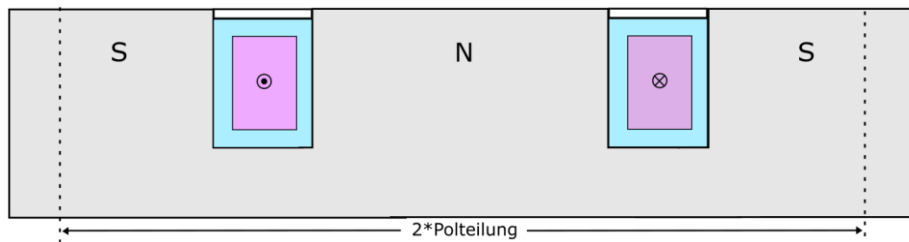


Abbildung 3.13 Schematischer Aufbau des Rotors

In Abbildung 3.12 und Abbildung 3.13 sind der Aufbau von Rotor und Stator schematisch dargestellt. Die Statorwicklung ist in Nuten gelegt. Die Statornuten sind mit einem Nutverschluss von 15 %. Die Zahnhöhe ergibt sich durch Vorgabe von Kryostatdicke, Zahnkopfhöhe und Wicklung.

Die Wicklung im Rotor ist in einfache Nuten gelegt. Die Zahnhöhe ergibt sich durch die der Kryostatdicke und der Wicklung. Der in Abbildung 3.12 angedeutete Versatz zum Luftspalt berücksichtigt die Notwendigkeit eines Nutverschlusskeils, welcher aber in diesem Modell vernachlässigt wurde. Der Rotor ist mit einer Nut je Pol ausgeführt.

Tabelle 10 Auswahl für die Mechanik relevanter Parameter

Parameter	Wert	Einheit
Bohrungsdurchmesser	8	m
Polpaare	36	
Statorjoch	120	mm
Rotorjoch	115	mm
Luftspaltlänge	10	mm
Ständernutzahl	108	
Rotornutzahl	72	
Nutkopfhöhe	15	mm
Rel. Nutverschluss	15	%

In Tabelle 10 ist eine Auswahl an Parameter dargestellt, welche an die weitere mechanische Auslegung übergeben werden. Das resultierende Modell ist in Abbildung

3.12 und Abbildung 3.13 dargestellt. In Abbildung 3.14 ist der Rotor samt Bemaßung dargestellt.

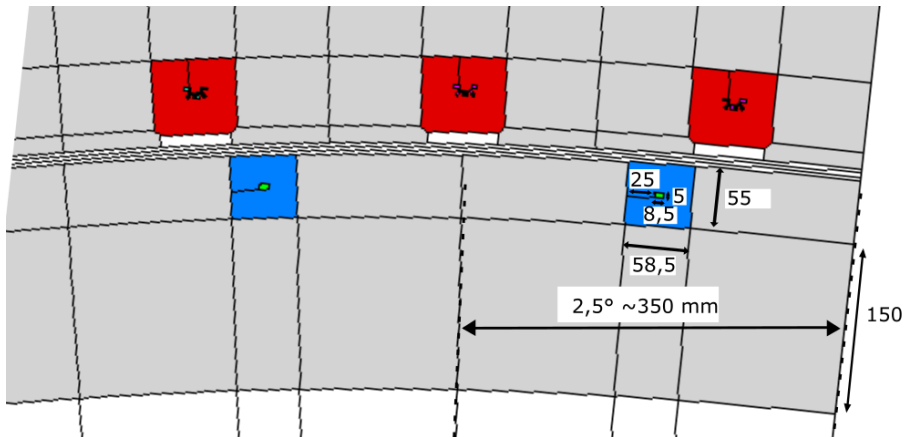


Abbildung 3.14 Geometrische Abmaße der Rotornut

3.1.5.2 Wicklungsaufbau

Grundlegend für den Wicklungsentwurf ist die Anlehnung an die Racetrack-Spule (Rennbahn-Spule). Diese Entscheidung ist getroffen worden, um den Anforderungen der HTS-Bandleiter gerecht zu werden (Biegeradien, Konstruierbarkeit,...) Während im ersten *Basisentwurf* noch die Star-Konfiguration nötig war, wird hier eine einzelne Spulenseite je Nut gelegt.

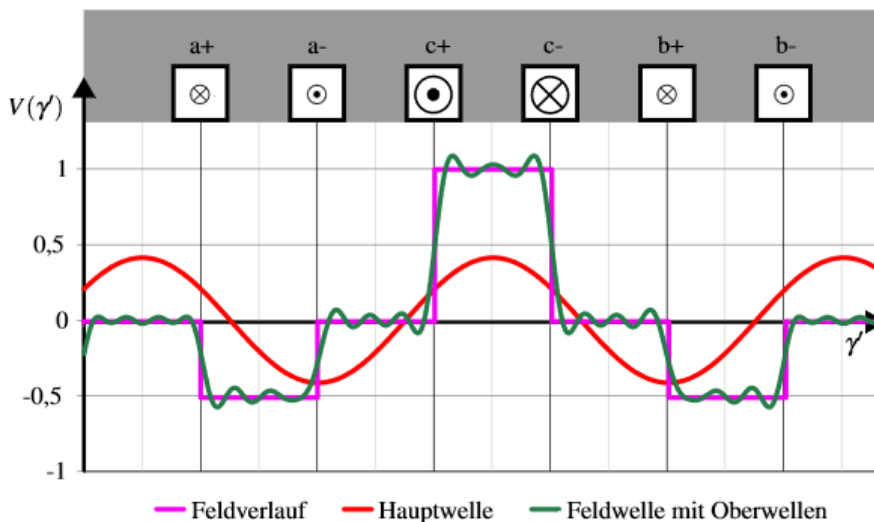


Abbildung 3.15: Felderregnerkurve für eine dreisträngige Einschicht-Zahnspulenwicklung mit der Lochzahl $q = \frac{1}{2}$ zzgl. des Zonenplans der Wicklung

Alle Spulen einer Nut sind in Reihe geschaltet und stellen eine Wicklungszone dar. Die Wicklung ist als Einschicht-Zahnspulenwicklung aufgebaut mit einer Lochzahl von $q = 0,5$. Der Zonenplan ist in Abbildung 3.15 dargestellt. Die zum Aufbau der Nutgeometrie genutzten Parameter sind in Tabelle 11 dargestellt.

Tabelle 11 Zum Aufbau der Nutgeometrie einer Nut genutzten Parameter

Parameter	Wert	Einheit
Racetrackbreite	0,1*wsp1	mm
Racetrackhöhe	2	mm
Kryostatdicke	25	mm

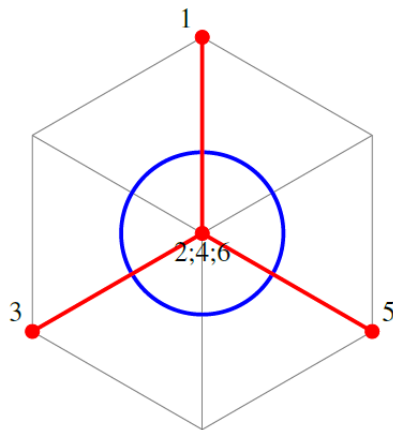


Abbildung 3.16 Gorgesdiagramm der Zahnspulenwicklung mit Nummerierung der Zähne und eingezeichneten Tragheitsradius der Hauptwelle (blauer Kreis) ($\sigma_0 = 192,4\%$)

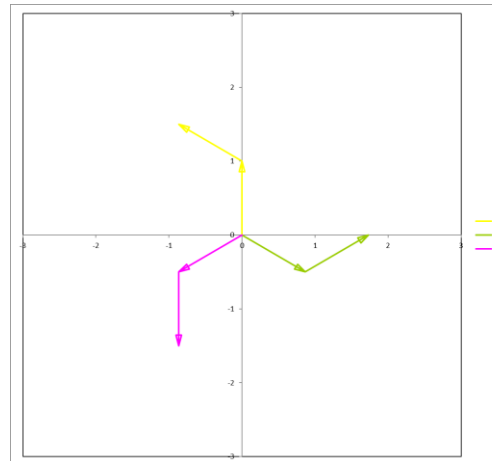


Abbildung 3.17 Spannungszeiger der Statorwicklung

Die Wicklung kann über den Abbildung 3.15 dargestellten Zusammenhang beschrieben werden. Dies wurde genutzt um das Gorgesdiagramm in Abbildung 3.16 und die Spannungszeiger in Abbildung 3.17 zu bestimmen, wie auch die Wicklungsgrößen in Tabelle 12. Hier finden sich unter anderem die Lochzahl und die Streuziffern, welche der einschichtigen Zahnspulenwicklung entsprechen.

Tabelle 12 Berechnete Wicklungsgrößen der Statorwicklung

Lochzahl	Q	1/2
red. Nutenzahl	N'	6
red. Polpaarzahl	p'	2
DVKS	σ_d	1.92403
DVKS-GD	σ_d	1.92433
DVKS-Wmag	σ_d	1.92433

Der vollständige Wicklungsplan ist im Anhang in Abbildung 10.2 dargestellt. Die Fourierzerlegung der Wicklung und die dazugehörigen Wicklungsfaktoren sind in Abbildung 10.1 dargestellt und in Tabelle 15 aufgelistet.

3.1.5.3 Gesamtsystemoptimierung anhand eines Kostenmodells

Auf Basis der vorangegangenen Untersuchungen ist ein neuer *Basisentwurf* definiert worden. Der „*Basisentwurf 2*“ baut auf den „*Basisentwurf 1*“ auf. Eine der wesentlichsten Änderungen ist das neue Kryotemperaturniveau im Stator, welches von 65 K auf 30 K abgesenkt wurde. Damit gehen wesentliche Änderungen im Spulendesign

und den Wicklungen einher. In Abbildung 3.18 ist ein Teil einer Untersuchung dargestellt, mit welcher der Statorstrombelag unter Miteinbeziehung der Materialkosten, der Masse und des Wirkungsgrades optimiert wurde.

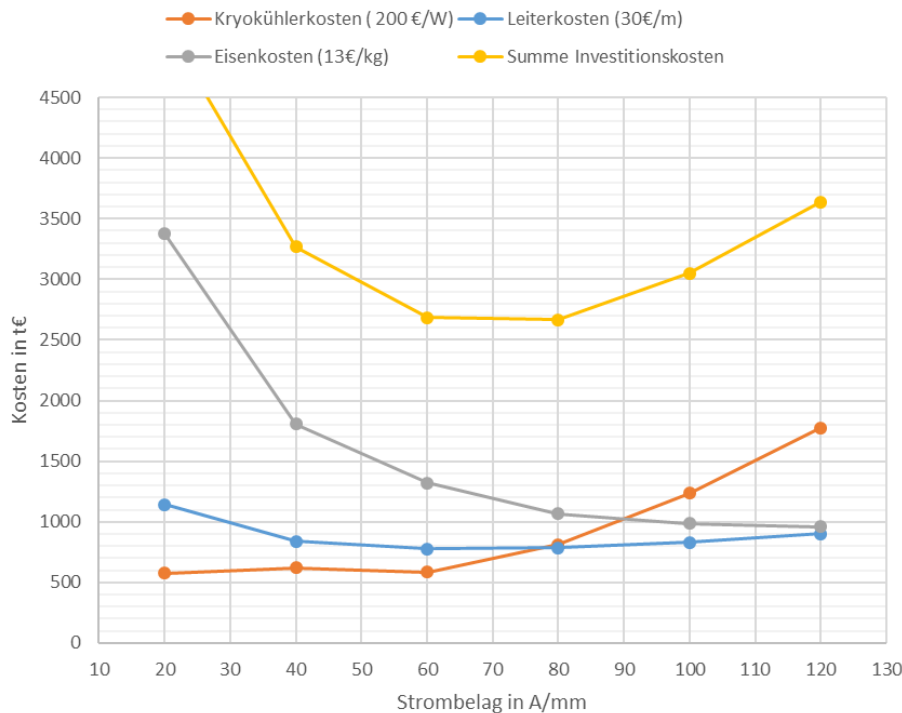


Abbildung 3.18 Materialinvestitionskosten des 30 K Generators in Abhängigkeit vom Statorstrombelag

Die Aktivteillänge und der Durchmesser sind im Wesentlichen unverändert. Die Änderung der Statortemperatur hat jedoch Einfluss auf den Spulenstrom. Da sich dieser wesentlich erhöht hat, ist die Klemmspannung gesunken und der Gesamt HTS-Leiterbedarf ist gesunken.

Grundlegend für den Wicklungsentwurf ist die Anlehnung an die Racetrack-Spule (Rennbahn-Spule). Diese Entscheidung ist getroffen worden, um den Anforderungen der HTS-Bandleiter gerecht zu werden (Biegeradien, Konstruierbarkeit,) Während im frühen Entwurf noch die Spulen als Stern angeordnet nötig war, wird hier eine einzelne Spulenseite je Nut gelegt.

3.1.5.4 Ausgewertete Maschinenparameter

Folgende Ergebnisse nutzen zum Teil analytische Berechnungen, wie auch die 2D-FEM Berechnung mit FEMAG-DC [24]. Insbesondere sind mit der numerischen Berechnung die Feldverteilung bestimmt, welche zur Abschätzung der AC-Verluste genutzt werden. Die detaillierten Ergebnisse sind in Kapitel 6 dargestellt. In Abbildung 5.1 sind wesentliche Berechnungen zusammengefasst.

Tabelle 13 Größen und Parameter des optimierten Generatorentwurfs

Grobabmaße	Name	Zeichen	Größe	Einheit
	Soll Bemessungsleistung	P _N	10.5	MW
	Bemessungsdrehzahl	n	10	1/min
	Bohrungsdurchmesser	D _i	8.0	m
	Aktivteillänge	L	1580	mm
	Effektive Luftspatllänge	dd	10	mm
	Polpaare	p	36	-

Statorwicklung	Anzahl paralleler Wicklungszweige	a	18	-
	Lochzahl	q	1/2	-
	Strangzahl	m1	3	-
	Wickelschichten	n_Schicht	1	-
	Spulenweite	W1	1.0	p.u.
	Nutbreite	b_N1	80.9	mm
	Hauptwellenwicklungsfaktor	Xi_p	0.866	-
HTS Stator Spulen	Stator Kryostattemperatur	T_cryo1	30	K
	Stator Spulenstrom	Isp1	190.4	A (eff)
	Windungen je Racetrack	w_RT	73	-
	Racetracks je Zone	n_RT,N1	1	-
	Leiterdicke	d_L1	0.1	mm
	Leiterbreite	b_L1	2	mm
Bandleiter	Liftfaktor	L0(30K)	6.12	
	Konstante	b(30K)	1.41	
	Konstante	k(30K)	0.07	
	Konstante	Bc0(30K)	3.23	
	kritischer Strom	Ic (0T,77K)	50	A
HTS Rotor Spulen	Erregerstrom	Isp2	560	A DC
	Kryostat Temperatur Rotor	T_cryo2	30	K
	Leiterdicke	d_L2	0.1	mm
	Leiterbreite	b_L2	4	mm
	Rotor Spulenwindungszahl	wsp2	71	-
Mechanische Größen	Statornutzahl	N1	108	-
	Nutteilung	tau_N1	0.233	m
	Spulenteilung	tau_W1	0.23	m
	Polteilung	tau_p	0.3491	m
	Zahnbreite	b_Z1	151.8	mm
	Luftspaltumfang	U	25.13	m
	Länge einer Wickelkopfwindung (Halbkreis)	I_WK1	0.296	m
	relative Wickelkopflänge	relWK1	118.7%	%
	Länge einer halben Windung	I_1L (eine Spulenseite)	1.88	m
	Länge einer Wickelkopfwindung Rotor (Halbkreis)	I_WK2	0.41	m
	Leitermenge Stator (2mm)	Leitermenge 1	14.8	km
	Leitermenge Rotor (4mm)	Leitermenge 2	10.18	km
Auswertung	Stator AC-Verluste	P_AC gesamt	2.80	kW
	Verlustleistung	Pv	71	kW
	Inductivity	Ld	1.4	mH
	Wirkungsgrad rein elektrisch	nu	99.3%	-
	Eisengewicht	m_fe	96.9	t
	Gesamt Eisenverluste	P_fe	68.5	kW
	Leistungsfaktor	cosphi	0.87	-
	Gesamtleiterlänge	Gesamtleiterlänge	25.0	km

In Abbildung 3.19 sind die magnetische Flussdichte und die Feldlinien in den Berechnungen dargestellt.

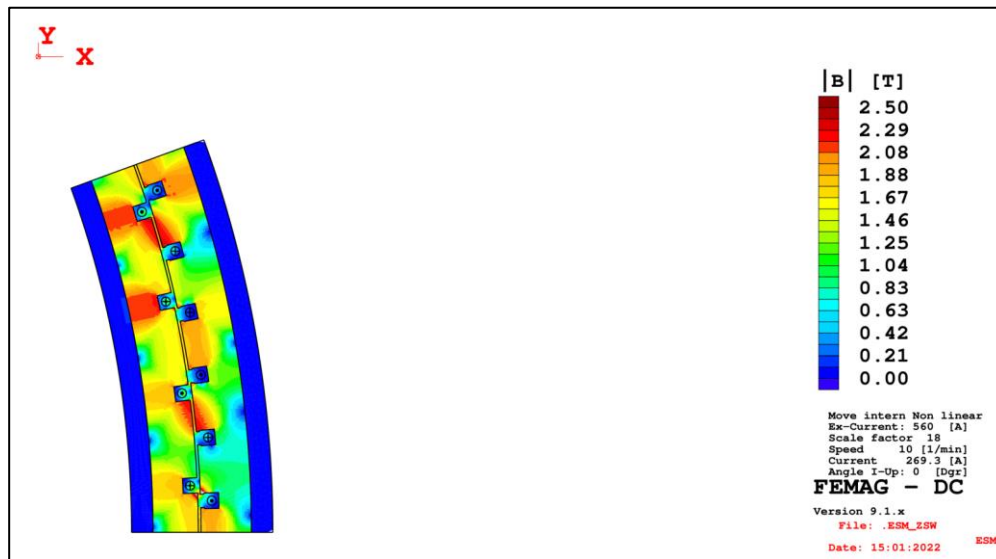


Abbildung 3.19: Ergebnisse der Simulation des 2D Modells mit FEMAG-DC

3.1.6 Mechanische Untersuchung der Belastbarkeit

In diesem Kapitel sind mit COMSOL [27] die elektromagnetischen Kräfte ausgewertet worden, welche die Spulen aufnehmen müssen. Diese Kräfte müssen durch Stützstrukturen aufgenommen werden, welche wiederum durch das Kryostat führen. In Abbildung 3.20 sind die Lorentzkräfte in der Maschine abgebildet, welche an den Spulen im Bemessungspunkt wirken. Dargestellt sind die zwei Spulenseiten, die in der Nut A1 und A2 liegen und zusammen zu einer Spule gehören.

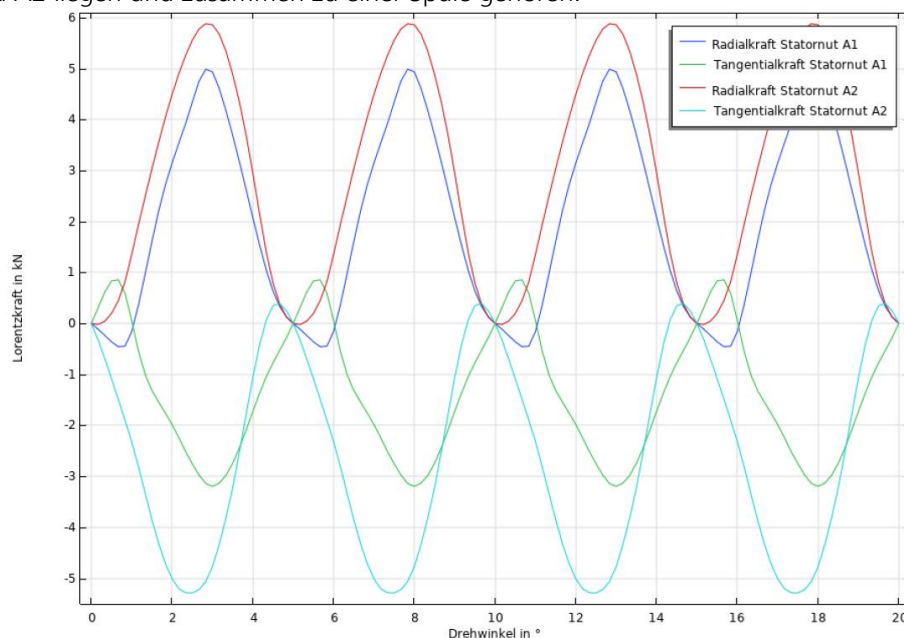


Abbildung 3.20 Verlauf der Lorentzkräfte in den Statorspulen, welche zu der Phase A gehören, aufgeteilt in Radial- und Tangentialteil

In Abbildung 3.21 sind die Spulenkräfte der Rotorspulen dargestellt. Es wird dabei der Phasenversatz der Kräfte aufgrund des geometrischen Versatzes der Nuten deutlich. Der qualitative Verlauf ist jedoch gleich.

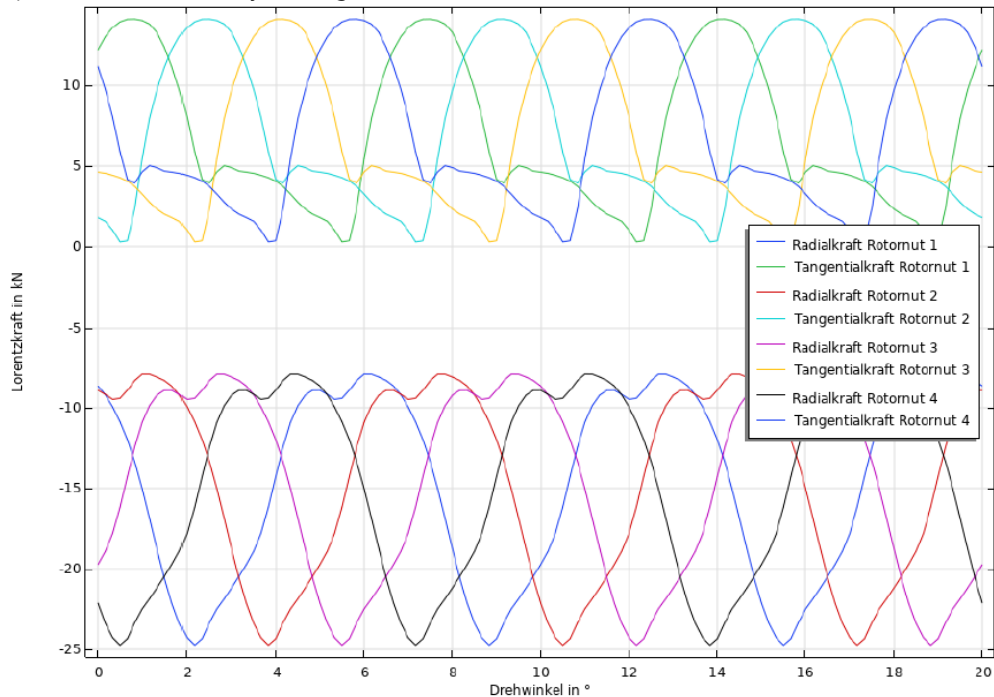


Abbildung 3.21 Verlauf der Lorentzkräfte in den Rotorspulen aufgeteilt in Radial- und Tangentialteil

3.1.7 Untersuchung der Wickelköpfe

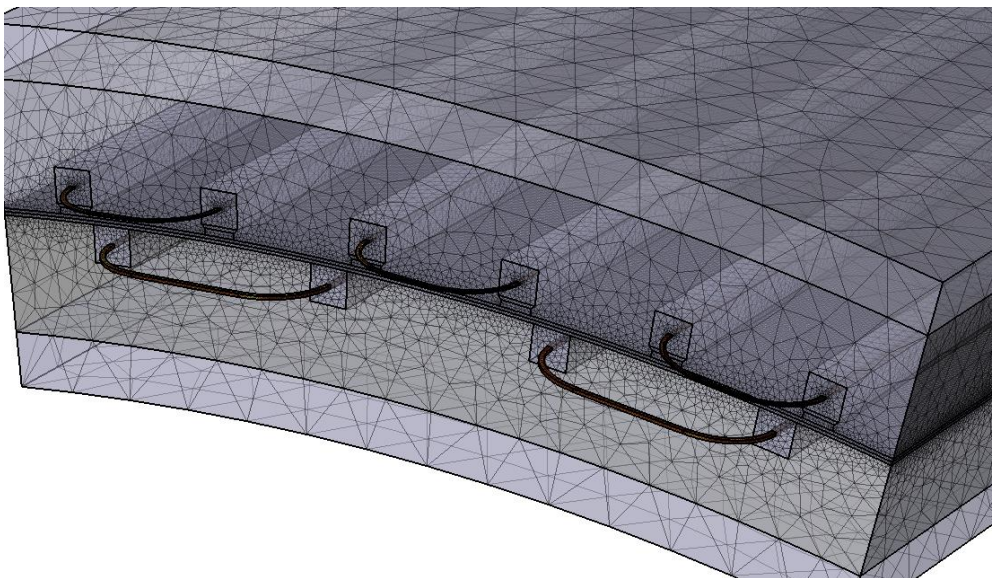


Abbildung 3.22 Dreidimensionale Modellierung des Generators mit Rotor (unten) und Stator (oben) und den eingelegten Racetrackspulen

Für die Berechnung von Wickelköpfen ist ein dreidimensionales Modell aufgebaut worden und zur Berechnung ist die Software COMSOL Multiphysics [27] verwendet worden. Der Generator ist in dieser Berechnung auf einen Sektor mit zwei Polpaaren reduziert (siehe Abbildung 3.22).

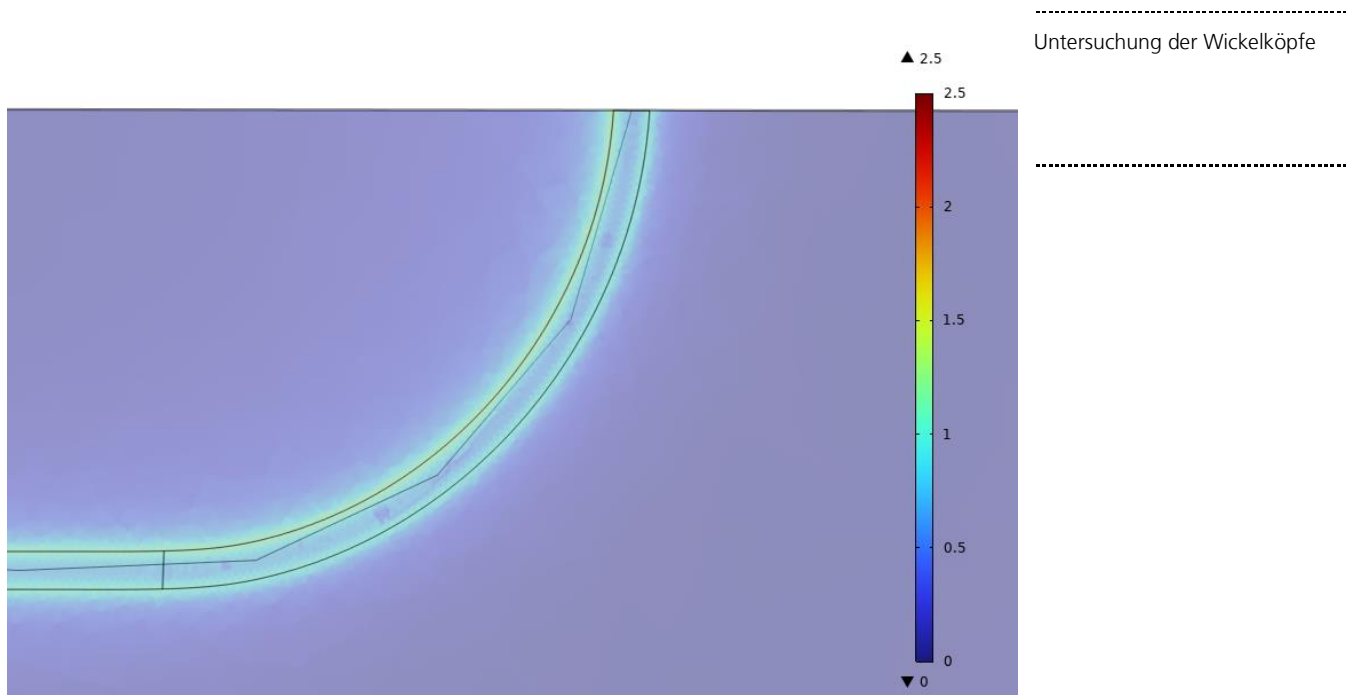


Abbildung 3.23 Berechnete magnetische Flussdichte des Wickelkopfs am Stator (einseitig)

Die magnetische Flussdichte ist in den Wickelköpfen der Rotor- und Statorwicklung unterschiedlich ausgeprägt (siehe Abbildung 3.23 und Abbildung 3.24). In der Rotorwicklung haben die Wickelköpfe eine magnetische Flussdichte bis zu 2,5 T. In der Statorwicklung wird maximal eine magnetische Flussdichte von 1,5 T erreicht.

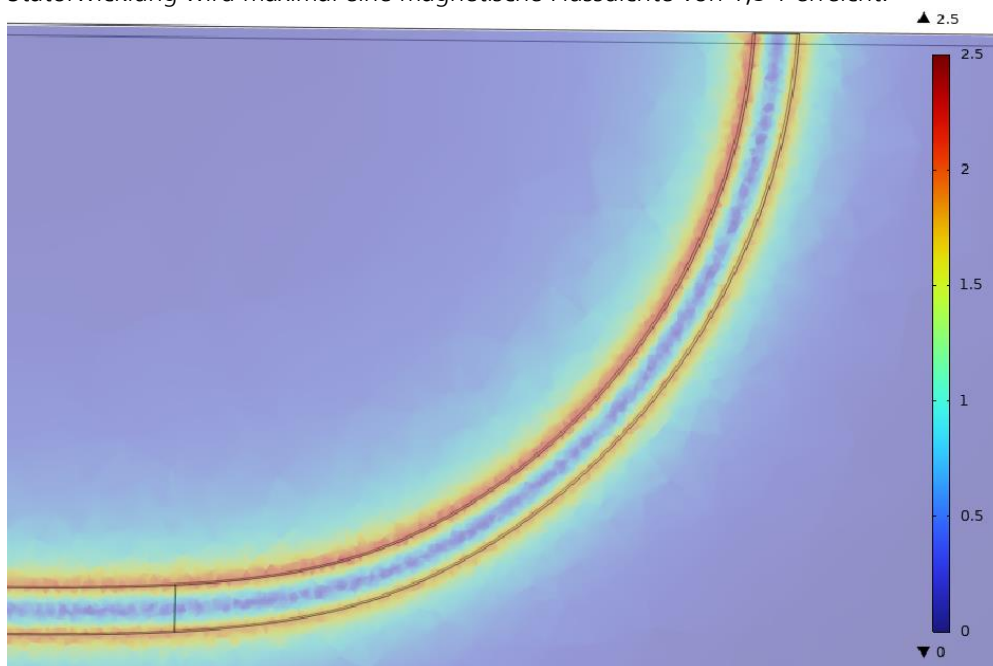


Abbildung 3.24 Berechnete magnetische Flussdichte des Wickelkopfs am Rotor

3.1.8 Untersuchungen im Fehlerfall

Es werden im Wesentlichen zwei Fehlerfälle betrachtet:

- Zweipoliger Kurzschluss, der Kurzschluss von zwei Strängen an den Klemmen
- Dreipoliger Kurzschluss, der Kurzschluss von allen Strängen an den Klemmen

Im zweipoligen Kurzschluss wird an der verbleibenden Phase weiterhin der Betriebsstrom angenommen. Als Kurzschlusszeitpunkt wird der Spannungsnulldurchgang beider Phasen betrachtet, da in diesem Zeitpunkt die maximale Flussverkettung auftritt und so der Stoßkurzschlussstrom maximal ist.

Diese Zusammenhänge werden um die speziellen Eigenschaften des Supraleiters erweitert. Um die besonderen Eigenschaften der Supraleitung in Bezug auf den elektrischen Widerstand in die Simulationen einfließen zu lassen, werden zwei Fälle betrachtet: Zum einen eine sehr hohe elektrische Leitfähigkeit der Wicklungen, damit der elektrische Widerstand dieser gegen null läuft und zum anderen ein vom aktuellen Strom abhängigen Widerstand, welcher die Parallelschaltung aus den normalleitenden Schichten und der supraleitenden Schicht abbildet. Der stromabhängige Anteil dieses Widerstands wird nach

$$R_{\text{HTS},i}(t) = l_i \cdot E_{\text{c,HTS}} \cdot \frac{|I_i(t)|^{n-1}}{I_{\text{c},i}^n} \quad (3.1)$$

berechnet, wobei l_i die Länge, I_i den zeitlich abhängigen Strom und $I_{\text{c},i}$ den kritischen Strom des jeweiligen Wicklungsstrangs beschreiben. Die kritische elektrische Feldstärke für Hochtemperatur-Supraleiter beträgt $E_{\text{c,HTS}} = 1 \cdot 10^{-4} \text{ V/m}$ und der Exponent wurde zu $n = 20$ angenommen. Der so berechnete Widerstand jedes Stranges wird bei jedem Zeitschritt gespeichert, um später mittels $P_i = I_i^2 \cdot R_i$ die während des Kurzschlusses in das System abgegebene Leistung zu berechnen. Zusätzlich wird bei der Auswertung der auf die Windungen innerhalb der Nut wirkenden Lorentz-Kräfte gemäß

$$\vec{F} = w \cdot I \cdot (\vec{l} \times \vec{B}) \quad (3.2)$$

berechnet. Durch die auftretenden Kurzschlussströme und erhöhten magnetischen Flussdichten stellen diese eine hohe mechanische Belastung dar. Die jeweiligen magnetischen Flussdichten der Leiter werden dabei vom x-y-Koordinatensystem durch eine Koordinatentransformation in ihre radiale und tangential Komponente umgerechnet. Die Transformationsvorschrift lautet:

$$\begin{pmatrix} B_r \\ B_t \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B_x \cdot \cos(\alpha) + B_y \cdot \sin(\alpha) \\ -B_x \cdot \sin(\alpha) + B_y \cdot \cos(\alpha) \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Dabei ist der Winkel α der Winkelversatz der jeweiligen Wicklung von der x-Achse. Die Winkel sind in Abbildung 10.5 zu entnehmen.

3.1.8.1 Berechnung ohne einen ohmschen Widerstand in der Wicklung

Im supraleitenden Zustand verliert der Supraleiter seinen ohmschen Widerstand. Werden auch alle weiteren Widerstände der Wicklung vernachlässigt, so wird die Kurzschlusszeitkonstante maximal und es kann keine Energie als Verlust über die Wicklung dissipieren. Die Wicklungen erhalten somit die jeweilige Flussverkettung vom Zeitpunkt des Kurzschlusseintritts dauerhaft bei.

Dreipoliger Fehlerfall

In Abbildung 10.6 sind die Ströme der Statorwicklungen (Wicklungsstrang 1 bis 3) und der Erregerwicklung (Wicklungsstrang 4) zu sehen. Während der Strom von

Wicklungsstrang 1 des Stators eine Amplitude von $\hat{i}_{1,1} \approx 1532 \text{ A}$ erreicht, tritt bei der Erregerwicklung eine Amplitude von $\hat{i}_2 \approx 1894 \text{ A}$ auf. Dementsprechend sind auch die Kräfte auf die Leiter in den Nuten, zu sehen in Abbildung 3.25 und Abbildung 3.26, in der Erregerwicklung am höchsten. Das Drehmoment, dargestellt in Abbildung 10.7, erreicht Werte von $\hat{m} \approx 28,5 \text{ MNm}$.

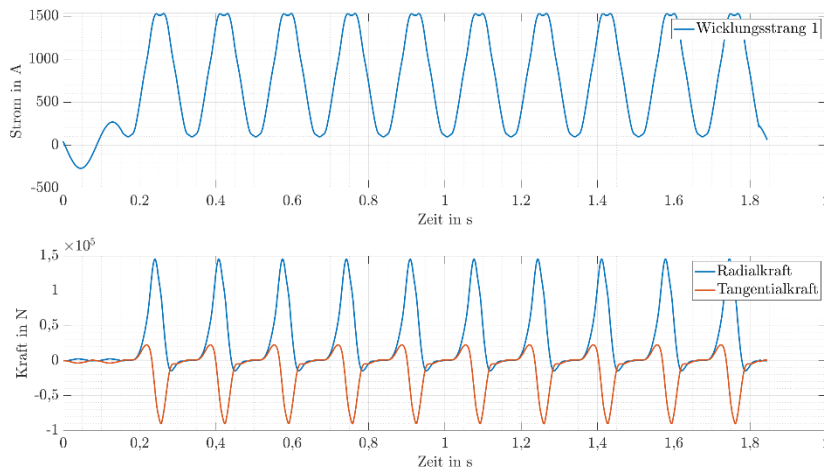


Abbildung 3.25 - Kräfte auf Statorwicklungsstrang 1 ($\alpha=18,334^\circ$, dreipoliger Fehlerfall)

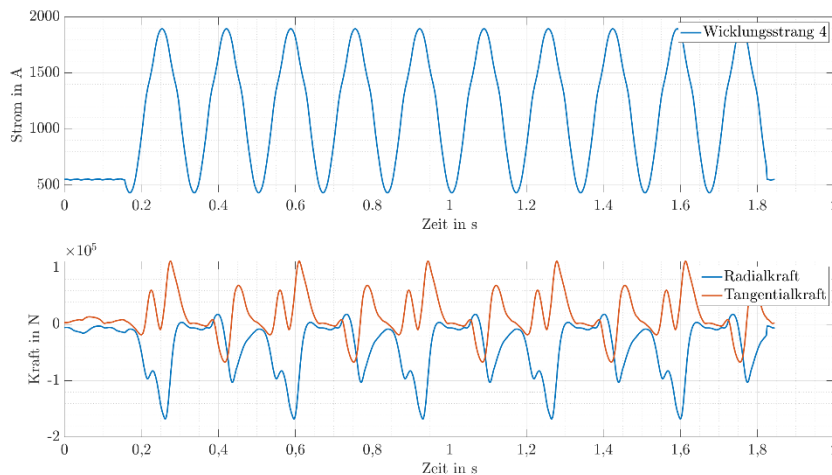


Abbildung 3.26 - Kräfte auf die Erregerwicklung ($\alpha=17,5^\circ$, dreipoliger Fehlerfall)

Zweipoliger Fehlerfall

Verglichen mit dem dreipoligen Fehler, fallen die Amplituden der Ströme (Abbildung 10.8) etwas geringer aus und erreichen nur noch Amplituden von $\hat{i}_{1,1} \approx 1424 \text{ A}$ und $\hat{i}_2 \approx 1745 \text{ A}$. Die Kräfte auf die Leiter (Abbildung 3.27 und Abbildung 3.28) zeigen eine ähnliche Tendenz, wobei die Radialkraft von Wicklungsstrang 1 eine Auffälligkeit zeigt: Die Amplitude beim dreipoligen Fehler ist knapp doppelt so groß wie die des zweipoligen Fehlers. Der positive Spitzenwert des Drehmoments (Abbildung 10.9) ist beim zweipoligen Fehler etwas größer als beim dreipoligen.

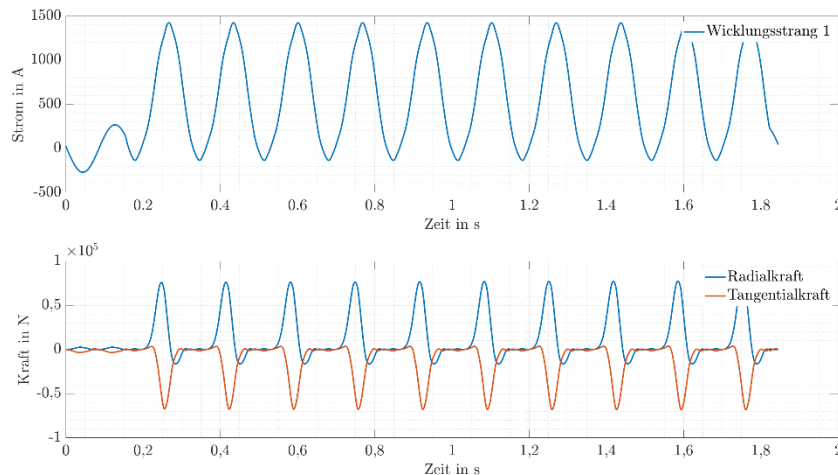


Abbildung 3.27 - Kräfte auf Statorwicklungsstrang 1 ($\alpha = 18,334^\circ$, zweipoliger Fehlerfall)

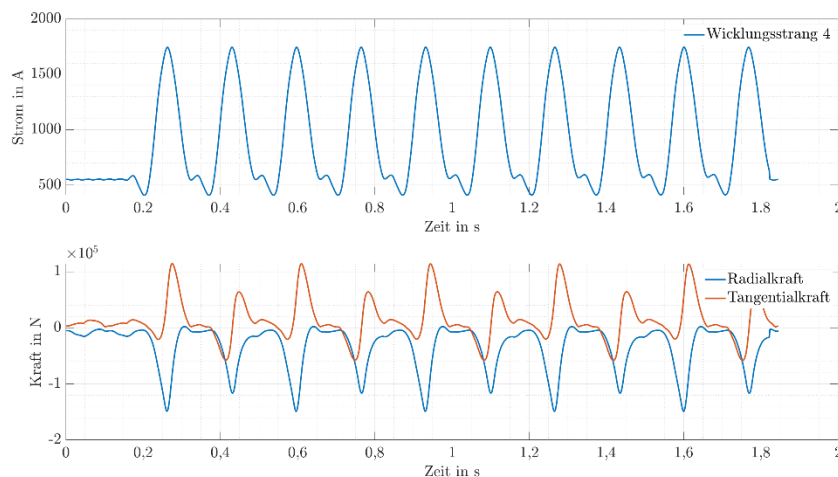


Abbildung 3.28 - Kräfte auf die Erregerwicklung ($\alpha = 17,5^\circ$, zweipoliger Fehlerfall)

3.1.8.2 Berechnung mit Berücksichtigung von ohmschen Widerständen

Ein Supraleiter besitzt seine supraleitenden Eigenschaften nur in einem begrenzten Betriebsbereich. Kommt es also zu Abweichungen zum Bemessungsbetrieb, kann dieser seine Eigenschaft verlieren. Es kommt dabei zu einem Übergang vom supraleitenden in den normalleitenden Zustand. In diesem Fall nimmt der jeweilige elektrische Widerstand der Wicklungen einen messbaren Wert an und es entstehen Stromwärmeverluste. Sobald ein elektrischer Widerstand vorhanden ist, findet auch ein Abklingvorgang statt.

Dreipoliger Fehlerfall

Durch die Berücksichtigung des physikalischen Verhaltens des Supraleiters werden nun deutlich geringere Ströme (Abbildung 10.12) von $\hat{i}_{1,1} \approx 1032 \text{ A}$ und $\hat{i}_2 \approx 1445 \text{ A}$ erreicht. Auch das Drehmoment (Abbildung 10.13) erreicht durch das Abklingen mit der Zeit geringere Amplituden. Die Amplituden der Kräfte auf die Leiter (Abbildung 3.29 und

Abbildung 3.30) haben sich größtenteils halbiert. In Abbildung 3.31 sind die Stromwärmeverluste der einzelnen Wicklungen während des Kurzschlusses dargestellt. Zusätzlich wurde der dargestellte Zeitverlauf der Leistung integriert und somit die jeweilige Energie berechnet. Das Ergebnis dieser Rechnung ist in der Textbox neben der Legende dargestellt. Die mit Abstand meiste Energie wird beim dreipoligen Kurzschluss von Wicklungsstrang 1 dissipiert.

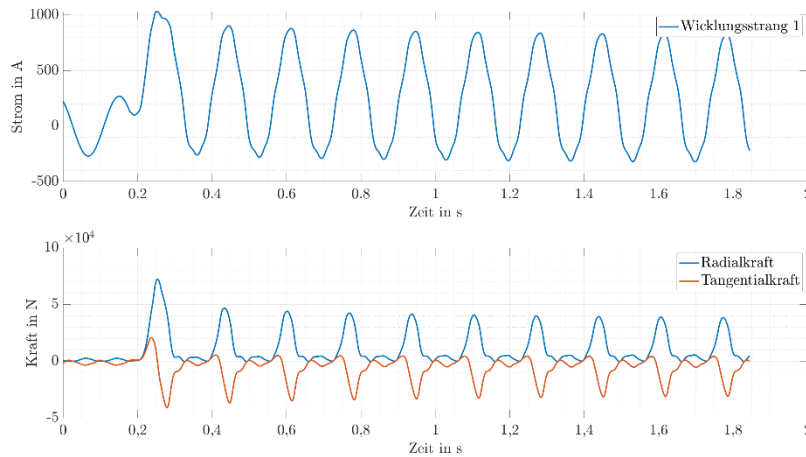


Abbildung 3.29 - Kräfte auf Statorwicklungsstrang 1 ($\alpha=18.334^\circ$, dreipoliger Fehlerfall)

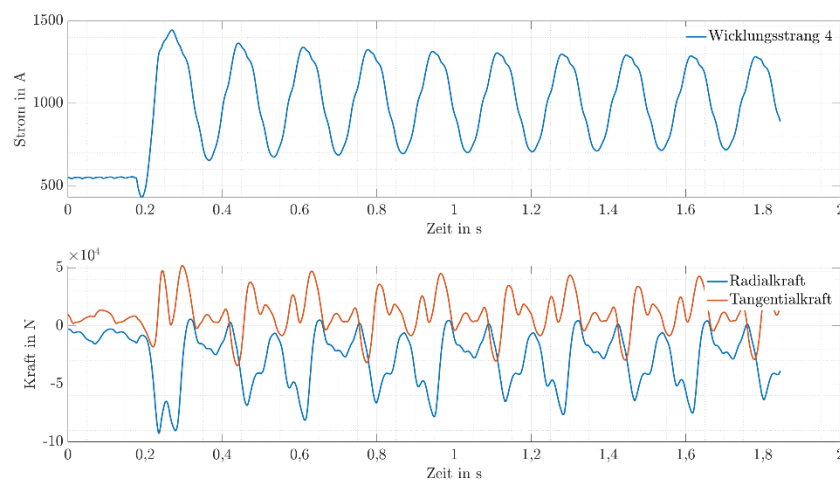


Abbildung 3.30 - Kräfte auf die Erregerwicklung ($\alpha=17,5^\circ$, dreipoliger Fehlerfall)

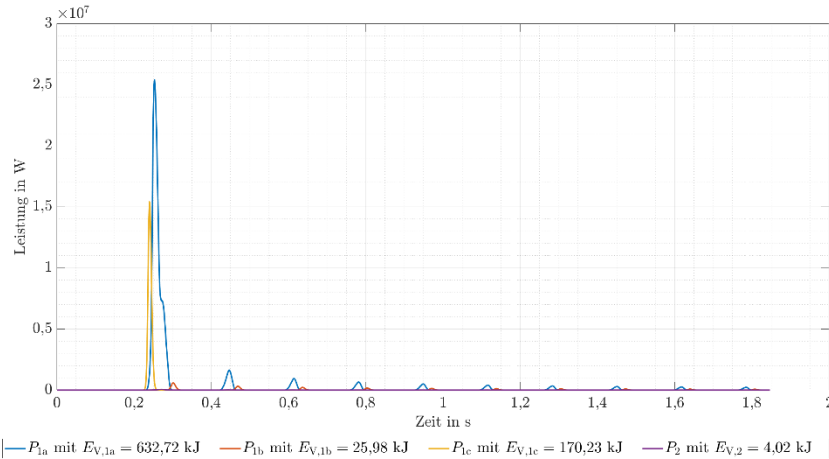


Abbildung 3.31 - Stromwärmeverluste während des Kurzschlusses (dreipoliger Fehlerfall)

Zweipoliger Fehlerfall

Im Vergleich mit dem dreipoligen Fehlerfall sind die Amplituden der Ströme (Abbildung 10.10) der vom Fehler betroffenen Leiter recht identisch. Das Drehmoment (Abbildung 10.11) weist, wie in der vorangegangenen Betrachtung ohne das physikalische Verhalten des Supraleiters, ein etwas höheres Drehmoment beim ersten positiven Spitzenwert auf. Während die Kräfte auf die Leiter von Wicklungsstrang 1 (Abbildung 3.32) recht ähnliche Amplituden aufweisen, weichen die Kräfte auf die Erregerwicklung (Abbildung 3.33) etwas stärker ab und sind beim zweipoligen Fehler leicht erhöht. Die dissipierte Energie (Abbildung 3.34) fällt etwas geringer aus, wobei die Amplitude der in Wärme umgesetzten Leistung von Wicklungsstrang 1 identisch ist.

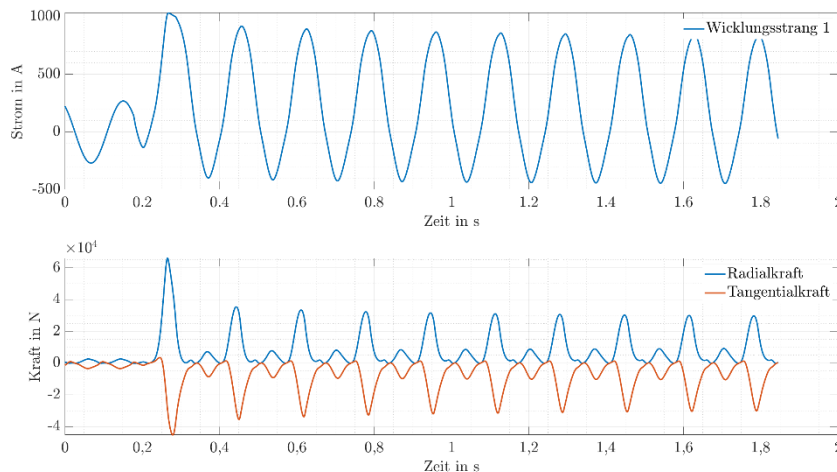


Abbildung 3.32 - Kräfte auf Statorwicklungsstrang 1 ($\alpha=18.334^\circ$, zweipoliger Fehlerfall)

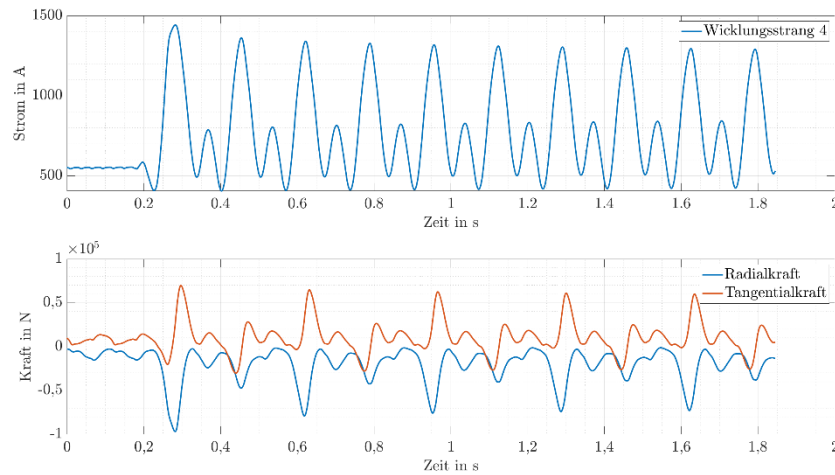


Abbildung 3.33 - Kräfte auf die Erregerwicklung ($\alpha=17,5^\circ$, zweipoliger Fehlerfall)

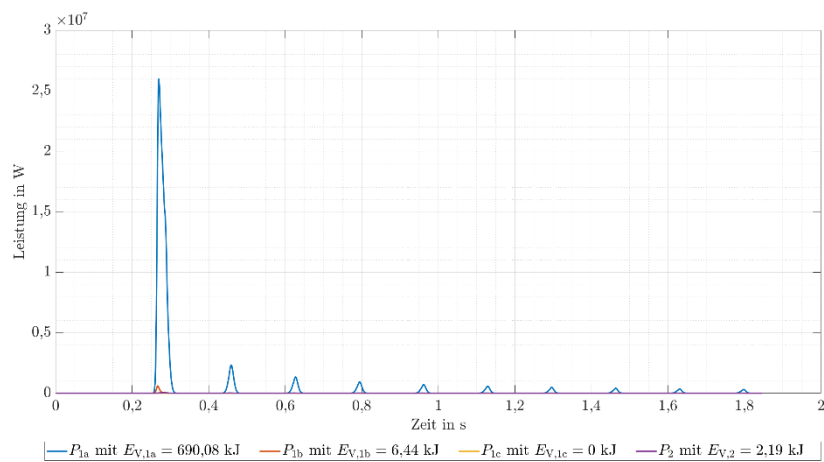


Abbildung 3.34 - Stromwärmeverluste während des Kurzschlusses (zweipoliger Fehlerfall)

3.2 Analyse der thermischen Verhältnisse mittels analytischer und numerischer CFD-Verfahren (AP 2.2)

An diesem Teilarbeitspaket ist das Fraunhofer IEE nicht beteiligt.

4 Kombination von HTS mit der Stromrichtertechnik (AP 3)

4.1 Literaturrecherche zur Auswirkung tiefer Temperaturen auf Leistungshalbleiter

Zu Beginn der Arbeitspakets 3: „Kombination von HTS mit der Stromrichtertechnik“ wurde eine Literaturrecherche durchgeführt, um den Wissensstand zu den Auswirkungen tiefer Temperaturen auf verfügbare Halbleiter zu sichten. Dabei wurde hauptsächlich mit der Übersichtsquelle [3], den Detailuntersuchungen aus [4] und den darin referenzierten Materialien gearbeitet, die zusammengekommen sowohl die Breite der verfügbaren Informationen als auch eine ausreichende Detailtiefe bereit stellen.

In [3] wurden die untersuchten Leistungshalbleiter in passive Bauteile (Dioden) und aktive Halbleiter (Schalter) unterteilt. Dabei wurde festgestellt, dass einige Bauteileigenschaften unabhängig von der Halbleitertechnologie die gleiche Tendenz aufweisen, während sich andere Eigenschaften bei tiefen Temperaturen teilweise stark gegenläufig verhalten. So wurde bspw. Für alle untersuchten Diodentypen festgestellt, dass die Knie- oder auch Knickspannung im Vergleich zur Raumtemperatur (RT) ansteigt, während der differenzielle Durchlasswiderstand für zwei Arten sank und für eine Art anstieg (Abbildung 4.1). Bei den aktiven Halbleitern konnten keine Technologie-unabhängigen Eigenschaften identifiziert werden (Abbildung 4.2).

Aus diesen Untersuchungen lassen sich – trotz des fast ausschließlich empirischen Ansatzes – einige generelle Empfehlungen ableiten. So scheint es, dass SiC Schottky-Dioden bei tiefen Temperaturen keine nennenswerten Vorteile gegenüber dem Betrieb bei RT aufweisen, sondern dass im Gegenteil sogar höhere Durchlassverluste abfallen und sich ihre Knickspannung erhöht. Eine ähnliche Schlussfolgerung lässt sich für SiC

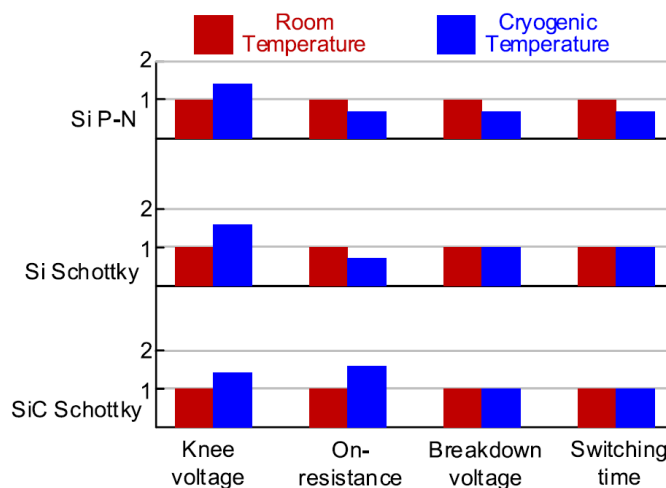


Abbildung 4.1: Eigenschaften von Dioden bei tiefen Temperaturen im Vergleich zur RT [3]

MOSFETs ziehen, die bei tiefen Temperaturen ebenfalls zu höheren Verlusten tendieren.

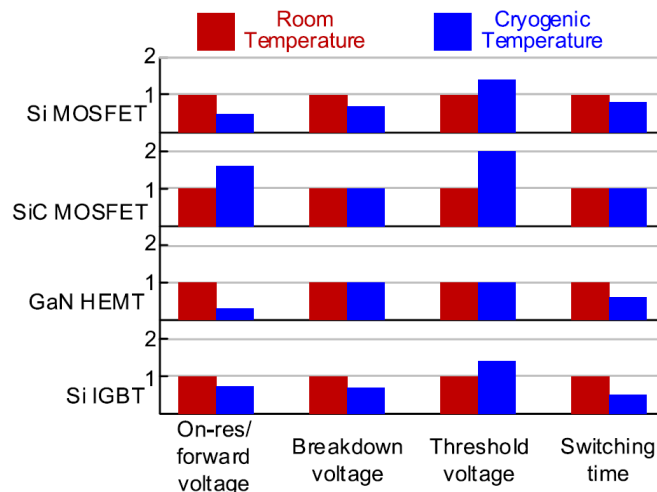


Abbildung 4.2: Eigenschaften von Leistungshalbleitern bei tiefen Temperaturen im Vergleich zur RT [3]

GaN-Halbleiter weisen hingegen grundsätzlich wünschenswerte Eigenschaften auf, da sich ihre Durchbruchspannung nicht nennenswert verändert, während ihre Durchlassverluste drastisch und die (sowieso schon sehr schnellen) Schaltzeiten weiter sinken. Diese Halbleiter sind derzeit jedoch nur mit Sperrspannungen um 650 V in nennenswertem Umfang verfügbar; Bauteile der 900 V- und 1200 V-Klassen befinden sich derzeit in der Entwicklung und sind – wenn überhaupt – nur in geringen Stückzahlen und zu drastisch höheren Kosten als vergleichbare Si-Halbleiter erhältlich. Aus diesen Gründen können somit auch diese Vertreter der Wide Band Gap (WBG)-Halbleiter nicht mitberücksichtigt werden.

Si-MOSFETs und Si-IGBTs im fraglichen Spannungsbereich sind in hohen Stückzahlen zu akzeptablen Preisen erhältlich und weisen bei tiefen Temperaturen ähnliche Tendenzen auf.

MOSFETs sind hauptsächlich für Anwendungen interessant, die vergleichsweise kleine Ströme aufweisen, da ihre Durchlassverluste quadratisch vom Stromfluss abhängen. Der Effekt der Supraleitung kann bei diesen Bauteilen nicht beobachtet werden, auch wenn ihr Einschaltwiderstand je nach Bauteil stark sinkt. Bauteile dieser Technologie sind mit Sperrspannungen bis ca. 1700 V verfügbar, die jedoch durch tiefe Temperaturen nennenswert abnehmen kann (siehe Abbildung 4.2 oben).

IGBTs weisen eine lineare Abhängigkeit zwischen ihren Durchlassverlusten und dem Stromfluss auf, sodass sie bei hohen Strömen tendenziell zu bevorzugen sind. Auch für sie kann bei tiefen Temperaturen eine Verringerung der Durchlassverluste beobachtet werden. Sie sind mit Sperrspannungen von einigen kV erhältlich und erweitern somit die Auswahl der möglichen Netzanbindungen. Bei tiefen Temperaturen ist zu beobachten, dass ihre Schaltzeiten und damit auch die Schaltverluste stark abnehmen, was hauptsächlich durch einen schneller abklingenden Tail Current beim Abschalten verursacht wird. Ähnlich wie bei MOSFETs sinkt auch für sie die tatsächliche Sperrspannung mit der Temperatur. In Abbildung 4.2 ist eine Reduktion um ca. 20 % bis 30 % auszumachen, während in [4] sogar noch größere Beeinflussungen ermittelt wurden (Abbildung 4.3). Aus der gesichteten Literatur wird berichtet, dass Bauteile innerhalb einer Produktionscharge nur geringe Abweichungen aufweisen, während Bauteile verschiedener Chargen teils deutliche Unterschiede in ihren Eigenschaften erkennen lassen [5] (siehe Abbildung 4.4).

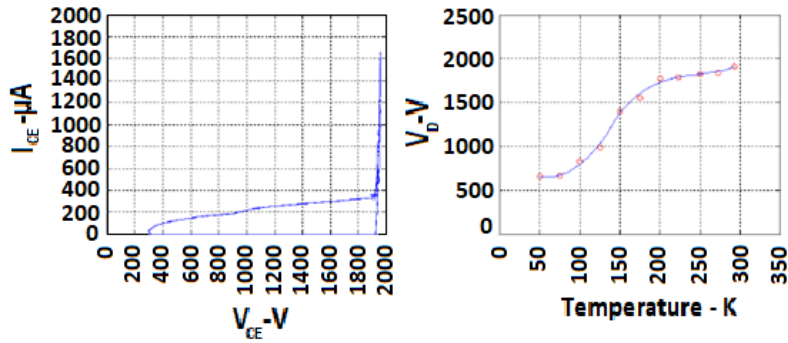


Abbildung 4.3: Links: Messung der Durchbruchspannung eines 1700 V IGBT3 bei RT. Rechts: Verlauf der Durchbruchspannung in Abhängigkeit zur Bauteiltemperatur [4]

Die Analyse zur Temperaturabhängigkeit der Durchlassverluste eines IGBT in [4] lieferte den Kurvenverlauf in Abbildung 4.5, der ein lokales Minimum der Kollektor-Emitter-Spannung im eingeschalteten Zustand bei einer Bauteiltemperatur zwischen 100 K und ca. 150 K nahelegt.

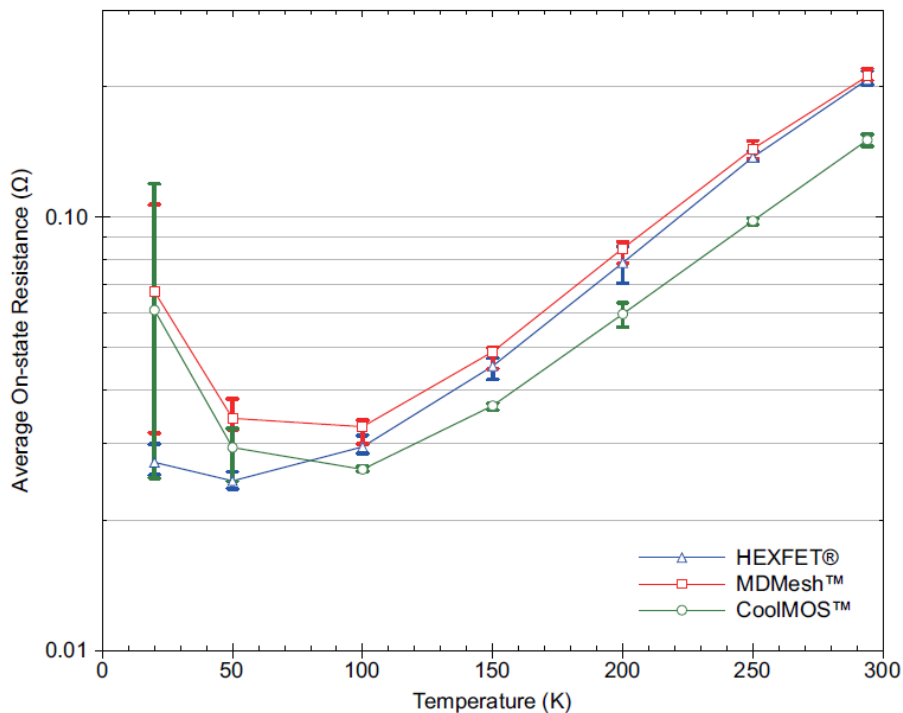


Abbildung 4.4: Durchschnittliche Abhängigkeit und Streuung des Einschaltwiderstands untersuchter Si-MOSFETs bei tiefen Temperaturen [5].

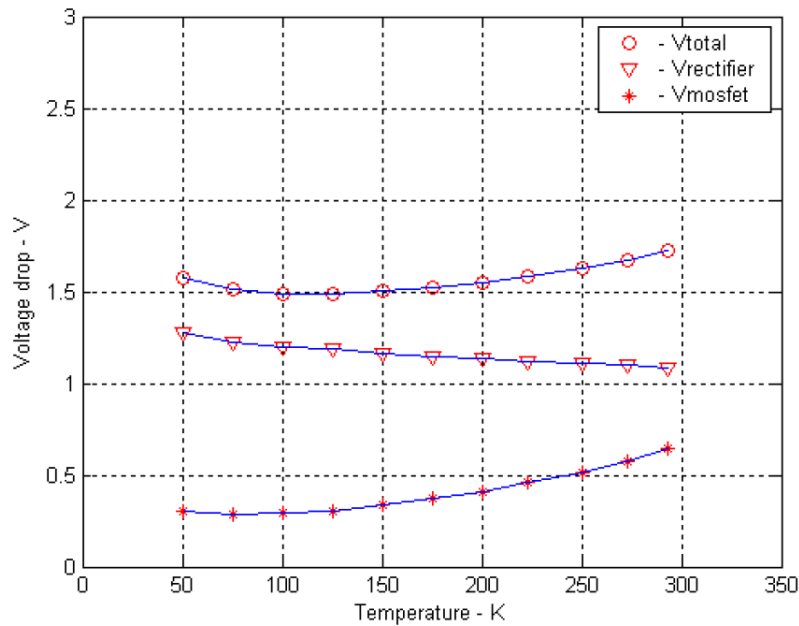


Abbildung 4.5: Kollektor-Emitter-Spannungsabfall in Abhängigkeit der Bauteiltemperatur [4].

4.2 Mögliche Zielstellungen für die Leistungselektronik bei tiefen Temperaturen

In Kapitel 4.1 sind Eigenschaften ermittelt, welche sich zu drei mögliche Zielstellungen für die Leistungselektronik (LE) ableiten lassen, die in den folgenden Unterabschnitten beschrieben werden.

4.2.1 Mehr Leistung durch bessere Kühlung

Halbleiter haben in herkömmlichen Anwendungsszenarien üblicherweise nur die Raumtemperatur (RT) (ca. 293 K) als Kühlniveau zur Verfügung, sodass je nach Bauteil und Herstellungsprozess im Betrieb eine maximale Temperaturdifferenz von ca. 100 K bis 125 K zur Ableitung der Wärmeverluste genutzt werden kann. Wenn nun tiefe Temperaturen (TT) von unter 100 K (absolut) im Kühlsystem vorhanden sind, so erweitert sich diese Temperaturdifferenz ca. um den Faktor 3. Rein rechnerisch und unter Vernachlässigung anderer Umstände ließe sich somit die dreifache Verlustleistung aus einem Bauteil entfernen, was in etwa eine dreifache Nenn- bzw. Nutzleistung für dieses Bauteil ermöglicht.

Dieser Umstand könnte also dafür benutzt werden, mehr Leistung von einer gegebenen LE umsetzen zu lassen oder aber bei gleichbleibender Leistung auf kleinere, kompaktere und günstigere Bauteile umzusteigen.

Kritisch wäre jedoch anzumerken, dass in dieser Betriebsart die aktiven Bereiche der Halbleiter nicht auf dem niedrigen Temperaturniveau des Cryo-Kühlsystems betrieben würden, sondern nach wie vor nahe ihrer maximal erlaubten Bauteiltemperatur arbeiteten. Die in Kapitel 4.1 beschriebenen Eigenschaften könnten somit nicht ausgenutzt werden. Abgesehen von den weiteren Randbedingungen, die durch die Leistungsüberhöhung des Halbleiters berücksichtigt werden müssen, muss in diesem Fall untersucht werden, ob der extreme Temperaturgradient zwischen dem heißen Halbleiter (150 °C – 175 °C \approx 423 K – 448 K) und dem Kühlsystem (20 K – 100 K) auf dem engen Raum realisierbar ist, den ein Halbleiter-Kühlsystem erfordert. Gleichfalls würde mit

diesem Ansatz auch die notwendige Kühlleistung des Kryostaten steigen, da dieser neben den WKA-Verlusten auch noch mit der gesteigerten Verlustwärme der Leistungselektronik beaufschlagt würde.

4.2.2 Miniaturisierung durch geringere Verluste

Die geringeren Schalt- und Durchlassverluste bei tiefen Temperaturen eröffnen einige interessante Ansatzpunkte.

So könnte dieser Betriebspunkt dafür genutzt werden, den notwendigen Kühlkörper zu verkleinern, da er weniger Verlustwärme abführen muss. Es ist jedoch fraglich, ob diese Option tatsächlich umsetzbar ist, da bei kryogenen Temperaturen üblicherweise mit flüssigen Kühlmedien gearbeitet wird, die somit einen Flüssigkeitskühlkörper notwendig machen.

Eine zweite Möglichkeit wäre es – ähnlich wie in Abschnitt 4.2.1, einen kleineren Halbleiter zu verwenden, der durch die geringeren Verluste eine höhere Nennleistung übertragen kann.

Die dritte und vermutlich auswirkungstärkste Option wird durch die Steigerung der Halbleiter-Schaltfrequenzen eröffnet, durch die unter Anderem der Stromripple in den verwendeten Filtern (Induktivitäten, Kapazitäten) gesenkt werden kann, wodurch tendenziell kleinere Bauteilwerte benötigt werden, mit denen auch das Gewicht und das Bauvolumen dieser Komponenten sinkt.

Die Auswirkungen dieser Ansätze auf das Kühlsystem sind verschieden und sollen an dieser Stelle nur grob umrissen werden. Option 1 verringert die Halbleiterverluste gegenüber dem Betrieb bei RT, bringt sie aber dennoch zusätzlich in das Kühlsystem ein. Option 2 hingegen setzt darauf, diesen Verlustvorteil durch kleinere und ggf. günstigere Bauteile aufzuwiegen, wodurch mindestens die gleichen Verluste wie bei RT in das Kühlsystem eingebracht werden. Diese Option belastet den Kryostaten also stärker als Option 1. Die Auswirkungen von Option 3 hängen stark von der konkreten Überhöhung der Schaltfrequenz ab, da je nach Überhöhungsfaktor die verringerten Tieftemperatur-(TT-)Verluste teilweise, ganz oder sogar übermäßig kompensiert werden. Entsprechend wird der Kryostat schwächer, gleich oder höher belastet, als dies bei Option 2 der Fall ist.

4.2.3 Wirkungsgradsteigerung

Dieser Ansatz geht davon aus, dass die Halbleiter bei einer ähnlichen Temperaturdifferenz wie im Betrieb bei RT (z. B. $\Delta T = 100\text{ °C} - 20\text{ °C} \approx 373\text{ K} - 293\text{ K} = 80\text{ K}$), dafür aber auf dem Temperaturniveau der Cryo-Kühlung (z. B. $\Delta T = 102\text{ K} - 22\text{ K} \approx -171\text{ °C} - (-251\text{ °C})$) betrieben werden, wodurch geringere Verluste anfallen. Diese geringeren Verluste lassen sich direkt in einen höheren Wirkungsgrad übersetzen und stellen somit die geringste Belastung aller vorgestellten Optionen für den Kryostaten dar. Auch wenn die Schalt- und Durchlassverluste entsprechend der Literaturrecherche potenziell signifikant sinken können, wenn die Halbleiter bei tiefen Temperaturen betrieben werden, so wird die relative Änderung des Gesamtwirkungsgrades dennoch gering ausfallen, da gängige LE bereits heute mit Wirkungsgraden von teils deutlich über 95 % betrieben wird. Bei einer Maschinenleistung im zweistelligen MW-Bereich lassen sich zwar perspektivisch sicherlich einige kW an Verlustleistung reduzieren, die somit als Nutzleistung zur Verfügung stehen, allerdings wird sich der Gesamtwirkungsgrad einer WEA dadurch nicht nennenswert erhöhen lassen.

4.2.4 Designraum

Designraum

Die hier vorgestellten Optionen zeigen jeweils die Extrema auf, die durch eine konsequente Optimierung der LE auf eines der genannten Ziele erreicht werden könnten. Die Betrachtung erfolgte dabei fast ausschließlich aus technischer Sicht, mit der sich entsprechend der beschriebenen Eigenschaften ein Designraum aufspannen lässt, der in Abbildung 4.6 grafisch angedeutet wird.

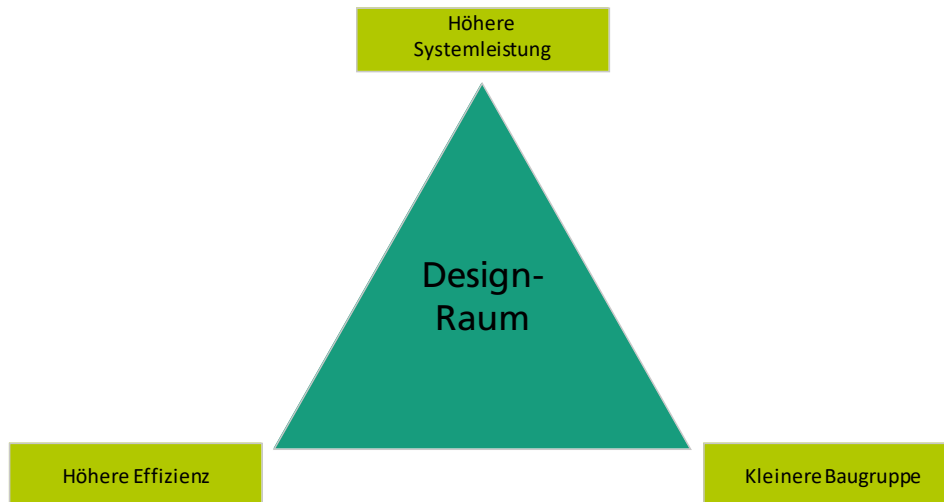


Abbildung 4.6: Designraum für die TT-LE

4.2.5 Auswirkungen auf das Gesamtsystem

Zusätzlich zu dem in 4.2.4 identifizierten Designraum, der relativ streng auf die Leistungselektronik bezogen ist, müssen natürlich stets noch die Auswirkung des Designs auf das Kühlsystem und die Systemkosten berücksichtigt werden, damit die Optimierung eines Systemparameters nicht stark unerwünschte Auswirkungen auf die weiteren technischen und wirtschaftlichen Interessen ausübt.

Hierbei gilt es vor allem zu berücksichtigen, dass die Verlustwärme, die durch die Halbleiter auf dem TT-Niveau des Kryostaten zusätzlich eingebracht wird, auch wieder durch das Kühlsystem aus dem Kühlkreislauf entnommen werden muss. Nach den Untersuchungen des KIT ITEP, die in diesem Projekt gezeigt wurden, müssen diese TT-Verluste mit einem Vielfachen an elektrischer Kühlleistung „bezahlt“ werden, um die kryogenen Temperaturen im Kühlmedium zu erhalten. Je nach Kühlsystem wurden Kühlfaktoren zwischen ca. $5 \leq k_{\text{kühl}} \leq 30$ genannt, was bedeutet, dass für 1 kW Verlustwärme auf TT-Niveau ca. 5 bis 30 kW an elektrischer Kühlleistung bereitgehalten werden muss. Dieser Ansatz wäre aus Gesamtsystemsicht nur dann sinnvoll, wenn die Effizienzverbesserung, die durch den LE-Betrieb bei TT ermöglicht wird, eine Leistungssteigerung des Gesamtsystems zur Folge hat, die diese Kühlleistung übersteigt. Mit dieser Erkenntnis scheiden die Überlegungen aus den Abschnitten 4.2.1 und 4.2.2 für die weiteren Untersuchungen im Wesentlichen aus, da diese Konzepte auf eine reine Ausnutzung der tiefen Temperaturen zur Verbesserung der LE abzielen, nicht jedoch das Gesamtsystem im Blick haben. Einzig das Ziel aus Abschnitt 4.2.3 könnte hier noch relevant sein.

In den folgenden Unterabschnitten wird zunächst allgemein hergeleitet, welche Kriterien aus Sicht des Gesamtsystems erfüllt sein müssen, um den Einsatz einer TT-LE wirkungsgradtechnisch zu rechtfertigen. Anschließend werden die absehbaren Parameter des Projekts SupraGenSys auf diese Kriterien angewandt, um die konkreten Möglichkeiten aufzuzeigen.

4.2.6 Herleitung der Sinnhaftigkeitskriterien für den Einsatz von Tieftemperatur-Leistungselektronik

Herleitung der Sinnhaftigkeitskriterien für den Einsatz von Tieftemperatur-Leistungselektronik

Zur Herleitung der Sinnhaftigkeitskriterien werden zwei hypothetische Systeme (Abbildung 4.7) miteinander verglichen:

1. Ein supraleitender WEA-Generator mit einer herkömmlichen LE bei RT
2. Der identische Generator mit einer TT-LE anstatt der RT-LE

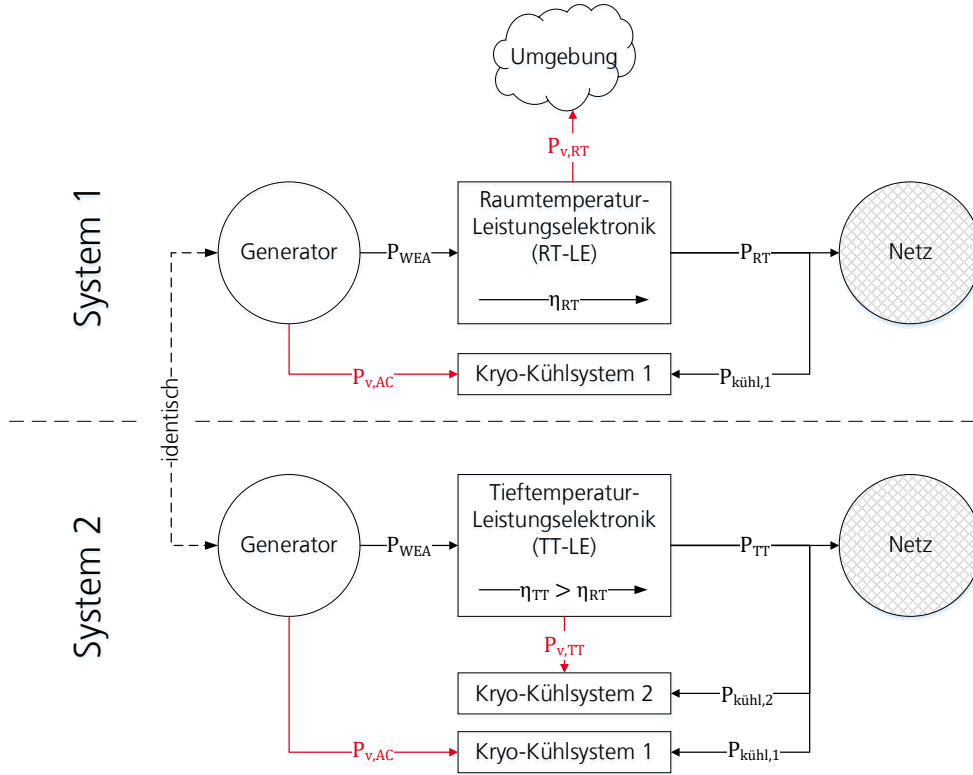


Abbildung 4.7: Vergleich zweier hypothetischer LE-Systeme zur Berechnung der Sinnhaftigkeitskriterien tiefkalter LE

Die Leistung, die am Ausgang der RT-LE in das Netz eingespeist wird, wird mit P_{RT} bezeichnet. Über den Wirkungsgrad η_{RT} lässt sich die Leistung des Generators errechnen:

$$P_{WEA} = \frac{P_{RT}}{\eta_{RT}} \quad (4.1)$$

Die Verluste, die bei Verwendung der RT-LE anfallen, betragen demnach:

$$P_{v,RT} = P_{WEA} \cdot (1 - \eta_{RT}) = P_{RT} \cdot \frac{1 - \eta_{RT}}{\eta_{RT}} \quad (4.2)$$

Mit dem Wirkungsgrad der TT-LE η_{TT} können mit (1) auch die Verluste berechnet werden, die im zweiten System im Kryostaten anfallen:

$$P_{v,TT} = P_{WEA} \cdot (1 - \eta_{TT}) = P_{RT} \cdot \frac{1 - \eta_{TT}}{\eta_{RT}} \quad (4.3)$$

Hierbei ist zu beachten, dass $P_{v,RT}$ (4.2) direkt an die Umgebung abgeleitet werden kann, während $P_{v,TT}$ (4.3) zunächst in einen Kryostaten gelangt, von wo aus sie über das Kühlsystem mit entsprechendem Aufwand aktiv entfernt werden müssen.

Wenn die TT-LE einen höheren Wirkungsgrad aufweist als die herkömmliche LE ($\eta_{TT} > \eta_{RT}$), so fallen im ersten System mehr LE-Verluste an als im zweiten System. Damit kann

eine Bedingung formuliert werden, unter der ein Betrieb der TT-LE gegenüber der RT-LE sinnvoll sein kann. Diese Bedingung kann berechnet werden, wenn die Differenz der Verlustleistungen aus (4.2) und (4.3) betrachtet wird:

$$\begin{aligned}\Delta P_v &= P_{v,RT} - P_{v,TT} \\ &= P_{RT} \cdot \left(\frac{\eta_{TT}}{\eta_{RT}} - 1 \right)\end{aligned}\quad (4.4)$$

Diese Differenz ΔP_v kann als „gewonnene Nutzleistung“ interpretiert werden, die durch die Nutzung der TT-LE nicht mehr in Wärme umgewandelt wird. Somit kann die verfügbare elektrische Leistung am Ausgang der TT-LE auf zwei Wegen berechnet werden:

$$P_{TT} = P_{WEA} \cdot \eta_{TT} = P_{RT} + \Delta P_v \quad (4.5)$$

Damit sich der Einsatz der TT-LE aus der Sicht des Gesamtsystems lohnt, darf die Kühlleistung $P_{kühl}$, die zur Entfernung der LE-Verluste aus dem Kühlmedium notwendig ist, maximal so groß sein wie die „gewonnene Nutzleistung“ ΔP_v :

$$P_{kühl} \leq \Delta P_v \quad (4.6)$$

Die tatsächlich notwendige Kühlleistung $P_{kühl}$ aus (4.6) berechnet sich dabei aus dem Kühlfaktor $k_{kühl}$ und den Kaltverlusten $P_{v,kalt}$:

$$P_{kühl} = k_{kühl} \cdot P_{v,kalt} \quad (4.7)$$

Der Kühlfaktor $k_{kühl}$ ist stark davon abhängig, welche Temperatur das Kühlmedium aufweisen muss und welche Geräte zur Kühlung verwendet werden; er kann nicht allgemeingültig formuliert werden. Aufgrund der Energieerhaltung muss aber zwingend gelten:

$$k_{kühl} > 1 \quad (4.8)$$

Die Kaltverluste $P_{v,kalt}$ setzen sich im zweiten System im Wesentlichen aus den AC-Verlusten der Maschine $P_{v,AC}$ und den Wandlungsverlusten der TT-LE $P_{v,TT}$ (4.3) zusammen. Für diese Untersuchung wird jedoch von einer initial vorhandenen supraleitenden WEA ausgegangen, die bereits durch ein vorhandenes Kühlsystem im supraleitenden Zustand gehalten wird („Kryo-Kühlsystem 1“ in Abbildung 4.7). Für die Bewertung der zwei untersuchten LE-Systeme genügt es deswegen, sich auf die zusätzlichen Kaltverluste durch die TT-LE und die dafür notwendige Kühlleistung $P_{kühl,2}$ zu beschränken und die Maschinenverluste zu ignorieren (4.9). Die Trennung der Maschinen- und LE-Kühlung in Abbildung 4.7 / System 2 dient dabei hauptsächlich anschaulichen Zwecken und soll nicht suggerieren, dass es sich zwangsweise um zwei getrennte Systeme handeln muss.

Aus (4.4), (4.6) und (4.9) kann somit eine kühltechnische Randbedingung für die Sinnhaftigkeit des LE-Betriebs bei TT abgeleitet werden:

$$\begin{aligned}P_{kühl,2} &= k_{kühl} \cdot P_{v,kalt} \\ &= k_{kühl} \cdot P_{v,TT} \\ &= k_{kühl} \cdot P_{RT} \cdot \frac{1 - \eta_{TT}}{\eta_{RT}}\end{aligned}\quad (4.9)$$

$$k_{kühl} \cdot P_{RT} \cdot \frac{1 - \eta_{TT}}{\eta_{RT}} < P_{RT} \cdot \left(\frac{\eta_{TT}}{\eta_{RT}} - 1 \right) \quad (4.10)$$

Daraus folgt mit (4.8):

$$1 < k_{kühl} < \frac{\eta_{TT} - \eta_{RT}}{1 - \eta_{TT}} \quad (4.11)$$

Eine Erfüllung von (4.11) ist demnach streng gekoppelt an die Anforderung:

$$\eta_{TT} > \frac{1 + \eta_{RT}}{2} \quad (4.12)$$

Herleitung der Sinnhaftigkeitskriterien für den Einsatz von Tieftemperatur-Leistungselektronik

Je nach Kühlmedium und Kühlanlage muss die Minimalanforderung nach (4.8) nach oben verschoben werden, um die tatsächlich erreichbaren Kühlfaktoren $k_{kühl}$ abzubilden. Die Menge der möglichen Lösungen nach (4.11) ist beispielhaft in Abbildung

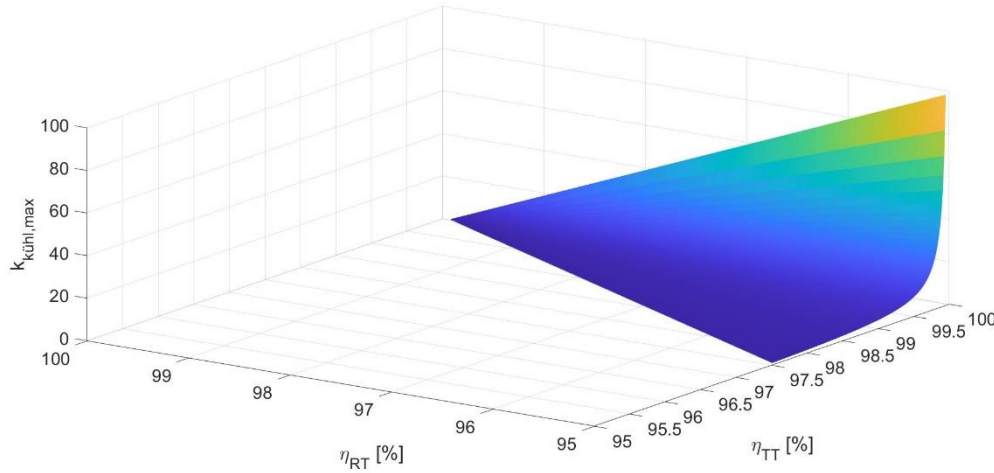


Abbildung 4.8: Sinnvolle Einsatzgebiete kryogener Leistungselektronik anhand der maximal erlaubten Kühlfaktoren $k_{kühl,max}$ nach (4.11) mit $k_{kühl} \geq 1$.

4.8 dargestellt.

Aus der Sicht des Gesamtsystems ist jedoch nicht nur der notwendige Kühlfaktor $k_{kühl}$ relevant, sondern auch das Verhältnis der Kühlleistung $P_{kühl}$ zur Gesamtleistung der WEA P_{WEA} , was als Eigenverbrauch V_E angesehen werden kann:

$$V_E = \frac{P_{kühl,2}}{P_{TT}} = \frac{P_{kühl,2}}{\eta_{TT} \cdot P_{WEA}} \quad (4.13)$$

Durch Einsetzen von (4.1) und 4. (9) ergibt sich:

$$V_E = k_{kühl} \cdot \left(\frac{1}{\eta_{TT}} - 1 \right) \quad (4.14)$$

Diese Beschreibung kann mit (4.11) kombiniert werden, um ein Sinnhaftigkeitskriterium für das Gesamtsystem zu erhalten:

$$V_E < 1 - \frac{\eta_{RT}}{\eta_{TT}} \quad (4.15)$$

Aus wirtschaftlicher Sicht wird der Eigenverbrauch V_E maximal im niedrigen einstelligen Prozentbereich liegen dürfen, um den Betrieb einer supraleitenden WEA wirtschaftlich attraktiv zu gestalten. Je kleiner er ausfällt, desto eher wird eine TT-LE wirtschaftlich attraktiv sein.

Ein Eigenverbrauch von $V_E \approx 5\%$ ist für ein Kryo-Kühlsystem sicherlich zu hoch angesetzt, da damit maximal 95 % der Generatorleistung P_{WEA} einspeisbar wären. Wenn man noch den Wirkungsgrad des Umrichters η_{TT} hinzurechnet, sind für den Eigenverbrauch sicherlich Werte unterhalb von $V_E \approx 1\%$ der Nennleistung anzustreben, um das Gesamtsystem in akzeptablen Effizienzbereichen arbeiten lassen zu können. Es muss also in jedem Fall gelten:

$$V_{E,max} \ll 5\% \quad (4.16)$$

Da bereits heute bei herkömmlichen RT-LE von $\eta_{RT} \geq 95\%$ ausgegangen werden kann und als Voraussetzung dieser Überlegung $1 > \eta_{TT} > \eta_{RT}$ gelten muss, ist (4.16) durch (4.15) implizit erfüllt. Die genaue Definition von $V_{E,max}$ übt dabei natürlich erheblichen Einfluss auf den Lösungsraum aus.

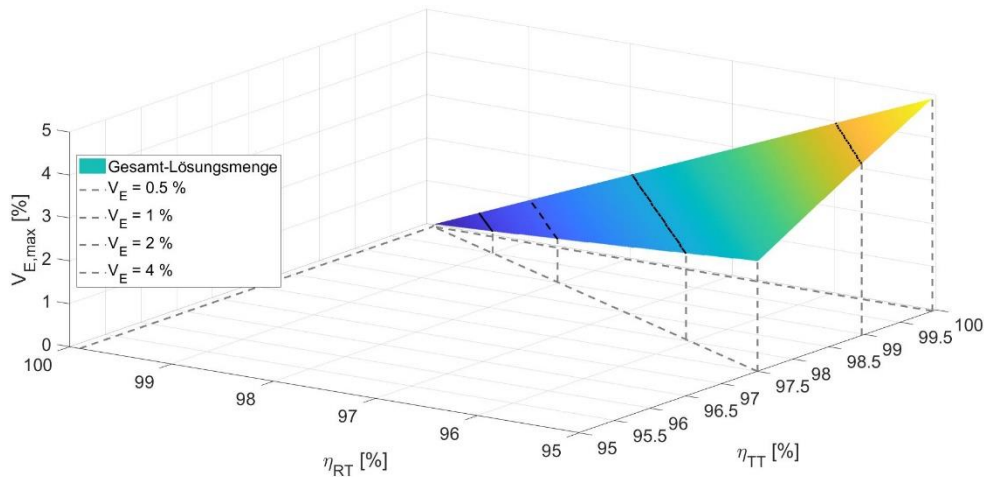


Abbildung 4.9: Sinnvolle Einsatzgebiete kryogener Leistungselektronik anhand des relativen Eigenverbrauchs V_E nach (4.15).

Die anhand von (4.15) errechneten Lösungen zeigt Abbildung 4.9. Darin ist deutlich sichtbar, dass die Anzahl der Anwendungsfelder, in denen eine TT-LE wirtschaftlich sinnvoll ist, erwartungsgemäß mit $V_{E,max}$ abnimmt.

An dieser Stelle ist es wichtig, zu erwähnen, dass (4.15) nicht als Berechnungsvorschrift für den Eigenverbrauch V_E verstanden werden darf. Stattdessen stellt (4.15) die *Bedingung* dar, die von einer TT-LE erfüllt werden muss, damit sie einen Effizienzgewinn für das Gesamtsystem liefern kann. Der tatsächliche Eigenverbrauch für ein konkretes System muss mit (4.9) und (4.13) berechnet und das Ergebnis anschließend mit der Bedingung (4.15) verglichen werden.

Mit (4.12) kann (4.15) auch noch zu einem schärferen Kriterium erweitert werden, welches nur vom Wirkungsgrad der RT-LE abhängt (Abbildung 4.10):

$$V_E < \frac{1 - \eta_{RT}}{1 + \eta_{RT}} \quad (4.17)$$

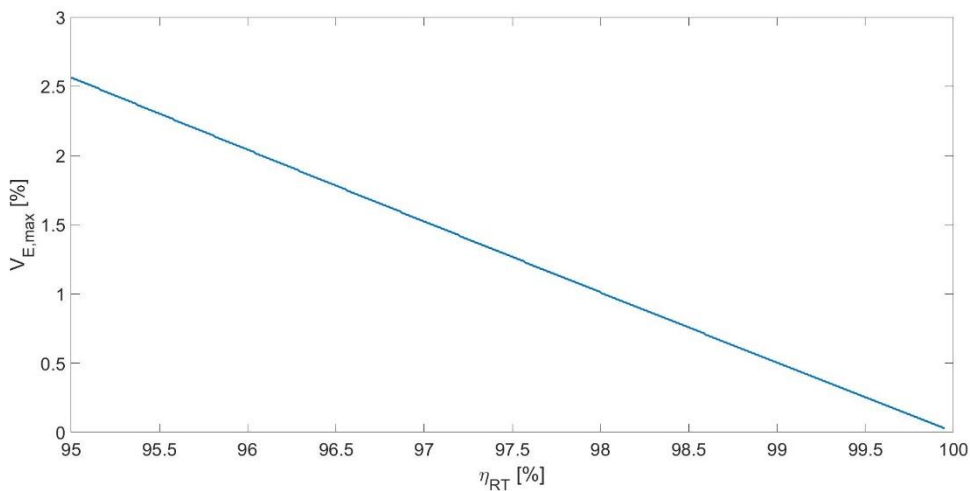


Abbildung 4.10: Maximal erlaubter Eigenverbrauch $V_{E,max}$ in Abhängigkeit des RT-LE-Wirkungsgrads η_{RT} nach (4.17).

Außerdem kann (4.15) auch so umgestellt werden, dass sich für eine gegebene RT-LE ausrechnen lässt, welchen Wirkungsgrad η_{TT} eine TT-LE minimal aufweisen muss, damit dieses Sinnhaftigkeitskriterium erfüllt ist (4.18). Erwartungsgemäß zeigt sich auch hierbei die Anforderung möglichst geringer relativer Eigenverbräuche V_E , um überhaupt praktisch umsetzbare Lösungsmengen zu erreichen (Abbildung 4.11).

$$\eta_{TT} > \frac{\eta_{RT}}{1 - V_E} \quad (4.18)$$

Durch Umstellung von (4.11) kann η_{TT} auch in Abhängigkeit des Kühlfaktors $k_{kühl}$ ausgedrückt werden:

$$\eta_{TT} > \frac{k_{kühl} + \eta_{RT}}{k_{kühl} + 1} \quad (4.19)$$

Die Grenze halbwegs realistisch erreichbarer Wirkungsgrade kann bei ca. $\eta_{TT} = 99,9\%$ gezogen werden, wobei dieser Wert sicherlich nicht einfach zu erreichen ist. Eine Auswertung von (4.19) mit einer Begrenzung der Ergebnisse auf diesen Wert führt zu Abbildung 4.12.

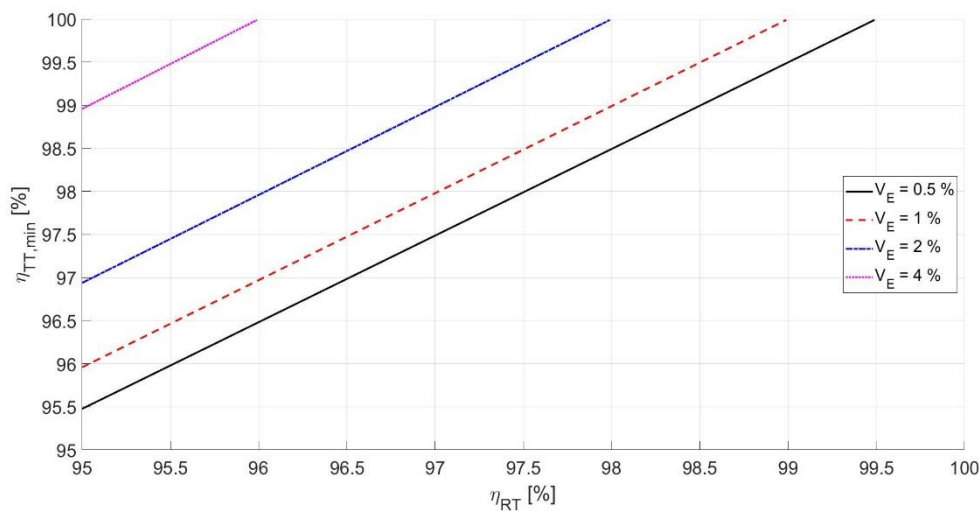


Abbildung 4.11: Minimal notwendiger TT-LE-Wirkungsgrad η_{TT} in Abhängigkeit des RT-LE-Wirkungsgrads η_{RT} für verschiedene relative Eigenverbräuche V_E nach (4.18).

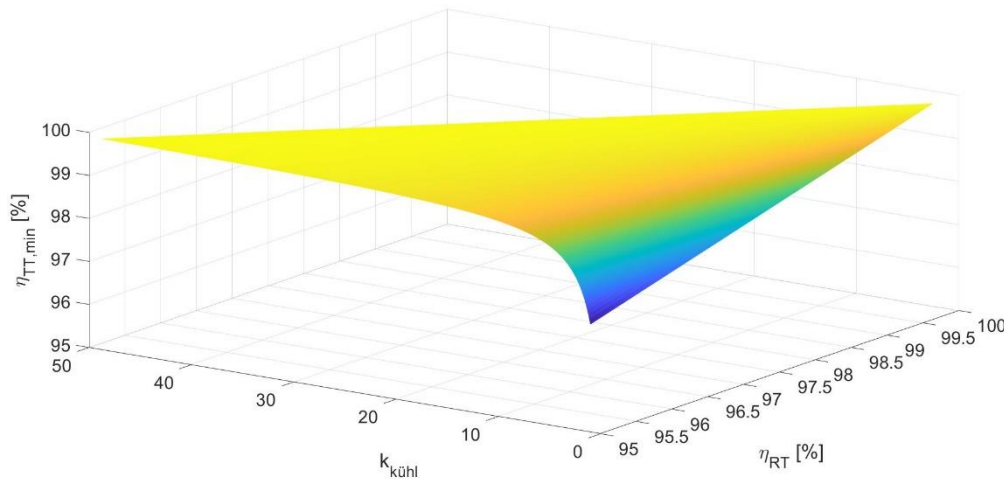


Abbildung 4.12: Minimal notwendiger TT-LE-Wirkungsgrad η_{TT} in Abhängigkeit des RT-LE-Wirkungsgrads η_{RT} und des Kühlfaktors $k_{kühl}$ nach (4.19).

4.2.7 Anwendung der Sinnhaftigkeitskriterien auf das Projekt

Zur Berechnung von $P_{v,TT}$ anhand von (4.3) kann der technisch realisierbare Wirkungsgradbereich einer tiefkalten LE mit $\eta_{TT} \approx 0,98 \dots 0,99$ angesetzt werden, was bei einer WEA mit $P_{WEA} = 10 \text{ MW}$ zusätzlichen LE-Kaltverlusten von $P_{v,TT} \approx 100 \dots 200 \text{ kW}$ entspricht. Tabelle 14 zeigt für diese Werte eine Übersicht des dafür notwendigen Eigenverbrauchs nach (4.14) mit $P_{v,kalt} = P_{v,TT}$, die sich mit den im Projekt theoretisch erreichbaren Kühlfaktoren berechnen lassen (vgl. 4.2.5).

Tabelle 14 Grobe Abschätzung der benötigten Kühlleistung und des daraus resultierenden Eigenverbrauchs nach (4.14) für eine tiefkalte Leistungselektronik einer 10 MW-WEA

	Best Case	Worst Case
η_{TT}	0,99	0,98
$k_{kühl}$	5	30
V_E	5,1 %	61,2 %
$P_{kühl}$	0,51 MW	6,12 MW

Der so berechnete Eigenverbrauch wird in diesen Szenarien also ca. $5 \% \leq V_E \leq 60 \%$ betragen, was dem Kriterium (4.17) (siehe Abbildung 4.10) klar widerspricht. Daraus ist direkt ersichtlich, dass eine TT-LE nur dann eventuell sinnvoll sein kann, wenn der Wirkungsgrad der LE durch die kryogenen Temperaturen auf deutlich über $\eta_{TT} > 99 \%$ gesteigert werden kann, wodurch $P_{v,TT}$ und damit der Eigenverbrauch V_E drastisch reduziert würde. Ein derart hoher Wirkungsgrad wurde in Großanlagen bisher jedoch noch nicht demonstriert. Es kann nicht ausgeschlossen werden, dass er eventuell erreichbar ist, jedoch würde der dafür notwendige Aufwand mit hoher Wahrscheinlichkeit die TT-LE derart verteuern, dass sich die Investition negativ auf die Stromgestehungskosten auswirkt und sich deshalb nicht lohnt.

Dieses Ergebnis wird jedoch durch die Randbedingungen des Projekts stark eingeschränkt. Wenn z. B. in anderen Anwendungen eine Miniaturisierung der LE notwendig ist, in der die Gesamteffizienz eine untergeordnete Relevanz besitzt, so kann

eine tiefkalte LE wieder interessant werden, da sie mit hoher Wahrscheinlichkeit mit wesentlich höheren Schaltfrequenzen betrieben werden kann, als es bei RT der Fall ist. Durch diese höheren Frequenzen können wiederum große, schwere und teure passive Bauteile kleiner dimensioniert werden, was nennenswert Bauraum einsparen wird. Im Projekt SupraGenSys jedoch sind das Gewicht und auch ihre Kosten der LE im Vergleich zur Gesamtmasse und -investitionssumme einer MW-WEA sehr gering. Die Mehrkosten der aufwändigeren Kühlanlage einschließlich Kryostat sowie der höhere Eigenverbrauch einer supraleitenden MW-WEA könnten wahrscheinlich nicht durch die geringeren Anschaffungskosten der TT-LE kompensiert werden.

Eine Untersuchung von Halbleitern und LE-Baugruppen bei nicht-kryogenen, tiefen Temperaturen (bis ca. -80 ... -100 °C) ist im Projekt SupraGenSys dennoch weiterhin sinnvoll, weil diese Komponenten in einer supraleitend WEA durch die Kabelverbindungen zur tiefkalten Maschine vermutlich kälter betrieben werden, als es in einer herkömmlichen WEA der Fall wäre. Dabei ist es nicht zwingend notwendig, die Halbleiter bis auf die Temperatur des kryogenen Kühlmediums abzukühlen, weil sie einerseits durch ihre internen Verluste, andererseits durch den Wärmeeintrag aus der Umgebung erwärmt werden. Insbesondere Aspekte der Betriebssicherheit bedürfen in diesem Zusammenhang einer eingehenden Untersuchung, da durch die extremen Temperaturunterschiede thermomechanische Spannungen im Halbleiter zu erwarten sind, die ggf. die Spannungsfestigkeit und/oder weitere Eigenschaften beeinflussen können. Auch die Betauung und/oder Frostbildung an spannungsführenden Bauteilen gilt es dabei zu beachten.

Anwendung der
Sinnhaftigkeitskriterien auf das
Projekt

5 Experimentelle Voruntersuchungen (AP 4)

.....
Anwendung der
Sinnhaftigkeitskriterien auf das
Projekt
.....

5.1 AC-HTS-Spulenaufbau und Charakterisierung (AP 4.1)

Zusammen mit der Erstellung eines *Basisentwurfs* sind den Projektpartnern wesentliche Informationen bereitgestellt worden. Mit diesem Entwurf sind genaue Spulenmaße definiert. Diese Informationen werden ergänzt mit einem numerischen Berechnungsmodell in FEMAG-DC [24] und einem Dokument, in welchem alle wesentliche Informationen zusammengetragen sind.

Das 2D-Modell wurde genutzt, um genaue Aussagen zur Feldverteilung innerhalb der Statornut zu treffen, wodurch auch die Feldverteilung innerhalb der Spulen betrachtet werden kann. Dieses Simulationsmodell steht den Projektpartnern im *.iges Format und *.dxf-Format zur Verfügung, um einen bestmöglichen Austausch der Informationen zu gewährleisten. In Abbildung 5.1 und Abbildung 5.2 sind dreidimensionale Modellierungen der Spulen dargestellt.

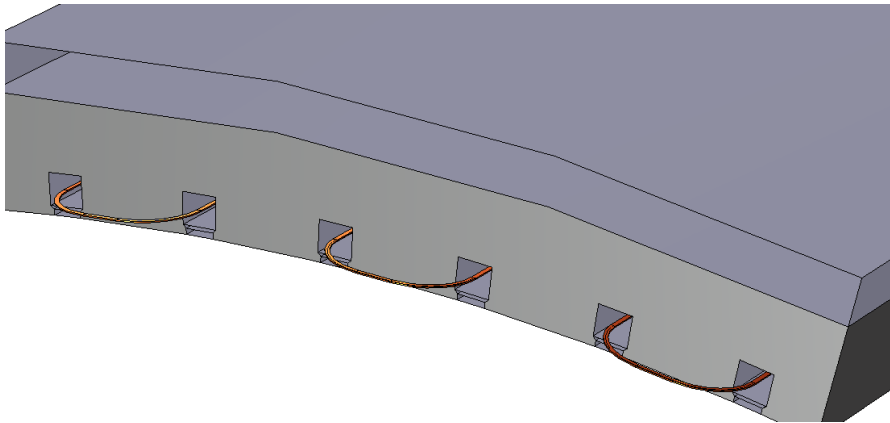


Abbildung 5.1 3D Modellierung der Statorwicklung mit Racetrackspulen

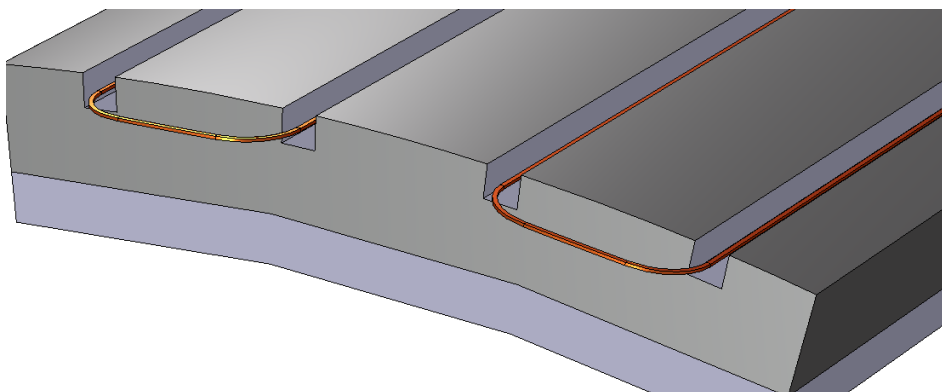


Abbildung 5.2 3D Modellierung der Rotorwicklung mit Racetrackspulen

5.2 Leistungshalbleiter und Stromrichter (AP 4.2)

Erweiterung	des
Leistungshalbleiterprüfstands	
(Schaltzelle)	für tiefe
Temperaturen	

5.2.1 Erweiterung des Leistungshalbleiterprüfstands (Schaltzelle) für tiefe Temperaturen

Kryogene Temperaturen um 100 K können nicht mehr mit herkömmlichen Klimakammern wie z. B. [6] hergestellt werden, da diese Kammern lediglich Minimaltemperaturen von -72 °C ($\approx 200\text{ K}$) anbieten, was weit oberhalb der relevanten kryogenen Temperaturen liegt. Solch niedrige Werte werden üblicherweise mittels verflüssigtem Stickstoff (Liquid Nitrogen, LN_2) realisiert, das eine Siedetemperatur von 77 K aufweist. Noch tiefere Temperaturen können mit verflüssigtem Wasserstoff (Liquid Hydrogen, LH_2) bei 20 K oder mit verflüssigtem Helium (Liquid Helium, LHe) bei 4 K erreicht werden, wofür jedoch ein erheblich höherer Herstellungsaufwand notwendig ist.

Wie bereits in Kapitel 4.2 dargelegt wurde, sind LH_2 - und LHe -Temperaturen nicht zwangsweise mit einer Verbesserung der Halbleitereigenschaften verbunden. Im Gegenteil scheinen Temperaturen um 100 K bei den meisten Halbleitern verbesserte Eigenschaften zu ermöglichen [3]. Abgesehen davon ist zumindest bei der Nutzung von LH_2 davon auszugehen, dass die verwendeten Materialien der Wasserstoffversprödung unterliegen [7] und somit ihre Widerstandsfähigkeit gegen mechanische Belastung sinkt. So oder so sind solche tiefen Temperaturen mit hohem organisatorischen und technischen Aufwand verbunden, da bei der Handhabung kryogener Flüssigkeiten auf ausreichende Schutzmaßnahmen sowohl für das Laborpersonal als auch für die verwendeten Laborgeräte geachtet werden muss. Ein weiterer wichtiger Aspekt solcher Versuche betrifft die Kondensation von Luftfeuchtigkeit an kalten Oberflächen, die an Halbleitermodulen durch Betauung oder Frostbildung zu Kurzschlüssen führen kann. Diese drei Problemstellungen werden in den folgenden Abschnitten näher betrachtet.

Weiterhin ist es sinnvoll, die Halbleiter nicht nur bei einer fixen kryogenen Temperatur zu vermessen, da sie sich im Normalbetrieb erwärmen und somit ihre Betriebseigenschaften verändern (vgl. Abschnitt 4.2). Es muss also eine Vorrichtung entwickelt werden, mit der die Temperatur der zu vermessenden Halbleiter mit vertretbarem Aufwand in einem weiten Temperaturbereich zwischen dem kryogenen Kühlmedium und der Raumtemperatur eingestellt werden kann.

5.2.2 Personenschutz beim Arbeiten mit kryogenen Kühlmitteln

Die wesentlichen Gefahren kryogener Kühlmittel werden beispielsweise vom Industriegaseverband e.V. in [8] dargestellt.

Kryogene Kühlmittel können für Menschen direkte Schäden nach sich ziehen, wenn sie ohne geeignete persönliche Schutzausrüstung (PSA) mit der Haut in Kontakt kommen oder wenn Gegenstände berührt werden, die durch sie auf kryogene Temperaturen gekühlt wurden. In diesen Fällen drohen Erfrierungen, die je nach Expositionsfläche, –dauer und –intensität schwere Kälteverbrennungen nach sich ziehen können. Weiterhin sind sekundäre Beeinträchtigungen wie z. B. Schocks oder weitere Verletzungen durch Schreckreaktionen möglich.

Indirekte Gefahren entstehen, wenn eine große Menge des Kühlmittels verdampft und keine geeignete Frischluftdurchmischung des Versuchsortes gewährleistet ist. Da die verdampfenden Gase immer noch kälter sind als die umgebende Raumluft und somit tendenziell eine höhere Dichte aufweisen, sammeln sie sich am Boden und verdrängen die dort vorhandene Raumluft inkl. ihres Sauerstoffanteils. Es droht eine unbemerkte Sauerstoff-Unterversorgung des menschlichen Gehirns, die in schweren Fällen zur Bewusstlosigkeit und in extremen Fällen sogar zum Tod durch Erstickten führen kann. In [8] wird explizit auf das extreme Verhältnis von flüssigem zu gasförmigem LN_2 hingewiesen:

„Beim Verdampfen entstehen aus 1 Liter LIN ca. 700 Liter gasförmiger Stickstoff.“

Diesen Gefahren muss am Versuchsort durch TT-geeignete PSA und durch eine ausreichende Belüftung begegnet werden, die idealerweise um geeignete Sensoren zur Messung der Sauerstoffsättigung der Raumluft am Boden und um davon gesteuerte Warnmelder ergänzt wird.

Geräteschutz beim Arbeiten mit
kryogenen Kühlmitteln

5.2.3 Geräteschutz beim Arbeiten mit kryogenen Kühlmitteln

Kryogene Temperaturen versetzen mechanische Bauteile unter thermomechanische Spannung, die durch die materialabhängige thermische Ausdehnung erzeugt werden. Hier ist auf eine geeignete Materialauswahl und eine thermische Isolation zu achten, um empfindliche Bauteile nicht zu beschädigen und außerdem die Verdampfungsrate des Kühlmittels zu minimieren.

Elektrische Bauteile, insb. Messgeräte, werden ebenfalls von tiefen Temperaturen beeinflusst, da sie üblicherweise nur in einem bestimmten Temperaturbereich kalibriert werden. Wird ein Messgerät außerhalb dieses Fensters betrieben, so übernimmt der Hersteller keine Garantie für die Richtigkeit und Präzision der aufgezeichneten Messwerte. Es sollte also nach Möglichkeit darauf geachtet werden, solche Messgeräte oberhalb der kryogenen Testumgebung zu platzieren, um sie nicht mit dem Kühlmittel – flüssig oder gasförmig – in Kontakt kommen zu lassen. Auch sind berührungslose Messverfahren tendenziell zu bevorzugen, da sie eine Temperaturabsenkung des Messgeräts durch Wärmeleitung verringern. Besonders bei der Messung elektrischer Größen ist dies jedoch meist nicht möglich, da hierzu zwangsweise eine mechanische Verbindung zwischen der Messstelle und dem Messgerät hergestellt werden muss.

Wenn eine solche Kaltverbindung unvermeidlich ist, so sollte zumindest vorab untersucht werden, wie sich die verwendeten Sensoren und Tastköpfe unter dem Einfluss tiefer Temperaturen verhalten. Dies kann z. B. durch eine vergleichende Messung ihrer Impedanz im Kryostat und bei Raumtemperatur erfolgen.

5.2.4 Kondensation und Frostbildung am Prüfkörper

Wenn Raumluft abgekühlt wird, steigt ihre relative Luftfeuchte bis zu dem Punkt, an dem der enthaltene Wasserdampf an kalten Oberflächen kondensiert oder sich bei sehr tiefen Temperaturen sogar direkt als Frost ablagert. Eine solche Wasserablagerung / Frostbildung – im Folgenden zusammenfassend als Betauung bezeichnet – ist für elektrische Anlagen und Bauteile problematisch. Durch die Betauung wird die Leitfähigkeit entlang der Bauteiloberflächen erhöht, was im Betrieb zu größeren Kriechströmen und in der Folge zu einer verringerten Spannungsfestigkeit führt. Die in diesem Projekt relevanten Halbleiter weisen bei tiefen Temperaturen also nicht nur materialbedingt eine geringere Sperrspannung auf sondern werden darüber hinaus auch noch von der Betauung beeinflusst. Während der erste Effekt materialspezifisch und ohne eine Veränderung des Herstellungsprozesses nicht zu beeinflussen ist, kann die Betauung durch geeignete Maßnahmen vermieden bzw. verringert werden.

5.2.4.1 Ausheizung der Kühlkammer

Die relative Luftfeuchtigkeit kann verringert werden, indem die Kammer vor der Abkühlung zunächst aufgeheizt und mit einem trockenen Gas gefüllt wird. Wird dem Gas-Luft-Gemisch eine Möglichkeit gegeben, aus der Kammer auszuströmen, so wird effektiv Luftfeuchtigkeit aus der Kammer entzogen. Versiegelt man die Kammer anschließend luftdicht und kühlt sie durch Einleitung des Kühlmittels ab, so kann weniger Wasserdampf am Prüfkörper kondensieren, als es beim direkten Abkühlen von Raumtemperatur aus der Fall wäre. Ein gewisses Maß an Restfeuchte lässt sich mit diesem Verfahren jedoch nicht vermeiden. Es ist zu beachten, dass sich innerhalb der Kammer durch das Abkühlen ein Unterdruck einstellt, der von der Dichtung und der Kammer ausgehalten werden muss.

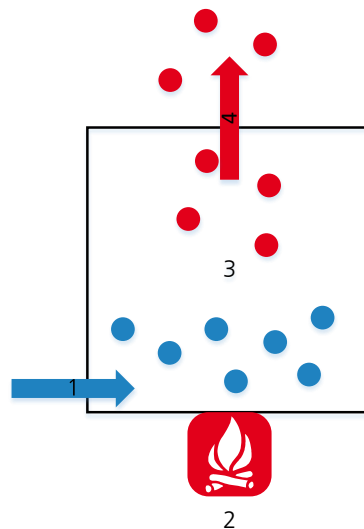


Abbildung 5.3: Ausheizung der Kühlkammer. Trockenes Gas wird in die Kühlkammer eingeleitet (1) und von einer Heizung (2) erwärmt, wodurch es sich ausdehnt, in der Kühlkammer (3) nach oben steigt und Feuchtigkeit aufnimmt. Das warme, feuchte Luft-Gas-Gemisch entweicht in die Umgebung (4), woraufhin die Kammer abgedichtet und abgekühlt wird.

5.2.4.2 Kontrollierte Kondensation der Luftfeuchtigkeit

Eine Abwandlung des Ansatzes aus Abbildung 5.3 stellt die kontrollierte Kondensation der Luftfeuchtigkeit innerhalb der Kammer dar. Dafür wird die Kammer zunächst auf Raumtemperatur belassen und über eine Kondensationsplatte – ggf. mit Hilfslüfter – die Raumluft lokal abgekühlt, sodass der Wasserdampf an der Platte kondensiert und in flüssiger Form aus der Kammer geleitet werden kann. Ist die Luftfeuchtigkeit ausreichend abgesunken, so wird der Auslass abgedichtet und das Kühlmittel in die Kammer eingeleitet.

5.2.4.3 Evakuierung der Kühlkammer

Eine Effektive, wenn auch aufwändige Möglichkeit, die Luftfeuchtigkeit aus der Kammer zu entfernen, ist die möglichst vollständige Evakuierung der Luft. Mit ihr wird auch der Wasserdampf entfernt, der folglich nicht mehr zur Kondensation zur Verfügung steht. Dieser Ansatz erfordert eine vakuumtaugliche Abdichtung der Kühlkammer, bietet aber die geringstmögliche Betauung. Durch die unvermeidliche Erwärmung der Kammer nach dem Einleiten des Kühlmittels wird dieses verdampfen und den Unterdruck in der Kammer verringern. Da es sich dabei aber um reines Gas handelt, muss die Vakuumpumpe nach der Kühlmittelleinleitung nicht zwangsweise weiter betrieben werden.

5.2.4.4 Verdrängung der Raumluft durch trockenes Gas

Wasserdampf kann ebenfalls daran gehindert werden, am Prüfkörper zu kondensieren, indem die ihn enthaltende Luft durch ein trockenes Gas verdrängt wird. Dabei kann z. B. der in Abschnitt 5.2.2 aus [8] zitierte Effekt genutzt werden, durch den beim Verdampfen einer kryogenen Flüssigkeit große Mengen an Gas freigesetzt werden. Um das Luftvolumen eines Würfels mit einer Kantenlänge von 30 cm mit Stickstoffgas zu füllen, müsste demnach nur ca. 39 ml LN₂ verdampft und in einer geeignet konstruierten Kammer aufgefangen werden. Ein solcher Aufbau wäre mit keiner besonderen Anforderung an die Druckfestigkeit der Kammer verbunden und könnte sogar ohne

Deckel bei Normaldruck betrieben werden. Es muss lediglich darauf geachtet werden, dass möglichst wenig Gas aus der Umgebungsluft durch Verwirbelungen in die Kühlkammer eingebracht wird, da der darin enthaltene Wasserdampf sofort zur Betauung führen würde.

Temperatureinstellung der Prüfkörper

5.2.5 Temperatureinstellung der Prüfkörper

Wie bereits in Abschnitt 4.1 angedeutet wurde, muss eine geeignete Lösung gefunden werden, um die Temperatur des zu untersuchenden Halbleiters auf Werte zwischen LN₂ (77 K / -196 °C) und Raumtemperatur (293 K / 20 °C) einzustellen. Hierbei muss berücksichtigt werden, dass sich dafür im Vergleich zu üblichen Anwendungen die Rollen von Wärmequelle und -senke vertauschen.

In Standardanwendungen wird der Halbleiter durch seine Verluste eine höhere Temperatur als die Umgebung annehmen, weswegen sich ein Wärmestrom aus ihm hinaus in die Umgebung einstellt, der kühlende Wirkung zeigt. Hier jedoch weist die Umgebung eine tendenziell sehr viel höhere Temperatur als der Halbleiter auf, wodurch er passiv erwärmt wird.

Prinzipiell können zwei Methoden angewandt werden, um eine Halbleitertemperatur über LN₂-Niveau einzustellen: Eine aktive Temperierung mittels einer Hilfsheizung oder eine passive Temperierung durch die Ausnutzung der Umgebungswärme.

5.2.6 Aktive Temperierung durch eine Hilfsheizung

Ausgehend von der Situation, dass sich der Halbleiter bereits innerhalb der Kühlkammer auf LN₂-Temperatur befindet, kann seine Temperatur durch die aktive Einbringung von Wärme erhöht werden.

Dazu kann eine zusätzliche Hilfsheizung in die Kammer eingebaut werden, die über geeignete Montagepunkte mit dem Halbleiter in Kontakt steht und die über ihre Heizleistung einen Wärmestrom erzeugt, der die Temperatur des Halbleiters erhöht. Alternativ können aber auch die inhärent verlustbehafteten Eigenschaften des Halbleiters selbst verwendet werden, um direkt an der relevanten Stelle, nämlich direkt im aktiven Teil des Halbleiters („Junction“), das Bauteil zu erwärmen. Hierzu können beispielsweise die Vorwärtsleitverluste verwendet werden, die bei MOSFETs durch den parasitären Einschaltwiderstand $R_{DS,on}$ und bei IGBTs und Bipolartransistoren durch die Sättigungsflussspannung $U_{CE,Sat}$ bestimmt werden:

$$P_{V,MOSFET} = R_{DS,on} * I_D^2 \quad (5.1)$$

$$P_{V,IGBT} = U_{CE,Sat} * I_D \quad (5.2)$$

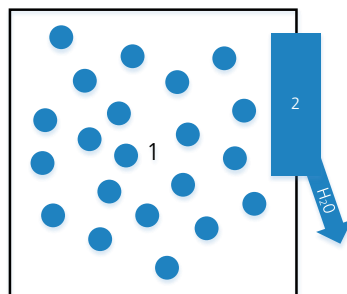


Abbildung 5.4: Die Kühlkammer (5.1) wird um eine Kondensationsplatte (5.2) ergänzt, an der die Luftfeuchtigkeit kondensiert.

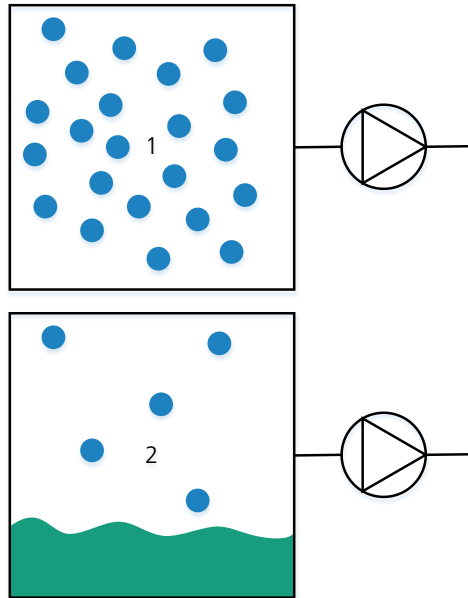


Abbildung 5.5: Die abgedichtete Kühlkammer wird an eine Vakuumpumpe angeschlossen (5.1), wodurch die Luft und der in ihr enthaltene Wasserdampf aus der Kammer entfernt wird. Anschließend wird das Kühlmittel in die evakuierte Kammer eingelassen (5.2).

Gleichfalls kann die Wärme über die parasitären Body-Dioden eingebracht werden, indem der Halbleiter über eine stromgeregelter Quelle mit einer negativen Spannung beaufschlagt wird:

$$P_{V,D} = U_D \cdot I_D \quad (5.3)$$

Beide Herangehensweisen – externe Heizung und Verlustwärmeerzeugung im Halbleiter – sind technisch umsetzbar und nicht sonderlich kompliziert, weisen jedoch spezifische Vor- und Nachteile auf. Beiden Optionen ist gemein, dass sie durch ihren zusätzlichen Wärmeeintrag dazu beitragen, dass das Kühlmittel schneller verdampfen wird. Dafür ermöglichen sie jedoch beide eine schnellere Einstellung der gewünschten Probentemperatur, was eine schnellere Abfolge von Tests bei verschiedenen Temperaturen erlauben könnte.

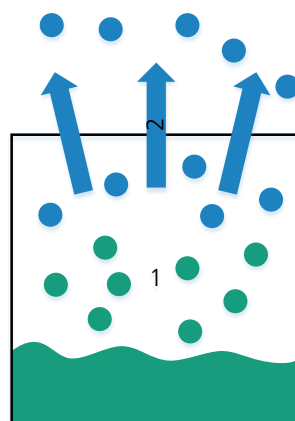


Abbildung 5.6: Das Kühlmedium verdampft in der Kammer (5.1) und verdrängt durch seine höhere Dichte die feuchte Raumluft, die daraufhin aus der Kammer austritt (5.2).

Der Aufwand für die Option mit einer zusätzlichen Heizung ist im Vergleich zur Eigenheizung des Halbleiters höher, da ein zusätzliches Bauteil eingefügt und

angeschlossen werden muss. Dafür ist es mit einem Heizblock wesentlich einfacher, die erreichte Temperatur zu messen, da es in einem solchen Block erheblich einfacher ist, einen entsprechenden Temperaturfühler unterzubringen. Dieser Vorteil besteht aber natürlich nur dann, wenn im Halbleitergehäuse nicht sowieso schon ein Temperatursensor verbaut ist, der im Zweifelsfall aufgrund der Nähe zur Junction zu bevorzugen ist.

In beiden Fällen kann die Junction-Temperatur T_J nicht direkt gemessen werden, sondern immer nur die Temperatur in ihrer Nähe. Es gibt zwar die Möglichkeit, über vorherige Referenzmessungen bestimmter Halbleitereigenschaften auch während des Tests auf T_J zu schließen, diese wären aber für jeden Halbleiter für viele Temperaturen bis hin zur minimal gewünschten Temperatur notwendig, bevor die eigentlichen Tests beginnen können. Der Aufwand wäre also im Vergleich zum Nutzen unverhältnismäßig hoch.

5.2.7 Passive Temperierung durch die Umgebungswärme

Der Wärmestrom aus der Umgebung, der in den Halbleiter hineingelangt, kann zu dessen Temperatureinstellung benutzt werden, wenn eine Möglichkeit gefunden wird, die eine kontrollierte Veränderung der Bauteiltemperatur zulässt.

Um das zu erreichen, bieten sich wiederum zwei Möglichkeiten an. Es kann über eine geeignete Füllstandsregelung die Menge des Kühlmittels beeinflusst werden, die in der Kühlkammer vorhanden ist, wodurch sich die Nähe des Halbleiters zum Kühlmittel und somit auch seine thermische Kopplung daran verändert. Alternativ kann nach der Durchführung aller Tests bei einer bestimmten Temperatur die Anbindung des Halbleiters an die Umgebung mechanisch verändert werden, indem z. B. seine Position in der Kammer verändert wird. Eine Kombination dieser beiden Optionen kommt natürlich ebenfalls in Betracht.

Für beide Ansätze ist es notwendig, dass der Prüfling einen thermischen Kontakt zur Umgebung erhält, da sich seine Temperatur sonst nur in einem sehr engen Wertebereich oberhalb der Kühlmitteltemperatur verändern würde. Gleichzeitig ist aber auch ein Kontakt zum Kühlmittel notwendig, damit der Prüfling auch die gewünschten tiefen Temperaturen erreichen kann. Diese Eigenschaften können beispielsweise durch eine Konstruktion erreicht werden, bei der die Probe an einem Gestell montiert wird, das wiederum an einem thermisch nicht isolierten Deckel befestigt ist und das beim Schließen des Deckels in die Kühlflüssigkeit innerhalb der Kammer hineinragt. Durch die Menge bzw. den Füllstand des Kühlmittels kann kontrolliert werden, wieviel Wärme dem Deckel entzogen wird. Gleichzeitig kann über eine geeignete Konstruktion des Gestells, beispielsweise mittels Lochblechen, eine Höhenverstellung der Probe realisiert werden, sodass beide erwähnten Einstellmöglichkeiten verfügbar werden.

Dieses Konzept wurde mit der Simulationssoftware *femm* überprüft, das für die Berechnung des Wärmestroms und der Temperaturverteilung in einem vereinfachten 2D-Modell verwendet wurde. Das Modell und das FEM-Netz sind in Abbildung 10.14 2D-Modell und FEM-Netz der *femm*-Berechnung dargestellt. Sämtliche Materialblöcke werden darin mit ideal glatten Oberflächen berechnet, außerdem ist zwischen den mit Stickstoffgas gefüllten Räumen kein Gasaustausch zueinander möglich. Sämtliche Gase werden als ideal stillstehend angenommen, sodass keine Konvektion stattfindet und nur die Wärmeleitung der Gase berücksichtigt wird. Die Wärmeleitfähigkeit sämtlicher Medien wird aus den im Programm hinterlegten Daten entnommen, für die nicht bekannt ist, ob sie bei tiefen Temperaturen zutreffend sind.

Diese vereinfachte Simulation dient somit nicht der exakten Auslegung der Kühlkammer, sondern soll lediglich das Konzept qualitativ validieren. Nimmt man die Umgebung mit einer Temperatur von 293 K und das LN_2 mit 77 K an, so berechnet das Programm die eingeschwungene Temperaturverteilung in Abbildung 10.15. Darin ist ersichtlich, dass die Probe, die in Anlehnung an ein Halbleitermodul durch den Aluminiumnitrid-(AlN)-Block repräsentiert wird, mit einer Temperatur von ca. 149 K deutlich oberhalb der Kühlmitteltemperatur liegt.

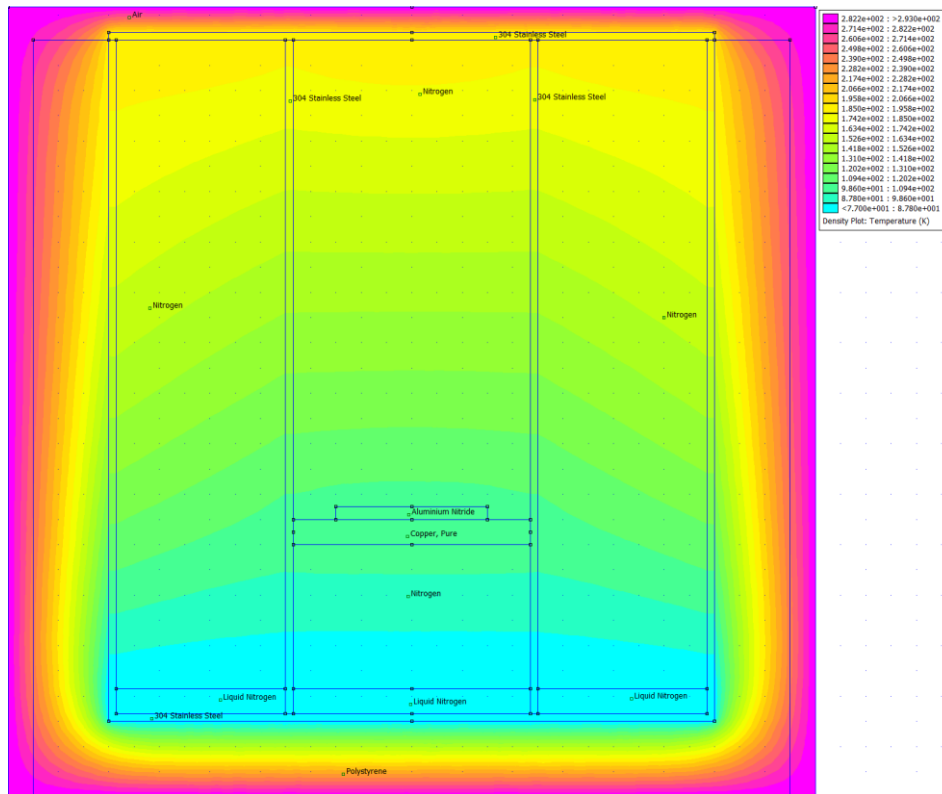


Abbildung 5.7: Berechnete Temperaturverteilung mit einer veränderten Probenposition.

Auch die Veränderung der Probenposition wurde untersucht, was in Abbildung 5.7 dargestellt ist. Darin erreicht der AlN-Block ca. 104 K, was eine effektive Temperatureinstellung zu ermöglichen scheint. Weitere Simulationen, die hier aus Platzgründen nicht gezeigt werden, legen nahe, dass auch die Füllstandsveränderung des Kühlmittels die Probentemperatur wie erwartet beeinflussen kann, wenn auch in wesentlich geringerem Umfang, als dies durch eine Positionsveränderung der Probe der Fall ist. Außerdem wird durch eine höhere Befüllung die Verteilung der Temperatur gestaucht und in Richtung Deckel verschoben, was den einstellbaren Bereich einschränkt. Es kann aber anscheinend ein größerer Temperaturbereich zwischen dem Kühlmittel und dem Deckel ermöglicht werden, wenn das Gestell, an dem die Probe montiert wird, aus einem thermisch schlecht leitfähigen Material hergestellt wird. Begrenzend ist hier lediglich die Toleranz des verwendeten Materials gegenüber kryogenen Temperaturen, bei denen es eine gewisse Mindeststabilität behalten muss.

5.3 Umsetzung des Prüfstands und Bereitstellungen von Messungen

5.3.1 Aufbau und Entwurf des Prüfstands

Unter Berücksichtigung der Arbeitsergebnisse aus AP 3.1 und 3.2 wurde ein Prüfstand konzipiert, mit dem Leistungshalbleiter, die mit der „Restkälte“ des kryogenen Kühlmittels der Maschine gekühlt werden sollen, in einer kontrollierten Laborumgebung bei erwartbaren Temperaturen bis zu $-80\text{ }^{\circ}\text{C}$ hinsichtlich ihres Betriebsverhaltens untersucht werden können. Dieses Konzept besteht neben der elektrischen Messtechnik aus sechs Kernkomponenten (Abbildung 5.8):

1. Eine luftdichte Kühlkammer mit Überdruckventilen, in der der Prüfkörper montiert wird
2. Ein Kühlaggregat, das ein Kühlmedium (Thermo-Öl) auf Temperaturen von -80 °C bis $+175\text{ °C}$ temperieren kann
3. Eine Stickstoffflasche, mit der der Innenraum der Kühlkammer mit trockenem Stickstoffgas gefüllt wird, um eine Betauung / Vereisung des Prüfkörpers zu vermeiden
4. Eine Wärmeübertragerplatte, auf der die Leistungshalbleiter montiert werden und die vom Kühlmedium des Kühlaggregats durchflossen wird
5. Luftdichte Kabelverschraubungen, um die notwendigen Mess- und Steuerleitungen des Prüfstands in die Prüfkammer hineinzuführen
6. Messgeräte zur Überwachung der Innenraumtemperatur und -luftfeuchte

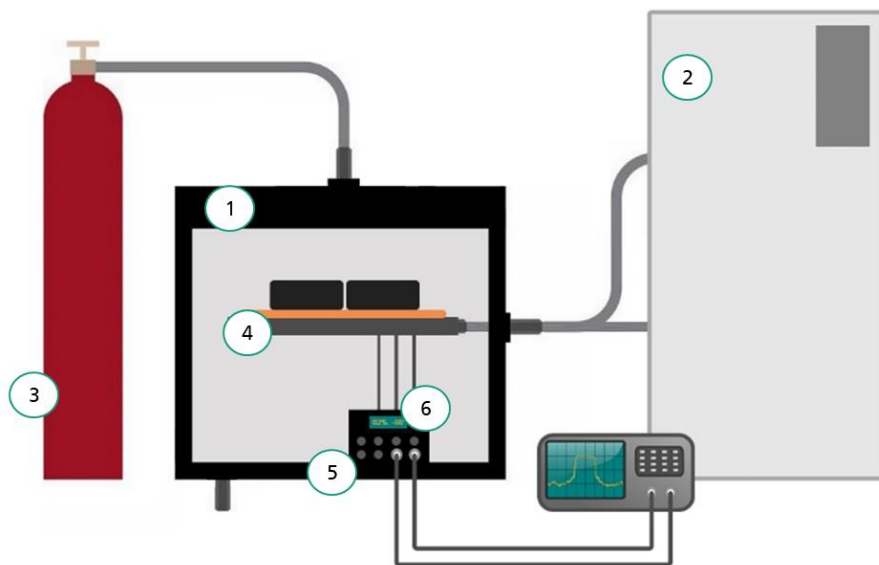


Abbildung 5.8: Konzept der Temperierung von Leistungshalbleitern auf Temperaturen von bis zu -80 °C

Dieser Aufbau ist dafür konzipiert, in einen bereits bestehenden Halbleiterprüfstand (Abbildung 5.9) integriert zu werden. Die notwendigen Umbaumaßnahmen am Prüfstand, z. B. Durchführungen für die Gas- und Kühlmittleitungen, wurden durchgeführt und entsprechende Geräte und Materialien für den Aufbau beschafft. Dazu zählt insb. das Kühlaggregat „Huber Unistat 815w“, eine Metallkammer, in die nachträglich Dichtelemente und ein Sichtfenster eingefügt wurden (Abbildung 5.10) sowie die notwendigen, thermisch isolierten Kühlmittelschläuche, Gasleitungen etc. Außerdem wurden notwendige Hilfsaggregate, z. B. eine Umwälzpumpe für die Wasserkühlung des Kühlaggregats, beschafft und zusammengesetzt.

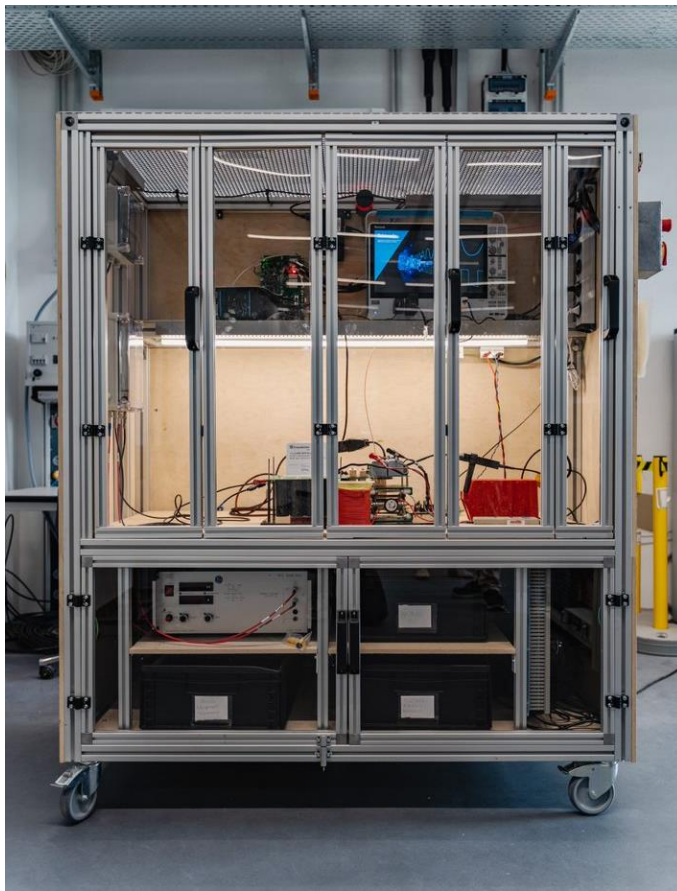


Abbildung 5.9: Vorhandener Halbleiterprüfstand am Fraunhofer IEE



Abbildung 5.10: Aufbau der Prüfkammer im Labor

Eine funktionierende Wasserkühlung ist eine zwingende Voraussetzung, um das Kühlaggregat betreiben zu können, da im Betrieb viel Wärme abgeführt werden muss. Eine entsprechende Anschlussstelle ist im Instituts-Neubau des Fraunhofer IEE vorhanden, konnte allerdings auch nach Bezug des Gebäudes im Mai 2022 wegen diverser Bauverzögerungen nicht rechtzeitig für die Untersuchungen im Projekt in Betrieb genommen werden.

5.3.2 Bereitstellung von Messdaten

Bedingt durch diesen Umstand wurden vorhandene Messdaten aus einem anderen Projekt herangezogen, um zumindest die Schnittstelle zwischen den Messdaten und dem Auslegungstool implementieren zu können. Dieses Vorgehen ist möglich, da die Messdaten des Prüfstands unabhängig von der eingestellten Temperatur als maschinenlesbare CSV-Dateien abgespeichert werden, deren Struktur sich durch das Kühlkonzept nicht ändert.

Der Prüfstand vermisst die Schalt- und Leitverluste der untersuchten Halbleiter bei verschiedenen Belastungen (Ströme und Spannungen), indem die jeweils aufgezeichneten Kurvenformen entsprechend den anwendbaren Standards miteinander verrechnet werden (z. B. IEC 60747-9 für IGBTs).

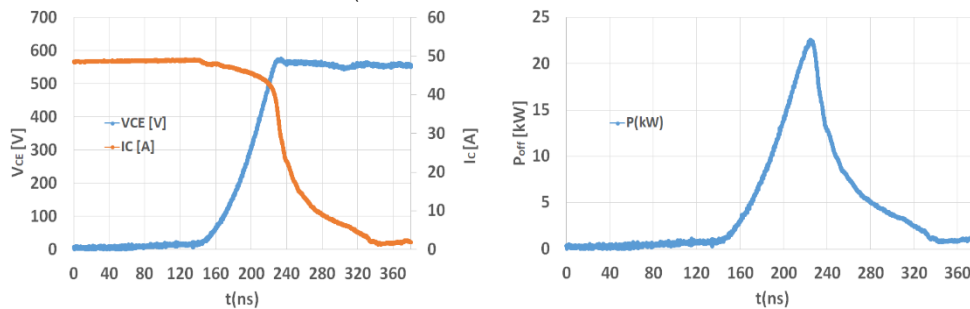


Abbildung 5.11 zeigt exemplarisch Kurvenformen, die an einem Si-IGBT mit einer maximalen Sperrspannung 1200 V und einer Strombelastbarkeit von 80 A aufgezeichnet wurden.

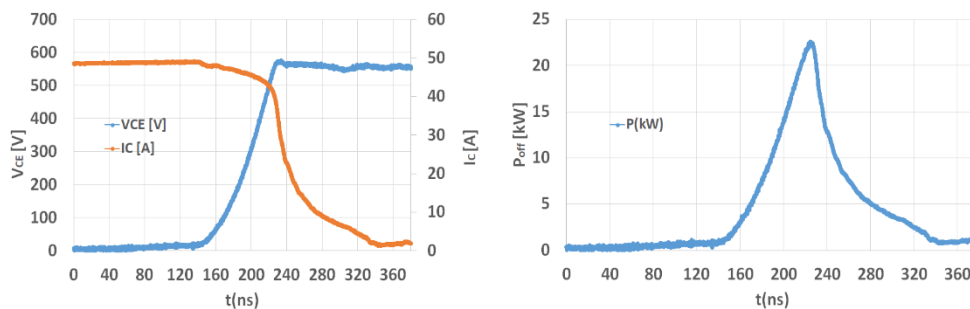


Abbildung 5.11: Beispielhafte Darstellung von Prüfstandsdaten

Durch eine automatisierte Arbeitspunkteinstellung können in relativ kurzer Zeit detaillierte Erkenntnisse über das Schalt- und Leitverhalten solcher Leistungshalbleiter gewonnen werden, wodurch eine Analyse der arbeitspunktabhängigen Verluste im Halbleiter ermöglicht wird. Abbildung 5.12 zeigt eine grafische Darstellung der so gewonnenen Daten, die wiederum die Grundlage für eine folgende Auslegung der Leistungselektronik darstellen.

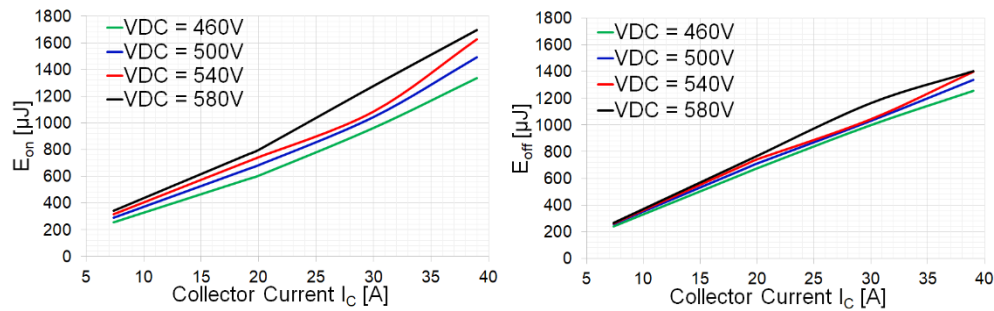


Abbildung 5.12: Beispielhafte Darstellung der ermittelten Ein- und Ausschaltverluste an einem Si-IGBT

Basierend auf diesen Daten ist es möglich, mit dem Verlauf der erwartbaren Maschinenleistung, die Erwärmung der Halbleiter zu berechnen. Bei Kenntnis der Kühlanbindung kann so die mögliche Schaltfrequenz des Umrichters ermittelt werden, was eine Aussage über seine Größe, Gewicht, Effizienz und Kosten erlaubt. Diese Eigenschaften können schließlich im Auslegungstool genutzt werden, um die dort avisierten Optimierungsrechnungen der Gesamtanlage möglichst realitätsnah durchzuführen. Abbildung 5.13 illustriert den hier beschriebenen Prozess.

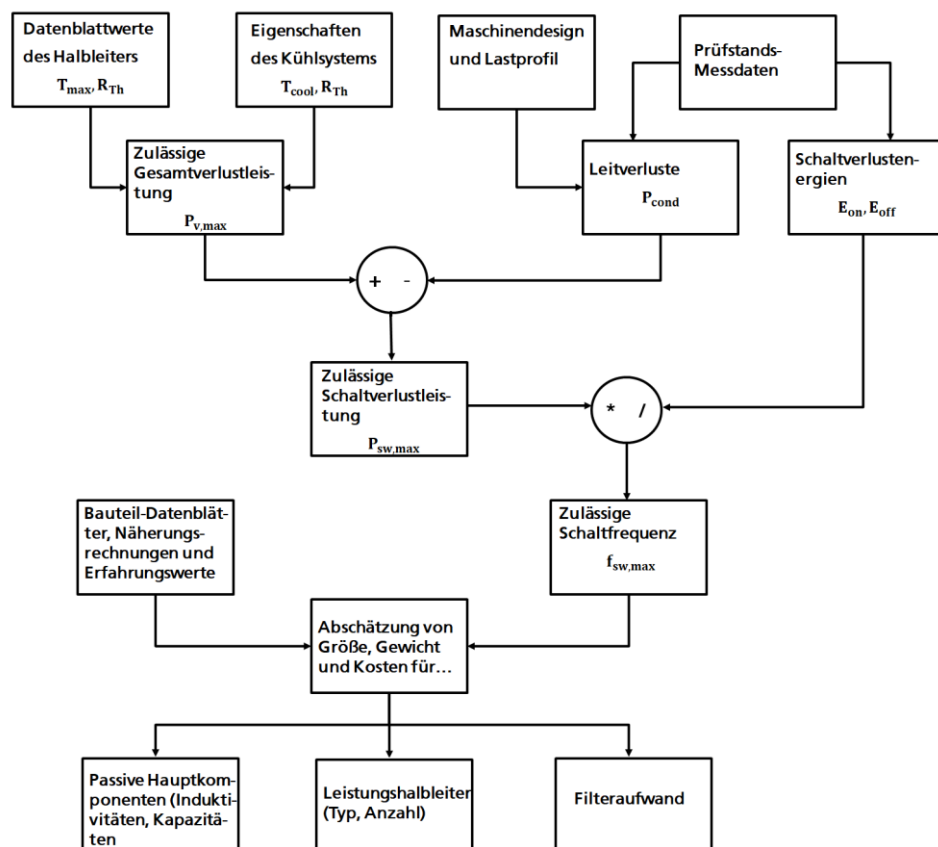


Abbildung 5.13: Grafische Darstellung des Algorithmus zur Einbindung der Messergebnisse aus dem Halbleiterprüfstand in die Berechnungsroutine (Kapitel 2.3)

6 Verwertbarkeit des Ergebnisses und der Erfahrungen

Das Projektvorhaben hat zur Ausarbeitung eines optimierten Voll-HTS Generatorentwurfs mit einer Bemessungsleistung von 10 MW für WEA geführt. Dieser Entwurf stützt sich hierbei auf zahlreiche Berechnungen und Expertisen aus dem Konsortium. Dabei wurden die Wicklungen umfassend untersucht und ihr Zusammenspiel in Kryosystemen dargestellt und es wurde aufgezeigt, welche Reaktion des Generators im Fehlerfall zu erwarten ist. Diese Ergebnisse stellen wesentliche wissenschaftliche Fortschritte in ihren Themen dar und können als Grundlage für weitere Konzepte genutzt werden.

Der optimierte Entwurf stützt sich und vereint die Einzeluntersuchungen. Die dabei erarbeitete Berechnungsroutine, welche den Einfluss der Windenergieanlage, des Umrichters, der mechanischen Bauteile und der Kryotechnik auf den Generator abbildet und in den abgeschätzte Investitions- und Betriebskosten sichtbar macht. Diese Berechnungsroutine ist in einem Auslegungstool zusammengefasst worden und kann für weitere Berechnungen genutzt werden. Der optimierte Generatorentwurf soll als Grundlage für den Aufbau eines vollsupraleitenden skalierten Generator unter Laborbedingungen dienen.

Es wurde für den vollsupraleitenden Generator ein Umrichterkonzept und die Regelung erarbeitet. Hierbei sind die Skalierungen und Wechselwirkungen zwischen den Systemen berücksichtigt. Hierzu wurde ein Prüfstand zur Vermessung von Halbleitern bei tiefen Temperaturen aufgebaut, welche auch für weitere Messungen genutzt werden soll.

In Kapitel 8 sind die durch das Projekt entstandenen Veröffentlichungen aufgeführt. Die Ergebnisse sollen außerdem in einem Folgeprojekt nahtlos weiterverwendet werden. In diesem Folgeprojekt ist der skalierte Laboraufbau eines vollsupraleitenden Generator für WEA geplant.

7 Während der Durchführung des Vorhabens dem Zuwendungsempfänger bekannt gewordenen Fortschritts auf diesem Gebiet bei anderen Stellen

Während der Projektlaufzeit haben drei Windkraftanlagenhersteller, Siemens Gamesa, GE und Vestas, Windkraftanlagen in der 10 MW Leistungsklasse angekündigt. Wobei die Anlage von Vestas mit Getriebe ausgestattet ist und die Anlagen von Siemens Gamesa und GE als direktgetriebene Anlage konstruiert sind.

Die 12 MW Pilotanlage von GE, die Haliade-X 12 MW, wurde in Rotterdam im Jahr 2019 errichtet und speist seit November 2020 mit Typenzertifizierung Strom ein.

Die WEA SG 11.0-193 DD von Siemens Gamesa soll seit 2022 am Markt verfügbar sein. Eine Testanlage der SG 11.0-193 DD mit 11 MW Leistung ist 2019 im Wind Test Center Østerild (Dänemark) errichtet worden.

Die Anlage V164-10.0 MW von Vestas ist seit dem Jahr 2021 kommerziell erwerbbar, darüber hinaus hat Vesta mit der V236-15.0 MW bereits eine 15 MW Anlage für das Jahr 2023 angekündigt. Weiterhin hat der chinesische Hersteller MingYang eine 16 MW WKA für das Jahr 2024 angekündigt.

Weitere Entwicklungen für supraleitende Generatoren ließ sich neben der Windenergie auch im Bereich des elektrischen Fliegens beobachten. So haben die Firmen Airbus und

Boeing angekündigt supraleitende Maschinen für das elektrische Fliegen zu untersuchen [28], [29] und [30].

Bereitstellung von Messdaten

8 Erfolgte oder geplanten Veröffentlichung des Ergebnisses

Folgende Publikationen der Ergebnisse sind innerhalb des Projekts erfolgt:

An Approach to the Design and the Interactions of a Fully Superconducting Synchronous Generator and Its Power Converter
Lengsfeld, S.; Sprunck, S.; Frank, S.R.; Jung, M.; Hiller, M.; Ponick, B.; Mersche, S. An Approach to the Design and the Interactions of a Fully Superconducting Synchronous Generator and Its Power Converter. <i>Energies</i> 2022, 15, 3751. https://doi.org/10.3390/en15103751
Comparing Armature Windings for a 10 MW Fully Superconducting Synchronous Wind Turbine Generator
S. Lengsfeld, J. Grundmann, M. Oomen, C. Vargas-Llanos, B. Ponick and M. Jung, "Comparing Armature Windings for a 10 MW Fully Superconducting Synchronous Wind Turbine Generator," <i>2022 12th International Conference on Power, Energy and Electrical Engineering (CPEEE)</i> , Shiga, Japan, 2022, pp. 49-53, doi: 10.1109/CPEEE54404.2022.9738712
T-A Formulation for the Design and AC Loss Calculation of a Superconducting Generator for a 10 MW Wind Turbine
C. R. Vargas-Llanos, S. Lengsfeld and F. Grilli, "T-A Formulation for the Design and AC Loss Calculation of a Superconducting Generator for a 10 MW Wind Turbine," in <i>IEEE Access</i> , vol. 8, pp. 208767-208778, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3038058
Influence of Coil Position on AC Losses of Stator Superconducting Windings of a Synchronous Machine for a 10 MW Wind Turbine
C. R. Vargas-Llanos, S. Lengsfeld, M. Noe, T. Arndt and F. Grilli, "Influence of Coil Position on AC Losses of Stator Superconducting Windings of a Synchronous Machine for a 10 MW Wind Turbine," in <i>IEEE Transactions on Applied Superconductivity</i> , vol. 31, no. 7, pp. 1-9, Oct. 2021, Art no. 5206509, doi: 10.1109/TASC.2021.3104983
Assessing the influence of lightweight generators on substructure cost and leveled cost of energy: a techno-economic model for large offshore wind turbines
Thalemann, F. Assessing the influence of lightweight generators on substructure cost and leveled cost of energy: a techno-economic model for large offshore wind turbines. <i>Forsch Ingenieurwes</i> (2023). https://doi.org/10.1007/s10010-023-00648-9
Classification of Partial Discharge Patterns in Rotating Electrical Machines Using Machine Learning
S. Lengsfeld, F. Rehwald, H. Ast and O. Schröder, "Classification of Partial Discharge Patterns in Rotating Electrical Machines Using Machine Learning," <i>2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)</i> , Valencia, Spain, 2022, pp. 1576-1581, doi: 10.1109/ICEM51905.2022.9910894

9 Zusammenfassung und Ausblick

In dem Forschungsvorhaben wurden zahlreiche Konfigurationen verschiedener Ausführungen von supraleitenden Generatoren betrachtet. Es konnte gezeigt werden, dass die Vollsupraleitung das größte Potential bieten kann, sofern die Wechselverluste des Supraleiters beherrscht werden. Die Beherrschung eben dieser, ist daher in AP2 mit verschiedenen Ansätzen begegnet worden. Der vollsupraleitende Entwurf basiert dabei auf zahlreichen Optimierungsansätzen, die nicht nur seine Umsetzbarkeit, sondern auch seine Wirtschaftlichkeit berücksichtigt haben. Die Erarbeitung eines Gesamtsystemdesigns in AP1 hat hierbei notwendige Ergebnisse geliefert, um ein Auslegetooll zu erstellen, welches die einzelnen Abhängigkeiten der Teilsysteme untereinander in Verbindung setzt und berücksichtigt. Erst durch diese Arbeit ist es möglich gewesen, den Entwurf in eine Kostenberechnung zu überführen und eine Bewertung einzelner Maßnahmen hinsichtlich ihrer Gesamtwirtschaftlichkeit durchzuführen. Die Untersuchungen in AP1 sind in einer Auslegeroutine zusammengefasst worden und in der Form erweitert worden, dass eine Ertüchtigung zur Auslegung des Gesamtsystems (der WEA) möglich wurde. Hierzu sind umfassende Berechnungen und Auslegungen erstellt worden und eine Routine zur Auswertung der CAPEX und OPEX Kosten erstellt worden.

Das zweite Arbeitspaket fokussiert sich auf den Entwurf eines vollsupraleitenden 10 MW Generators für eine Windenergieanlage. Der hohe Energiebedarf des Kryosystems skaliert sehr direkt mit den Wechselverlusten des Supraleiters im Bemessungsbetrieb. Aus diesem Grund sind mehrere Maßnahmen ergriffen worden zur Reduktion eben dieser Verluste. Diese sind in den Kapiteln 3.1.1 bis 3.1.7 dargestellt. So konnte durch das niedrige Temperaturniveau von 30 K optimale Spulenquerschnitte erreicht werden, der zu sehr niedrigen AC-Verluste führt und durch die niedrige Windungszahl, einen geringen Bedarf an HTS-Leitermaterial hat. Dadurch entsteht ein günstiger und hoch effizienter neuartiger Generatorentwurf, dessen Wirtschaftlichkeit in AP1 auch im Gesamtsystementwurf nachgewiesen wurde. Abgeschlossen wurden die Untersuchungen mit einer Analyse des Generators im Fehlerfall in Kapitel 3.1.8.

Die Untersuchungen in AP 3 und 4 haben die Lösungsräume aufgezeigt, die aus der supraleitenden Ausführung resultieren. Das Bestreben einer geringen Polpaarzahl im Generatorentwurf führt zu einer reduzierten Anzahl an Verschaltungsmöglichkeiten, wodurch sich der Spulenstrom nicht beliebig in ein Klemmstrom übersetzen lässt. Der Spulenstrom hängt dabei von der Temperatur, der Feldstärke und der Leiterbreite ab. Die Wahl eines sehr schmalen HTS-Leiters führt hierbei zwangsläufig zu einem kleinen Spulenstrom. Dem entgegen steht das niedrige Temperaturlevel von 30 K, wodurch der Spulenstrom sich wesentlich erhöht. Diese Betrachtung geht zusammen mit dem Umrichterentwurf über die resultierende Klemmenspannung.

Zur Untersuchung von Leistungshalbleitern bei tiefen Temperaturen ist ein Prüfstand aufgebaut worden, welcher das Verhalten der Halbleiter charakterisieren kann. Die Untersuchungen der Bauteile konnte in der Auslegung des Generators berücksichtigt werden und in enger Abstimmung der optimierte Generatorentwurf erarbeitet werden. Der optimierte vollsupraleitende Entwurf hat im Projekt ein hohes Potential gezeigt. Das Konsortium ist daher entschlossen, diesen Entwurf weiter zu verfolgen. Es ist geplant in einem Folgeprojekt **SupraGenSys 2** nahtlos an **SupraGenSys** anzuschließen und unter Laborbedingungen einen vollsupraleitend ausgeführten Generator mit einer Bemessungsleistung von 250 kW aufzubauen. Dies würde die Technologie demonstrieren und ihre Funktionsweise gezeigt und das Zusammenspiel mit dem System weiter erforscht werden, sodass insgesamt die Technologiereife weiter erhöht wird.

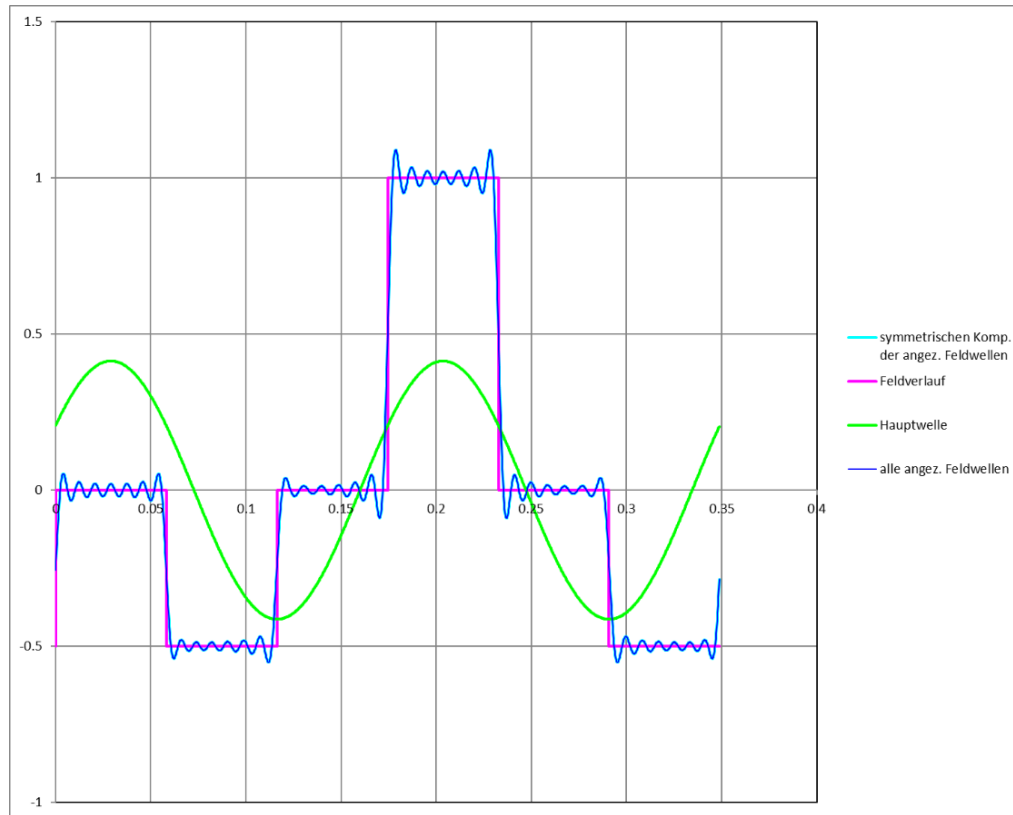


Abbildung 10.1 Fourierzerlegung der Statorwicklung des optimierten 10 MW Generatordesigns

Tabelle 15 Wicklungsfaktoren der Statorwicklung des optimierten 10 MW Generatordesigns

v/p	v	ξ_{ges}
1/2	18	0.5000
-1	-36	-0.8660
2	72	0.8660
-2 1/2	-90	-0.5000
3 1/2	126	0.5000
-4	-144	-0.8660
5	180	0.8660
-5 1/2	-198	-0.5000
6 1/2	234	0.5000
-7	-252	-0.8660
8	288	0.8660
-8 1/2	-306	-0.5000
9 1/2	342	0.5000
-10	-360	-0.8660
11	396	0.8660

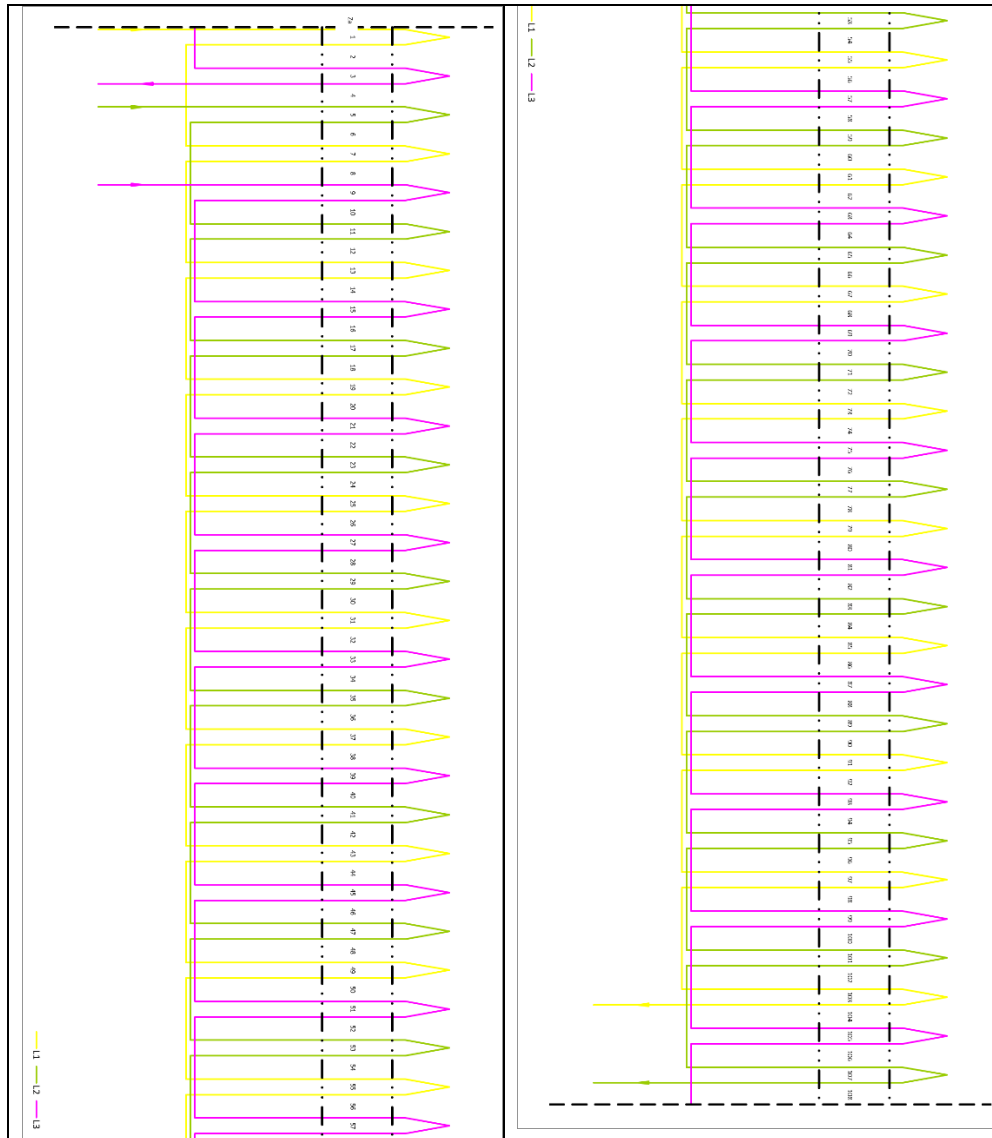
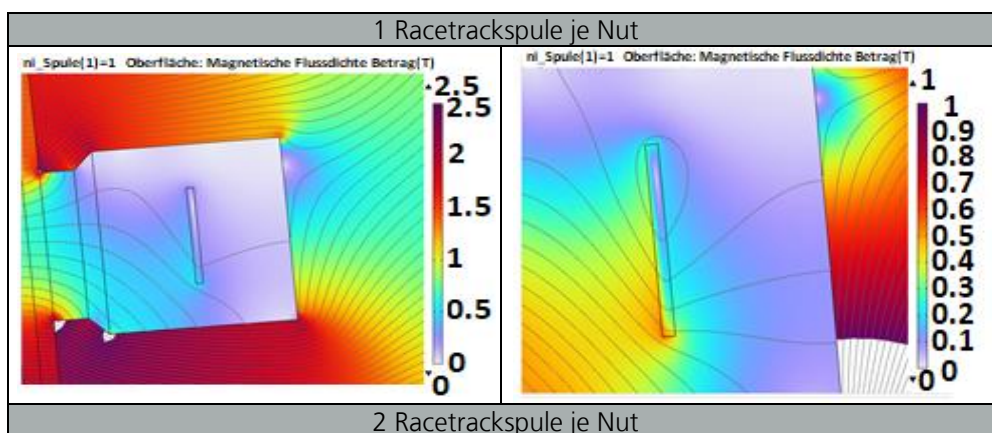
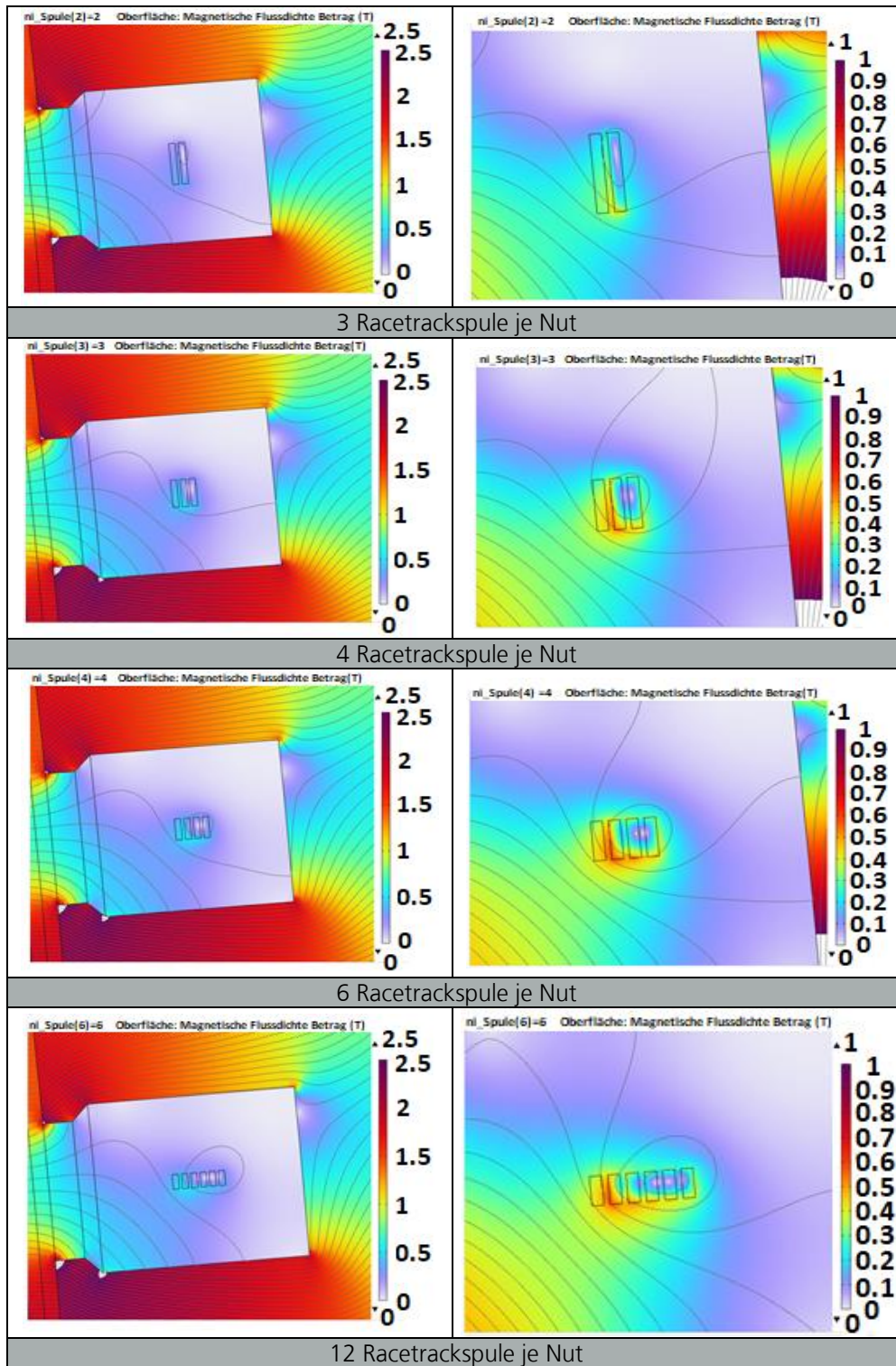


Abbildung 10.2 Wicklungsplan der Statorwicklung des optimierten 10 MW Generatordesigns





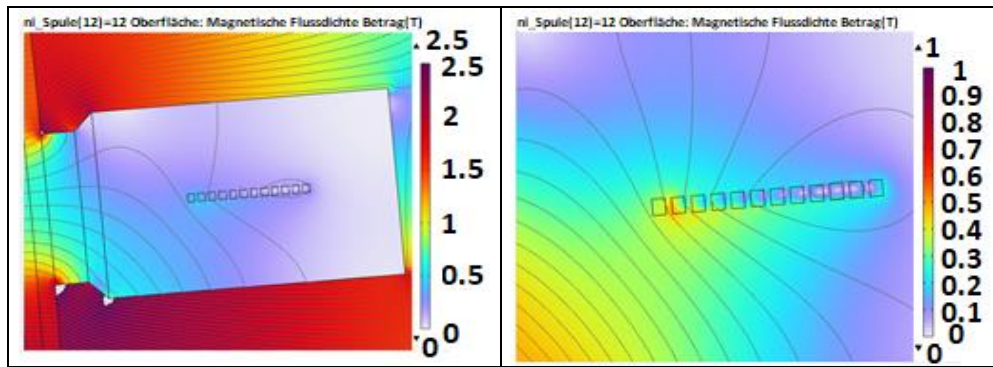


Abbildung 10.3 Feldlinienbild bei gleichbleibender Nutdurchflutung gleichbleibender Anzahl an Leitern je Nut bei verschiedener Anzahl an Spulen

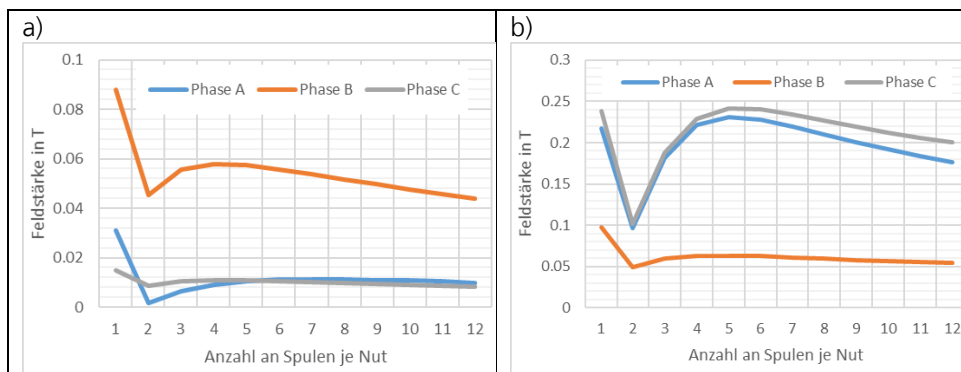


Abbildung 10.4 Darstellung der Feldstärken (a) Radial und b) Absolut) über die Anzahl der Spulen je Nut bei gleichbleibender Anzahl an Leitern je Nut

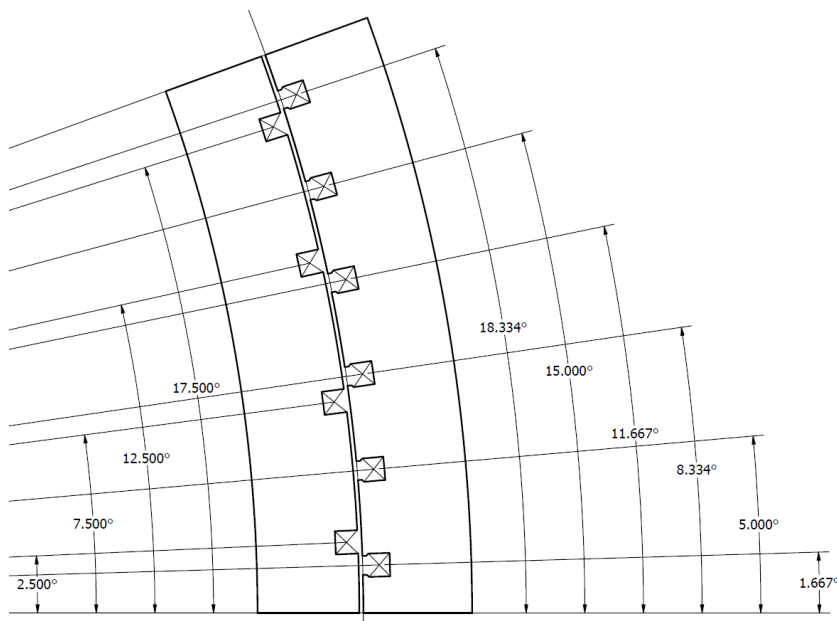


Abbildung 10.5 Winkelversatz der einzelnen Wicklungen von der x-Achse

Bereitstellung von Messdaten

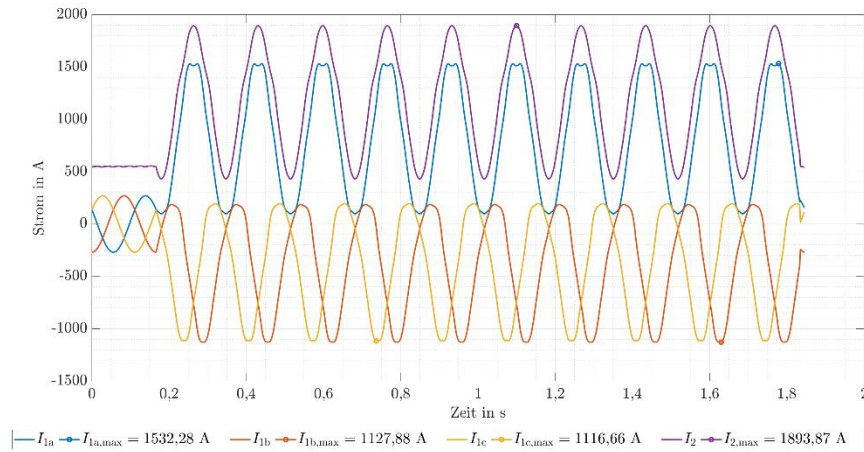


Abbildung 10.6 - Ströme der einzelnen Wicklungen (dreipoliger Fehlerfall)

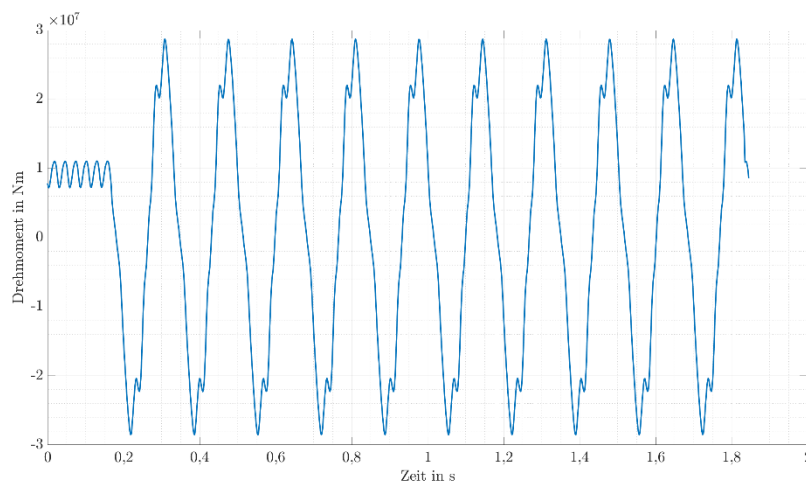


Abbildung 10.7 - Drehmoment der Maschine (dreipoliger Fehlerfall)

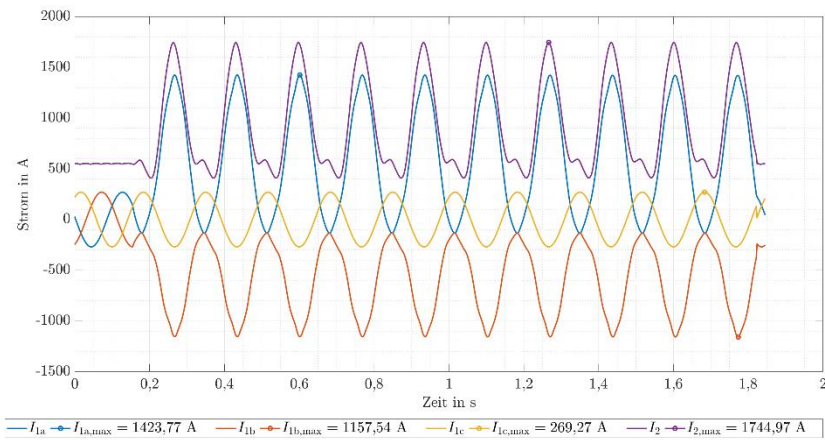


Abbildung 10.8 - Ströme der einzelnen Wicklungen (zweipoliger Fehlerfall)

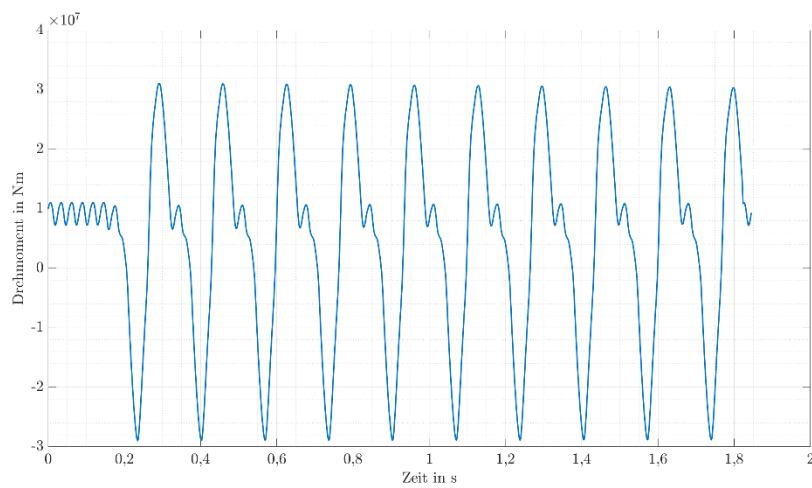


Abbildung 10.9 - Drehmoment der Maschine (zweipoliger Fehlerfall)

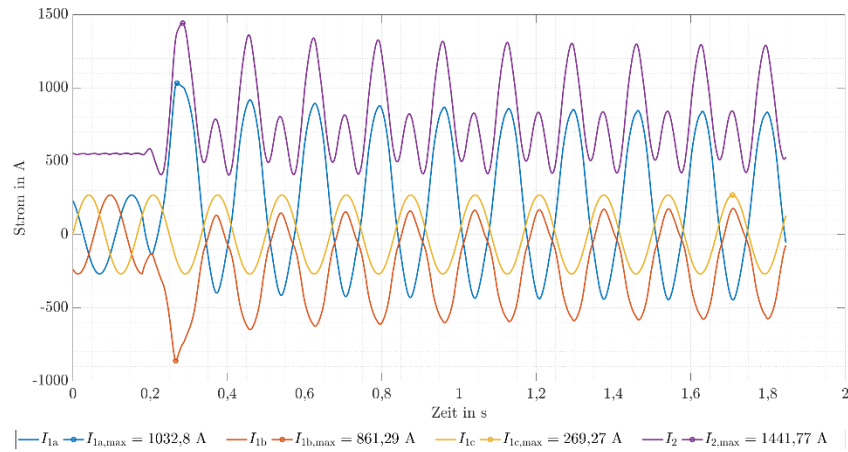


Abbildung 10.10 - Ströme der einzelnen Wicklungen (zweipoliger Fehlerfall)

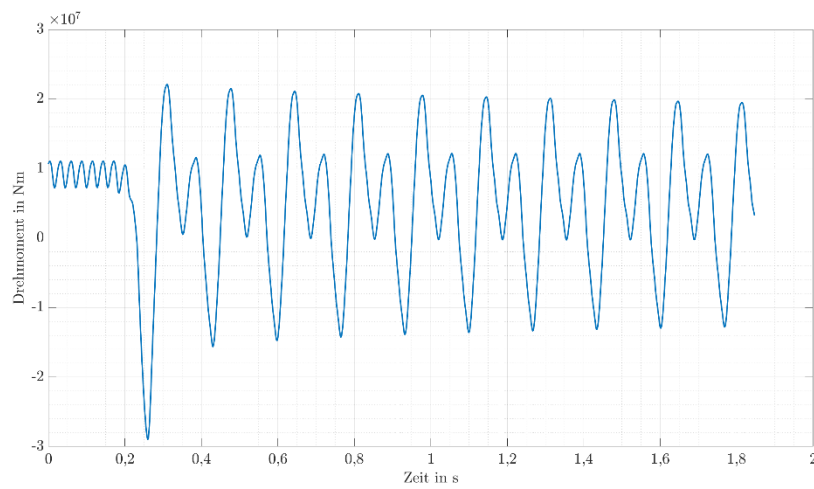


Abbildung 10.11 - Drehmoment der Maschine (zweipoliger Fehlerfall)

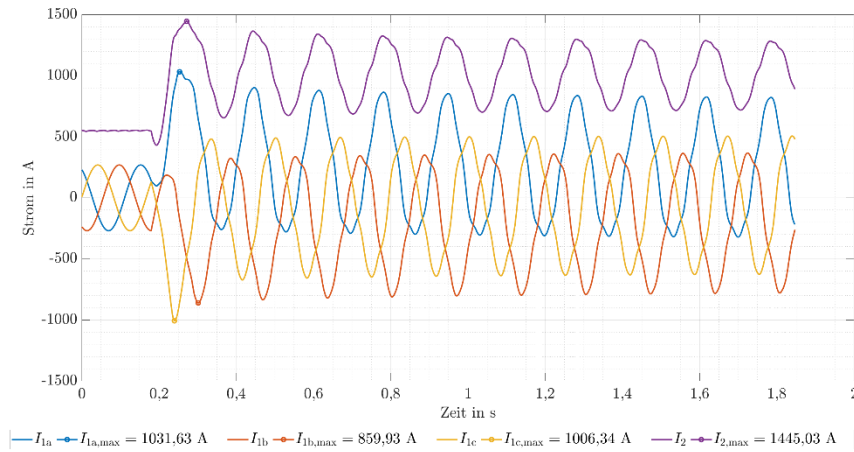


Abbildung 10.12 - Ströme der einzelnen Wicklungen (dreipoliger Fehlerfall)

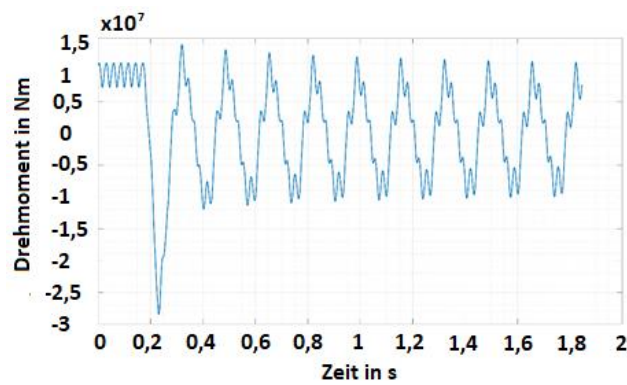


Abbildung 10.13 - Drehmoment der Maschine (dreipoliger Fehlerfall)

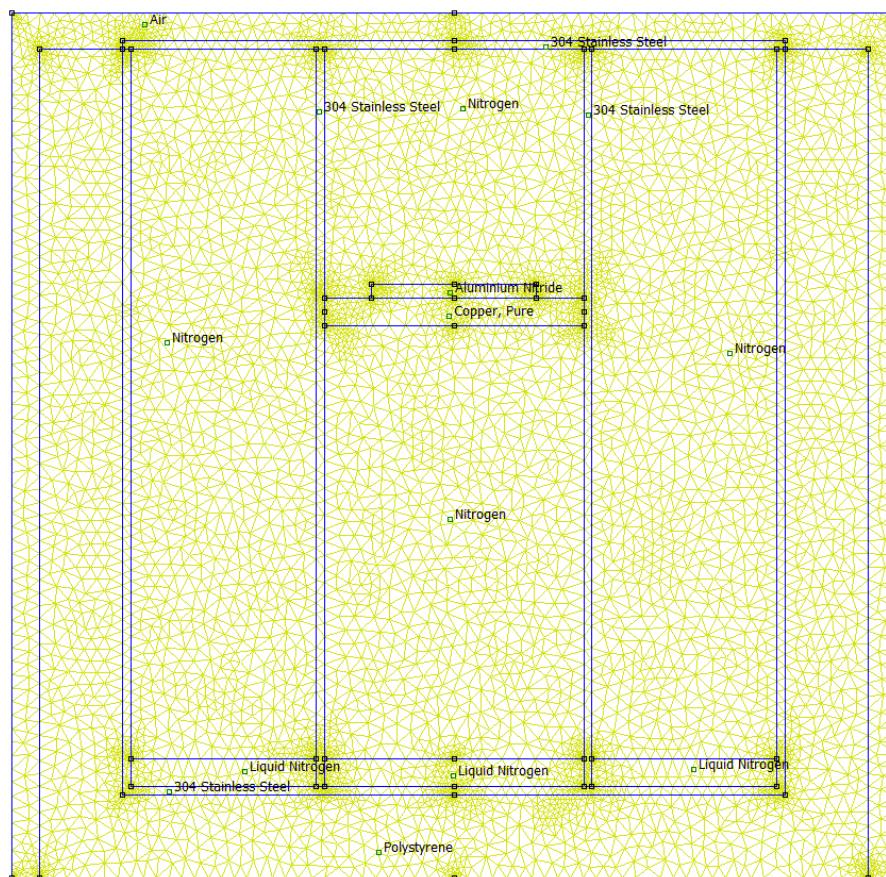


Abbildung 10.14 2D-Modell und FEM-Netz der femm-Berechnung

Bereitstellung von Messdaten

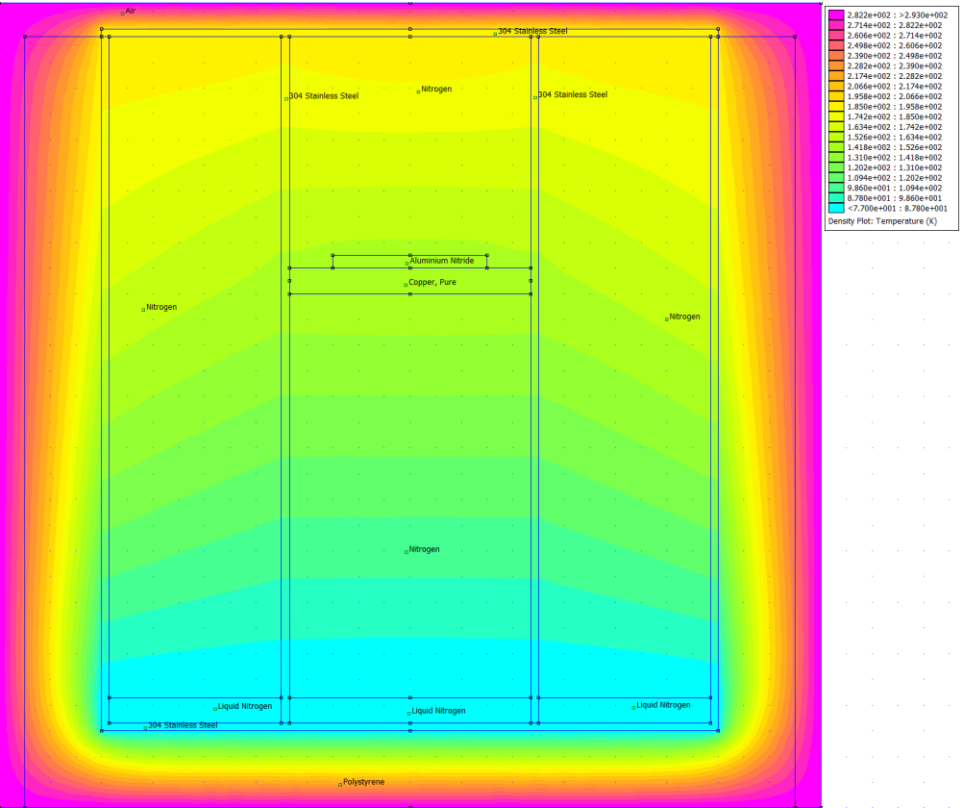


Abbildung 10.15: Berechnete Temperaturverteilung des Modells aus Abbildung 10.14 2D-Modell und FEM-Netz der femm-Berechnung.

1 1 Literatur

- [1] B. Maples, M. Hand, and W. Musial: NREL, „Comparative Assessment of Direct Drive High Temperature Superconducting Generators in Multi-Megawatt Class Wind Turbines“, 2010. [Online]. Verfügbar unter: Web. doi:10.2172/991560
- [2] V. M. Rodríguez Zermelo, „Computation of Superconducting Generators for Wind Turbine Applications“, Department of Mathematics, Technical University of Denmark (DTU), Kgs. Lyngby, DK, 2012. [Online]. Verfügbar unter: <https://core.ac.uk/reader/13800170>.
- [3] F. Grilli, E. Pardo, A. Stenvall, D. N. Nguyen, W. Yuan und F. Gomory, „Computation of Losses in HTS Under the Action of Varying Magnetic Fields and Currents“, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, Jg. 24, Nr. 1, S. 78–110, 2014, doi: 10.1109/TASC.2013.2259827.
- [4] P. Song, T.-M. Qu, L.-F. Lai, M.-S. Wu, X.-Y. Yu und Z. Han, „Thermal analysis for the HTS stator consisting of HTS armature windings and an iron core for a 2.5 kW HTS generator“, *Supercond. Sci. Technol.*, Jg. 29, Nr. 5, S. 54007, 2016, doi: 10.1088/0953-2048/29/5/054007.
- [5] B. Gamble, G. Snitchler und T. MacDonald, „Full Power Test of a 36.5 MW HTS Propulsion Motor“, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, Jg. 21, Nr. 3, S. 1083–1088, 2011, doi: 10.1109/TASC.2010.2093854.
- [6] W. Nick, M. Frank, G. Klaus, J. Frauenhofer und H.-W. Neumuller, „Operational Experience With the World's First 3600 rpm 4 MVA Generator at Siemens“, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, Jg. 17, Nr. 2, S. 2030–2033, 2007, doi: 10.1109/TASC.2007.899996.
- [7] Suprapower, *SUPRAPOWER (SUPERconducting, Reliable, lightweight, And more POWERful offshore wind turbine)*. [Online]. Verfügbar unter: 2017
- [8] EU Project, *INNWind.EU*, 2017. [Online]. Verfügbar unter: <http://www.innwind.eu/>
- [9] EcoSwing, *EcoSwing: Energy Cost Optimization using Superconducting Wind Generators*. [Online]. Verfügbar unter: <https://ecoswing.eu/> (Zugriff am: 6. Februar 2021).
- [10] ENVISION ENERGY (DENMARK) APS, *EcoSwing - Energy Cost Optimization using Superconducting Wind Generators: Project reference: 656024*. [Online]. Verfügbar unter: <https://wayback.archive-it.org/12090/20190927234122/https://ec.europa.eu/inea/en/horizon-2020/projects/h2020-energy/wind/ecoswing> (Zugriff am: 12. Februar 2023).
- [11] Jesper Hansen, „Superconducting direct drive development of the EcoSwing project“. Denmark, 2016.
- [12] Nenad Mijatovic, „Superconducting Wind Turbine Generators“ (English), 2012. [Online]. Verfügbar unter: <https://orbit.dtu.dk/en/publications/superconducting-wind-turbine-generators-2>
- [13] AMSC, „SeaTitanTM 10 MW Wind Turbine“, 2012. [Online]. Verfügbar unter: http://www.ams.com/wp-content/uploads/WT10000_DS_A4_0212.pdf
- [14] BVG associates, *Offshore wind cost reduction pathways: Technology work stream*, 2012.
- [15] J. Wiezoreck, „Windspeed – Technical Aspects of Designing with the Superconductor MgB₂“, 2016.
- [16] W. Popko und Thomas, *IWES Wind Turbine IWT-7.5-164. Rev 4*. Fraunhofer IWES, 2018. [Online]. Verfügbar unter: https://www.researchgate.net/profile/wojciech-popko/publication/329643037_iwes_wind_turbine_iwt-75-164_rev_4
- [17] S. Engström and S. Lindgren, *Design of NewGen direct drive generator for demonstration in a 3.5 MW Wind Turbine*. EWEC (European Wind Energy Conference & Exhibition), 2007.

- [18] Z. Q. Jiang, Y. N. Zhu und J. X. Jin, „Design process and performance analysis of a short-axis 10 MW HTS wind generator“ in *2013 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices (ASEMD)*, Beijing, China, 2013, S. 316–319, doi: 10.1109/ASEMD.2013.6780783.
- [19] O. Keysan und M. A. Mueller, „A Homopolar HTSG Topology for Large Direct-Drive Wind Turbines“, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, Jg. 21, Nr. 5, S. 3523–3531, 2011, doi: 10.1109/TASC.2011.2159005.
- [20] N. Maki, „Design study of high-temperature superconducting generators for wind power systems“, *J. Phys.: Conf. Ser.*, Jg. 97, S. 12155, 2008, doi: 10.1088/1742-6596/97/1/012155.
- [21] Sung, Hae-Jin, Minwon Park, and In-Keun Yu, „Designs of 10 MW air-core and iron-core HTS wind power generators“, 2015.
- [22] C. J. Versteegh, *Design of the Zephyros Z72 wind turbine with emphasis on the direct drive PM generator*, 2004. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.osti.gov/etdeweb/biblio/20567468>
- [23] S. Fukui, J. Ogawa, T. Sato, O. Tsukamoto, N. Kashima und S. Nagaya, „Study of 10 MW-Class Wind Turbine Synchronous Generators With HTS Field Windings“, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, Jg. 21, Nr. 3, S. 1151–1154, 2011, doi: 10.1109/TASC.2010.2090115.
- [24] *FEMAG-DC*. ProfFEMAG AG, 2022. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.profemag.ch>
- [25] M. P. Oomen, J. Rieger, V. Hussennether und M. Leghissa, „AC loss in high-temperature superconducting conductors, cables and windings for power devices“, *Supercond. Sci. Technol.*, Jg. 17, Nr. 5, S394-S399, 2004, doi: 10.1088/0953-2048/17/5/061.
- [26] K. Rohrig *et al.*, „Powering the 21st century by wind energy—Options, facts, figures“, *Applied Physics Reviews*, Jg. 6, Nr. 3, S. 31303, 2019, doi: 10.1063/1.5089877.
- [27] *Comsol Multiphysics*, 2022. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.comsol.de/>
- [28] airbus, *cryogenics-and-superconductivity-for-aircraft-explained*. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.airbus.com/en/newsroom/stories/2021-03-cryogenics-and-superconductivity-for-aircraft-explained> (Zugriff am: 24. April 2023).
- [29] Airliners.de, *airbus-erforscht-supraleitende-antriebssysteme-flugzeuge*. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.airliners.de/airbus-erforscht-supraleitende-antriebssysteme-flugzeuge/60041> (Zugriff am: 24. April 2023).
- [30] elektroniknet, *boeing-will-ins-elektrische-fliegen-einsteigen*. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.elektroniknet.de/power/boeing-will-ins-elektrische-fliegen-einsteigen.161412.html> (Zugriff am: 24. April 2023).

Berichtsblatt

1. ISBN oder ISSN	2. Berichtsart (Schlussbericht oder Veröffentlichung) Schlussbericht
3. Titel SupraGenSys Entwurf, Optimierung und Bewertung von energieeffizienten, supraleitenden Generatorsystemen Teilvorhaben: Voll-HTS-Generatorentwurf, Systemauslegungstool für WEA mit Voll-HTS-Generator, Stromrichtertechnik und Leistungshalbleiter bei tiefen Temperaturen	
4. Autor(en) [Name(n), Vorname(n)] Lengsfeld, Sebastian; Güngör, Ibrahim; Sprunck, Sebastian; Steffen, Jonas; Jung, Marco; Thalemann, Fabian; Sindram, Jannis	5. Abschlussdatum des Vorhabens 30.11.2022
	6. Veröffentlichungsdatum Juni 2023
	7. Form der Publikation Öffentlicher Bericht
8. Durchführende Institution(en) (Name, Adresse) Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V. Postfach 20 07 33 80007 München	9. Ber. Nr. Durchführende Institution
	10. Förderkennzeichen 03EE3010A
	11. Seitenzahl 90
12. Fördernde Institution (Name, Adresse) Bundesministerium für Wirtschaft und Klimaschutz (BMWK) 53170 Bonn	13. Literaturangaben 30
	14. Tabellen 15
	15. Abbildungen 89
16. Zusätzliche Angaben	
17. Vorgelegt bei (Titel, Ort, Datum)	
18. Kurzfassung Im Vorhaben „SupraGenSys“ ist die Entwicklung von voll-supraleitenden Generatoren, d.h. Generatoren mit supraleitender Ständer- und Rotorwicklung, für Multi-MW-Wind-Energieanlagen zur Leistungs- und Effizienzsteigerung untersucht worden, was gleichzeitig eine Eindämmung der großanwachstumsbedingten Erhöhung der Turmkopfmasse ermöglichen soll. Die Umsetzung einer supraleitenden Wechselstromwicklung ist bei rotierenden elektrischen Maschinen zwar Neuland, aber gerade direkt angetriebene Ringgeneratoren für Windenergieanlagen sind aufgrund der niedrigen Drehzahlen und Frequenzen und der hohen Anforderungen an die Drehmomentdichte hierfür eine besonders vielversprechende Anwendung. Unter Beachtung der Eigenschaften supraleitender Materialien und der Kryostateigenschaften wird ein Werkzeug zur Auslegung, Optimierung und Bewertung von voll-supraleitenden Generatoren bezüglich wichtiger Eigenschaften, wie z. B. Verluste, Gewicht, Bauvolumen oder Supraleiterbedarf, entwickelt. Es ist ein Maßnahmenkatalog für den Entwurf vollsupraleitender Maschinen erarbeitet worden. Im Vordergrund des Vorhabens stehen die konstruktive Ausführung und die Bewertung hinsichtlich Kosten und Zuverlässigkeit. Wichtige wissenschaftliche Ziele sind die Beschreibung des elektromagnetischen Verhaltens der supraleitenden Wicklungen im stationären Betrieb und im Fehlerfall sowie die Verknüpfung dieses Verhaltens mit den Anforderungen an Windkraftgeneratoren. In diesem Projekt wird das Konzept und die Anwendung eines vollständig supraleitenden Windkraftgenerators umfassend beschrieben und wichtige Komponenten dazu, wie z.B. die supraleitende Wechselstromspule, experimentell auf deren Funktionstüchtigkeit geprüft. Weiter sind im Projekt Leistungshalbleiter hinsichtlich ihrer sich ändernden Eigenschaften beim Betrieb bei tiefen Temperaturen untersucht worden. Hierfür ist ein Halbleiterprüfstand aufgebaut worden, um die Betriebseigenschaften von Halbleiter bei tiefen Temperaturen zu bestimmen. Die Ergebnisse sind hierbei auf Konzeptebene für einen Tiefsetzsteller untersucht und ihr Einsatz bewertet worden.	

19. Schlagwörter Windkraftanlage, Supraleitung, Maschinendesign, Generatordesign, Vollsupraleitung, Umrichter	
20. Verlag	21. Preis

Document Control Sheet

1. ISBN or ISSN	2. type of document (e.g. report, publication) Final report
3. title SupraGenSys: Design, optimization and evaluation of energy efficient of fully superconducting generator systems Part: Fully superconducting generator design, system design tool for wind turbines with full HTS generator, power converter technology and power semiconductors at low temperatures	
4. author(s) [family name, first name(s)] Lengsfeld, Sebastian; Güngör, Ibrahim; Sprunck, Sebastian; Steffen, Jonas; Jung, Marco; Thalemann, Fabian; Sindram, Jannis	5. end of project 30.11.2022
	6. publication date June 2023
	7. form of publication Public Report
8. performing organization(s) (name, address) Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V. Postfach 20 07 33 80007 München	9. originator's report no.
	10. reference no. 03EE3010A
	11. no. of pages 90
12. sponsoring agency (name, address) Bundesministerium für Wirtschaft und Klimaschutz (BMWK) 53170 Bonn	13. no of references 30
	14. no. of tables 15
	15. no. of figures 89
16. supplementary notes	
17. presented at (title, place, date)	
18. abstract In the "SupraGenSys" project, the development of fully superconducting generators, i.e. generators with superconducting stator and rotor winding, has been investigated for multi-MW wind energy plants to increase performance and efficiency, which at the same time should enable containment of the size growth-related increase in tower head mass. Although the implementation of a superconducting AC winding is uncharted territory for rotating electrical machines, direct-drive ring generators for wind turbines are a particularly promising application for this purpose due to their low speeds and frequencies and high torque density requirements. Taking into account the properties of superconducting materials and the cryostat properties, a tool is developed for the design, optimization and evaluation of fully superconducting generators with respect to important properties, such as losses, weight, construction volume or superconductor requirements. A catalog of measures for the design of fully superconducting machines has been developed. The focus of the project is on the constructive design and the evaluation with regard to costs and reliability. Important scientific goals are the description of the electromagnetic behavior of the superconducting windings in steady-state operation and in the event of a fault, and the linking of this behavior with the requirements for wind power generators. In this project, the concept and application of a fully superconducting wind power generator is comprehensively described and important components for this, such as the superconducting AC coil, are experimentally tested for their functional performance. Furthermore, power semiconductors have been investigated in the project with regard to their changing properties during operation at low temperatures. For this purpose, a semiconductor test bench has been set up to determine the operating characteristics of semiconductors at low temperatures. The results were examined at the concept level for a buck converter and their use was evaluated.	
19. keywords Wind turbine, superconductivity, machine design, generator design, fully superconducting, converter	
20. publisher	21. price