

Abschlussbericht - NextWIND	
ZE: TU Dresden Elektrotechnisches Institut Professur Leistungselektronik	Förderkennzeichen: 03EE2029C
Vorhabenbezeichnung: Verbundprojekt: NextWIND - Nächste Generation von Windumrichtern für einen effizienteren Betrieb und die Bereitstellung von erweiterten Netzdienstleistungen	
Projektträger: Projektträger Jülich (PtJ) Energie und Klima Energiesystem: Erneuerbare Energien/Kraftwerkstechnik Wind Onshore (ESE 2) Forschungszentrum Jülich GmbH 52425 Jülich	
Projektzeitraum: 01.02.2021-31.07.2024	Teilprojektleitung: Prof. Dr.-Ing. Steffen Bernet Tel.: 0351-463-42137 steffen.bernet@tu-dresden.de
Datum: 20.01.2025	



Inhalt

1	Ursprüngliche Aufgabenstellung.....	3
2	Ablauf des Projektes	4
3	Stand der Technik zu Beginn des Vorhabens	4
4	Wesentliche, innerhalb des Projektes benutzte Literatur.....	8
5	Aufzählung der wichtigsten wissenschaftlich-technischen Ergebnisse und anderer wesentlicher Ereignisse	9
5.1	GAP 1 – Anforderungen an Stromrichter für erweiterte Systemdienstleistungen.....	9
5.2	GAP 2 – Erforschung von optimierten Bauelementen und stromrichternahen Technologien	13
5.3	GAP 3 – Entwicklung von System und Komponenten	31
5.4	GAP 4 – Regelungsstrategien für Systemdienstleistungen	40
5.5	GAP 5 – Entwurf und Aufbau der Demonstratoren	45
5.6	GAP 6 – Evaluierung des Umrichter-Systems.....	52
	Inbetriebnahme des Netzdemonstrators.....	55
6	Projektplanung/ Arbeitsplanänderungen.....	58
6.1	Darstellung des voraussichtlichen Nutzens, insbesondere der Verwertbarkeit des Ergebnisses und der Erfahrungen	58
6.2	Relevante Arbeiten Dritter während der Projektlaufzeit	59
6.3	Liste der erfolgten und geplanten Veröffentlichungen.....	59

1 Ursprüngliche Aufgabenstellung

Das Teilvorhaben „Integration von Systemdienstleistungen in einen neuartigen Windstromrichter mit gesteigerter Effizienz“ innerhalb des Verbundprojektes „Nächste Generation von Windumrichtern für einen effizienteren Betrieb und die Bereitstellung von erweiterten Netzdienstleistungen“ fokussierte sich auf die Entwicklung, der Simulation und dem Test von Regelungsalgorithmen zu Bereitstellung von Systemdienstleistungen, sowie dem Aufbau, der Evaluierung und Charakterisierung von Demonstratoren.

In einem ersten Arbeitsgebiet werden die Anforderungen an Stromrichter zur Erfüllung von erweiterten Systemdienstleistungen definiert. Wesentlicher Bestandteil ist hierbei die Bereitstellung von einer virtuellen Trägheit durch den Stromrichter einer Windenergieanlage (WEA) und die daraus resultierenden Besonderheiten.

Darauf aufbauend werden Regelungsalgorithmen für verschiedene Teile des Gesamtsystems entworfen. Dies umfasst Modellbildung, Reglerdimensionierung als auch Betrachtungen zur Systemstabilität. Die entworfenen Algorithmen müssen in unterschiedlichen Szenarien getestet und simuliert werden. Zur Verifikation in einem realistischen Aufbau wird ein Versuchstand zur Nachbildung eines skalierten Mittelspannungsnetzes entworfen, aufgebaut und in Betrieb genommen. Abschließend sind die zuvor entworfenen Regelungsalgorithmen an dem Teststand zu untersuchen.

Ein weiterer Bestandteil der ursprünglichen Aufgabenstellung umfasst die Untersuchung von stromrichterernahen Technologien und Bauelementen. Dies umfasst bspw. die Betrachtung verschiedener Modulationskonzepte und die Bewertung des Einsatzes der Verfahren bei der Erbringung erweiterter Systemdienstleistungen. Für diese Untersuchungen sollen Messungen an einem von Semikron entworfenen Demonstrator im Leistungshalbleiterlabor der TU Dresden durchgeführt werden, um reale Verlustdaten in den Untersuchungen einzubeziehen.

Daraus ergeben sich folgende Arbeitspakete:

- GAP 1: Definition der Anforderungen an die Systemarchitektur und Netzdienstleistungen
- GAP 2: Erforschung von optimierten Bauelementen und stromrichterernahen Technologien
- GAP 3: Entwicklung von System und Komponenten
- GAP 4: Regelungsstrategien für Systemdienstleistungen
- GAP 5: Entwurf und Aufbau der Demonstratoren
- GAP 6: Evaluierung des Umrichter-Systems

Der Schwerpunkt der Arbeiten der TU Dresden lag in den Arbeitspaketen 2,4,5 und 6.



2 Ablauf des Projektes

Das Teilvorhaben des Verbundprojekts „Integration von Systemdienstleistungen in einen neuartigen Windstromrichter mit gesteigerter Effizienz“ an der TU Dresden als auch das Gesamtvorhaben wurden kostenneutral verlängert. Dies war notwendig, da an verschiedenen Stellen Verzögerungen entstanden sind.

In den Lieferketten für Leistungshalbleiter und weitere Komponenten wurden Engpässe durch weitere Corona Maßnahmen in Asien im Jahr 2022 verschärft. Die daraus folgenden langen Lieferzeiten für elektronische Bauelemente haben den Aufbau der Wechselrichter für den Versuchsaufbau des skalierten, umrichterdominierten Modellnetzes verzögert. Dies hat insbesondere den an der Professur entwickelten Laborstromrichter betroffen. Weiterhin sind bei der Inbetriebnahme des Stromrichters unerwartete Gleichtaktstörungen aufgetreten. Diese mussten analysiert und behoben werden. Diese führte zu einem unerwarteten Entwicklungsaufwand, welcher den Aufbau des gesamten Modellnetzes verzögerte.

Am 29.7.2022 wurde SEMIKRON Opfer einer Cyber-Attacke einer professionellen Hacker Gruppe. Der Angriff hat zu einer teilweisen Verschlüsselung der IT-Systeme und Dateien geführt. Als Sofortmaßnahme zum Schutz des Unternehmens wurde die gesamte SEMIKRON-Hardware weltweit von den Netzwerken getrennt. In der zweiten Augustwoche 2022 wurde eine saubere IT-Umgebung eingerichtet und ein Großteil der Benutzer erhielt neue oder gereinigte Laptops mit der Möglichkeit, interne und externe Kommunikationsverbindungen wiederherzustellen. Der folgende Wiederherstellungsprozess der weiteren IT Infrastruktur hatte die oberste Priorität mit dem Ziel die Produktion wieder hochzufahren. In Folge dieser Umstände wurde auch für Mitarbeiter im Vorhaben Kurzarbeit angeordnet. Daten im Projekt NextWIND konnten erst ca. Ende Oktober 2022 wiederhergestellt werden.

Trotz der geänderten zeitlichen Planung konnten die Projektziele im Teilvorhaben der TU Dresden erreicht werden.

3 Stand der Technik zu Beginn des Vorhabens

Im Stand der Technik haben sich zu Beginn des Vorhabens über die verschiedenen Systemkonzepte für Windenergieanlagen und -umrichter im Wesentlichen zwei grundlegende Spannungsklassen etabliert. Das Niederspannungskonzept nutzt dabei Generatorspannungen im Bereich von 690V, die üblicherweise mit (günstigen) 1,7kV-Halbleitern in 2-Level-Technik bedient werden. Daneben existiert das Mittelspannungskonzept, welches aufgrund der größeren Spannungen prinzipbedingt größere Leistungen bedienen kann. Technisch-normativ geht der Stand der Technik von der von der Existenz des synchrongeneratorbasierten Netzes aus. Dabei wurden erneuerbare Energien in ein Netz integriert, in dem der größte Teil der Leistung und Netzdienstleistungen durch konventionelle Kraftwerke bereitgestellt wird.

Vor Projektbeginn befassten sich eine Vielzahl nationaler und europäischer Projekte mit der Identifikation und Definition der Anforderungen für ein größtenteils von leistungselektronischen Erzeugern und Verbrauchern geprägtes Energieversorgungsnetz [1], [2] [3] [4]. Im Kern beschreiben sie übereinstimmend die Forderung nach flächendeckend netzbildenden Erzeugungsanlagen, da nur

so ein instantanes Last- und Erzeugungsgleichgewicht realisiert werden kann. Zu dieser Charakteristik zählte auch die virtuelle Synchronmaschine (VSM). Weitere Fragen betreffen die zeitlichen Anforderungen der Synchronisation der netzbildenden Stromrichter untereinander, die Blindleistungsbereitstellung sowie die Integration von Speichern. Die Implementierung der Frequenzstabilität/virtuelle Trägheit in Stromrichter war Gegenstand einer Vielzahl von Publikation [5] [6] [7] [8]. Die bekannteste Strategie war die VISMA-Regelung der TU Clausthal [5]. Hierbei wird modellbasiert das unmittelbare Verhalten der Synchronmaschine in Bezug auf Frequenzänderungen mit einem Umrichter realisiert. Die rotierende Masse wird dabei über das Modell nachgebildet und die benötigte Energie über angeschlossene Speichermodule zur Verfügung gestellt.

Das zusätzliche Verhalten Spannungshaltung, Fehlerverhalten/ Unterstützung der Fehlererkennung, werden Anlagen des Stands der Technik nach der VDE AR-N-4110 ausgeführt [9]. Darin sind Anforderungen zur Unterstützung der Fehlererkennung enthalten, die jedoch über verschiedene europäische Länder hinweg variieren. Neben diesen normativen Anforderungen existieren aktuelle Publikationen, die den Übergang zu stromrichterbasierten Netzen behandeln. Wichtige Ansätze zur Reaktion auf Fehlerfälle wurden in [10] und [11] vorgestellt, beispielsweise wird der Übergang vom spannungsbildenden Betrieb in den stromgeregelten Betrieb im Fehlerfall vorgeschlagen. In [12] wird darüber hinaus eine hochdynamische Blindstromstützung im Fehlerfall gefordert, die innerhalb der ersten 5ms des Fehlerfalls anregen sollte; andernfalls sind Instabilitäten zu befürchten.

Windkraftanlagen besitzen durch die rotierende Masse der Turbine prinzipiell einen inhärent vorhandenen Speicher. Der Forschungsbedarf hierzu wird, derzeit noch in geringem Umfang, in verschiedenen Studien zu Anforderungen an Netze mit einem hohen Anteil erneuerbarer Energien adressiert [3]. In [13] wurden verschiedene Typen von Windenergieanlagen bezüglich ihrer Reaktion auf Netzfrequenzschwankungen in einem Netz aus stromrichterbasierter und konventioneller Erzeugung theoretisch untersucht. Weitere theoretische Untersuchungen an einer WEA mit generatorseitigem Vollumrichter wurden in [14] durchgeführt. Hier wird gezeigt, dass durch eine Verschiebung des Arbeitspunkts auf der Kennlinie des Rotors eine Momentanreserve implementiert werden kann.

- [1] MIGRATE, "Requirement guidelines for operating a grid with 100% power electronic devices: Deliverable 3.6," 2019.
- [2] ENTSO-E Technical Group on High Penetration of Power Electronic Interfaced Power Sources, "High Penetration of Power Electronic Interfaced Power Sources and the Potential Contribution of Grid Forming Converters," 2020.
- [3] Deutsche Energie Agentur, "Momentanreserve 2030," Berlin.
- [4] Deutsche Energie-Agentur GmbH (dena), "Systemsicherheit 2050," Berlin, 2020.
- [5] Y. Chen, B. Werther, B. Schwaake and H.-P. Beck, "Netzstabilisierung durch die "Virtuelle Synchronmaschine" (VISMA) mit überlagerter Frequenz- und Spannungsregelung," in *Internationaler ETG-Kongress*, Berlin, 2013.



- [6] S. D'Arco and J. A. Suul, "Equivalence of Virtual Synchronous Machines and Frequency-Droops for Converter-Based MicroGrids," *IEEE TRANSACTIONS ON SMART GRID*, vol. 5, no. 1, pp. 394-395, 2014.
- [7] X. Liang and C. Andalib Bin Karim, "Virtual Synchronous Machine Method in Renewable Energy Integration," in *IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Conference*, Xi'an - China, 2016.
- [8] Q.-C. Zhong, "Virtual Synchronous Machines, A unified interface for smart grid integration," *IEEE Power Electronics Magazine*, p. 18, 2016.
- [9] Technische Anschlussregel Mittelspannung, VDE Verlag, 2018.
- [10] C. A. Plet, M. Graovac, T. C. Green and R. Iravani, "Fault response of grid-connected inverter dominated networks," in *Power and Energy Society General Meeting*, Minneapolis, 2010.
- [11] J. Jongudomkarn, J. Liu and T. Ise, "Virtual Synchronous Generator Control with Reliable Fault Ride-through Capability by Adopting Model Predictive Control," in *International Power Electronics Conference (IPEC – ECCE Asia)*, Niigata, 2018.
- [12] B. Weise and et al., "Comparison of Selected Grid-Forming Converter Control Strategies for Use in Power Electronic Dominated Power Systems," in *18th Wind Integration Workshop*, Dublin, 2019.
- [13] E. Muljadi, V. Gevorgian, M. Singh and S. Santoso, "Understanding Inertial and Frequency Response of Wind Power Plants," in *IEEE Symposium on Power Electronics and Machines in Wind Applications*, Denver, Colorado, 2012.
- [14] J. Adler, "Primärregelung durch Windenergieanlagen," in *ECPE Workshop: Leistungselektronik in Netzanwendungen*, Würzburg, 2015.
- [23] Vattenfall, "Batteriespeicher – ein wichtiger Bestandteil eines fossilfreien Energiesystems," 8 April 2019. [Online]. Available: <https://group.vattenfall.com/de/newsroom/blog-news-presse/news/2019/april/batteriespeicher-fuer-fossilfreies-energiesystem>.
- [24] "Blackout ohne Folgen: Das Netz mit dezentralen Anlagen starten (Kickstarter)," [Online]. Available: <http://forschung-stromnetze.info/projekte/blackout-ohne-folgen-das-netz-mit-dezentralen-anlagen-starten/>. [Accessed 07 08 2019].
- [25] Projektträger Jülich (PtJ) Forschungszentrum Jülich GmbH, "Forschungsroadmap Systemdienstleistungen," Jülich, 2020.
- [26] ABB, "https://new.abb.com/power-converters-inverters/de/windturbinenumrichter/windturbinenumrichter-fur-grosse-windenergieanlagen/pcs6000," [Online].
- [27] P. Fairley, "https://spectrum.ieee.org/energywise/energy/renewables/can-synthetic-inertia-stabilize-power-grids," [Online].
- [28] A. Hillers, D. Christen and J. Biela, "Design of a Highly efficient bidirectional isolated LLC resonant converter," in *15th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe*, 2012.
- [29] F. Sulla, *Fault Behaviour of Wind Turbines*, Lund University (Sweden), 2012.



- [30] S. Waffler and J. W. Kolar, "A Novel Low-Loss Modulation Strategy for High-Power Bidirectional Buck + Boost Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 6, p. 1589–1599, 2009.
- [31] K. Zipp, "Ultracapacitor Storage Can Help Build A Reliable Solar Grid," 7 Januar 2014. [Online]. Available: <https://www.solarpowerworldonline.com/2014/01/ultracapacitors-grid-scale-solar-smoothing/>.

4 Wesentliche, innerhalb des Projektes benutzte Literatur

- [15] DIN e.V. (Hrsg.), VDE-AR-N 4110 Technische Anschlussregel Mittelspannung, Berlin: Beuth, 2018.
- [16] VDE, FNN Guideline: Grid forming behaviour of HVDC systems and DC-connected PPMs, Berlin: VDE FNN, 2020.
- [17] n. g. ESO, Draft Grid Code – Grid Forming Converter Specification, 2020.
- [18] M. & M. T. & L. E. & S. T. & D. R. & E. P. & R. S. & R. S. & S. R. & R. A. & J. K. & D. A. & A. A. & H. Q. & L. H. & S. C. Kersic, „Testing Characteristics of Grid Forming Converters Part I: Specification and Definition of Behaviour.“, 2020.
- [19] a. T. T. B. 50hertz, „Präqualifikationsverfahren für Regelreserveanbieter (FCR, aFRR, mFRR) in Deutschland ("PQ-Bedingungen"),“ 2022.
- [20] Enercon, „https://www.enercon.de/fileadmin/Redakteur/Medien-Portal/broschueren/pdf/ENERCON_Produkt_de_6_2015.pdf,“ [Online].
- [21] L. u. M. S. Bauer, „wind-turbine-models.com“, 2021. [Online].
- [22] D. Z. a. F. B. M. Chen, „Active Power Oscillation Damping Based on Acceleration Control in Paralleled Virtual Synchronous Generators System,“ *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. no. 8, Nr. vol. 36,, pp. pp. 9501-9510, Aug. 2021.
- [32] P. Hofstetter, S. Hain und M. Bakran, „Applying the 2D-Short Circuit Detection Method to SiC MOSFETs including an advanced Soft Turn Off,“ in *PCIM Europe*, Nuremberg, 2018.
- [33] A. Castellazzi, A. Fayyaz, S. Zhu, T. Oeder und M. Pfost, „Single pulse short-circuit robustness and repetitive stress aging of GaN GITs,“ *IEEE International Reliability Physics Symposium*, 2018.
- [34] K. Klein, E. Hiene und K. Lang, „Power module design for utilizing of WBG switching performance,“ in *PCIM Europe*, Nuremberg, 2019.
- [35] S. Heier, Windkraftanlagen, Springer Vieweg, 2018.
- [36] P. J. d. S. N. M. V. d. P. R. R. d. S. T. A. d. S. B. a. E. R. F. J. P. C. Silveira, „Evaluation of Bidirectional DC-DC Converter Topologies for Voltage Regulation in Hybrid Microgrids with Photovoltaic and Battery Technologies,“ *13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, pp. 215-221, 2018.

[FE1]

5 Aufzählung der wichtigsten wissenschaftlich-technischen Ergebnisse und anderer wesentlicher Ereignisse

5.1 GAP 1 – Anforderungen an Stromrichter für erweiterte Systemdienstleistungen

Die TUD unterstützte dieses Arbeitspaket durch Recherche und Systematisierung verschiedener Netznormen und Grid-Codes sowie durch die Mitarbeit am Pflichtenheft.

Für die Implementierung von erweiterten Systemdienstleistungen insbesondere für netzbildende Stromrichter gibt es bisher nur wenige durch Normen geregelte Vorgaben. Bereits gültig ist heutzutage beispielsweise die Norm zum Anschluss von Kundenanlagen an das Mittelspannungsnetz [15]. Dies ist die aktuell gültige Norm zum Anschluss von Anlagen an das Mittelspannungsnetz und gibt Richtlinien für Erzeugungsanlagen zum Verhalten bei Fehlerfällen im Netz. Dabei werden jedoch keine erweiterten Systemdienstleistungen insbesondere die Bereitstellung von einer virtuellen Trägheit von leistungselektronischen Netzteilnehmern thematisiert. In [16] werden mögliche zukünftige Testszenarien von eben solchen leistungselektronischen Netzteilnehmern diskutiert. Weiterhin wird im britischen Entwurf [17] GC0137, der eine mögliche Integration von virtuellem Synchronmaschinenverhalten (VSM) im Elektroenergienetz beschrieben.

VDE-AR-N 4110 Kundenanlagen im Mittelspannungsnetz

Die VDE-AR-N 4110 ist die aktuell gültige Norm zum Anschluss von Anlagen an das Mittelspannungsnetz. Hierbei wird zwischen Erzeugungsanlagen des Typs 1 und 2 unterschieden. Typ 1 Erzeugungseinheiten sind jene, die zur Erzeugung elektrischer Energie ausschließlich einen Synchron-generator beinhalten, der direkt oder nur über einen Maschinentransformator mit dem Netz gekoppelt ist. Typ 2 sind alle, die nicht Typ 1 sind. Damit gehören Wechselrichter für Windenergieanlagen zum Typ 2. Ziel der Bereitstellung von erweiterten Systemdienstleistungen ist jedoch, Teile des Verhalten einer Typ 1 Einheit durch geeignete Regelungsalgorithmen nachzubilden. In der Anschlussrichtlinie wird zusätzlich zwischen statischer und dynamischer Netzstützung unterschieden.

Die statische Netzstützung ist im quasistationären Betrieb von Stromnetzen relevant. Dabei werden die Wirkleistungen durch übergeordnete Regler (Kraftwerksregler) definiert. Die Anlage muss innerhalb definierter Grenzen der Netzspannung und -frequenz betrieben werden. Zwischen einer Spannung von 90 bis 110 Prozent und einer Frequenz von 49 bis 51 Hertz erfolgt Dauerbetrieb, während bei Spannungen von 85 bis 115 Prozent und Frequenzen von 47,5 bis 51,5 Hertz ein zeitlich begrenzter Betrieb möglich ist. Die statische Netzstützung muss zudem eine hohe Störfestigkeit gegenüber niederfrequenten Netzpendelungen im Bereich von 0,15 bis 1,5 Hertz aufweisen. Dabei gibt es klare Vorgaben zur Bereitstellung von Wirk- und Blindleistung in Abhängigkeit von der Frequenz bzw. Spannung. Dies wird durch Droop-Regler für die Wirkleistungsbereitstellung und alternative Methoden für die Blindleistungsbereitstellung umgesetzt, wobei die genauen Spezifikationen vom Netzbetreiber festgelegt werden können. Des Weiteren sind klare Vorgaben zu den Anregelzeiten bei Sollwertsprüngen durch die Kraftwerksregler erforderlich, um eine schnelle Reaktion und Anpassung der Anlagen zu gewährleisten.

Die dynamische Netzstützung ist ein weiterer Bestandteil der Richtlinien zum Anschluss an das Mittelspannungsnetz laut VDE. Dabei ist es vorgegeben, dass definierte Fehlerfälle nicht zur Trennung

der Anlage führen dürfen. Diese Fehlerfälle werden durch die in Abbildung 1 und Abbildung 2 dargestellten Fault-Ride-Through-Kurven spezifiziert. Während solcher Fehlerereignisse ist es erforderlich, dass das Netz durch Blindstromeinspeisung gestützt wird. Zusätzlich müssen die Anlagen in der Lage sein, mehrere Fehler hintereinander zu durchlaufen, ohne ihre Leistung zu reduzieren. Um asymmetrische Fehler zu minimieren, erfolgt die Netzstützung sowohl im Mit- als auch im Gegensystem. Dabei ist es wichtig, dass die Wirkstromwiederkehr innerhalb definierter Grenzen erfolgt, um die Stabilität des Systems zu gewährleisten. Darüber hinaus gibt es klare Vorgaben zum Verhalten der Anlage bei bestimmten Frequenzänderungsgeschwindigkeiten (RoCoF).

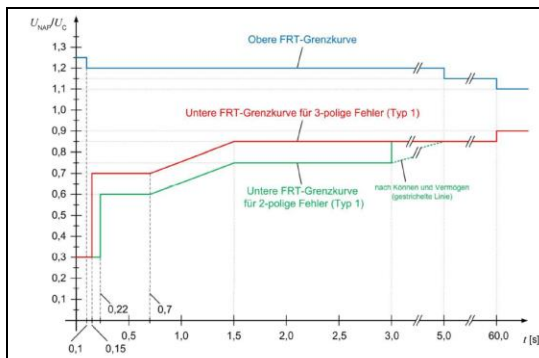


Abbildung 1 FRT-Kurve für Erzeugungsanlagen Typ 1

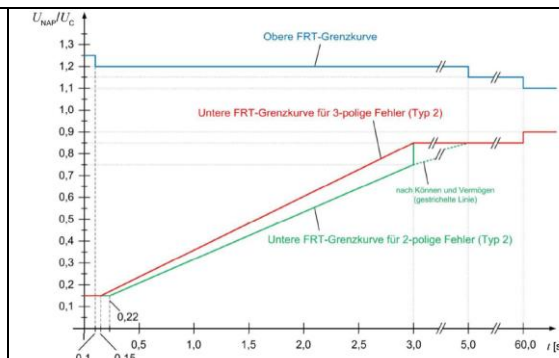


Abbildung 2 FRT-Kurve für Erzeugungsanlagen Typ 2

Einen weiteren Vorschlag zur Beurteilung der richtigen Systemantwort gibt die FNN. Sie gibt nicht die (regelungs-)technische Umsetzung vor, sondern bietet Testkriterien anhand der Systemantwort auf Phasenwinkelsprünge, Frequenzrampen, Spannungssprünge und anderen. Ziel ist die Systemstabilisierung. Ein Beispielnetz zeigt Abbildung 3. Hier lassen sich Harmonische, Gegensysteme, Änderungen der Netzimpedanz, Parallelbetrieb u.v.m. testen.

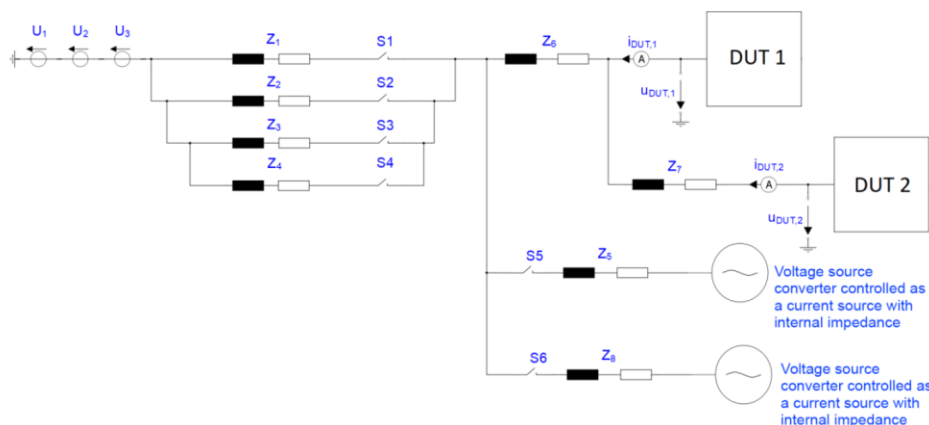


Abbildung 3: Testnetzwerk für verschiedene Netzimpedanzen, verschiedene Netzteilnehmer [16]

Die dynamischen Grenzen für Frequenz/Wirkleistung und Spannung/Blindstrom werden vorgegeben. Sie werden aus der Antwort einer Spannungsquelle mit festem Spannungsvektor hinter ohmsch-induktiver Impedanz fester Amplitude ermittelt. Die Kurven werden vom Netzbetreiber ermittelt. Sie ergeben sich aus einem Toleranzband und der Referenzkurve. Die Toleranzbänder

konstant oder abklingend sein. Abbildung 4 und Abbildung 5 zeigen zwei verschiedene Grenzwertkurven für einen Phasenwinkelsprung von -10° . Auch hier gilt, dass nur der zulässige Strom eingespeist werden soll.

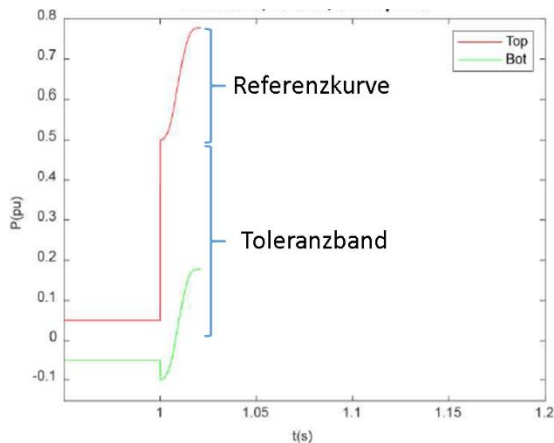


Abbildung 4: Beispielhafte Grenzkurven mit konstantem Toleranzband und Referenzkurve für einen Phasenwinkelsprung von -10° . Danach soll die Antwort asymptotisch Abklingen [16].

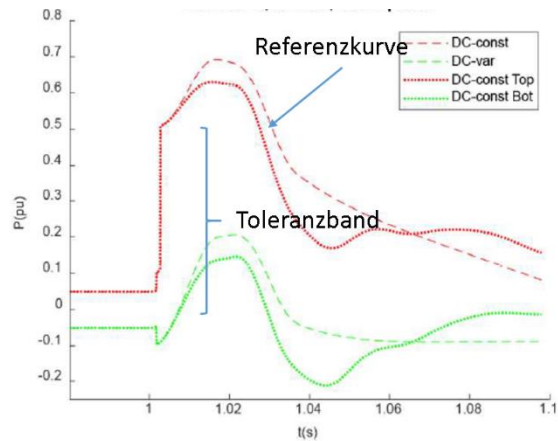


Abbildung 5: Beispielhafte Grenzkurve aus dynamischem Toleranzband und Referenzkurve bei Phasenwinkelsprung von -10° [16]

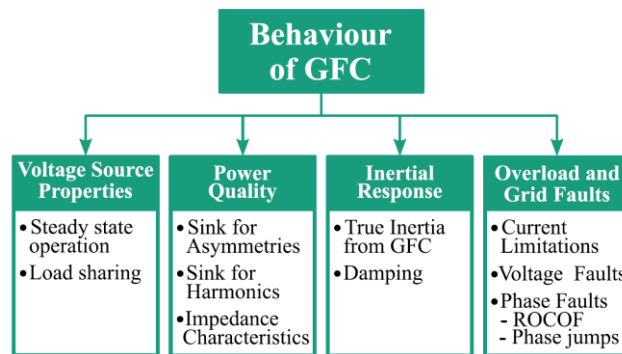


Abbildung 6: Vorgesehene Netzdienstleistungen durch netzbildende Stromrichter [18]

Aus den oben aufgeführten Normen und Richtlinien ergeben sich folgende Tests:

- Sollleistungssprung
- Phasenwinkelsprung im Netz: VSM muss Wirkleistung einspeisen
- Frequenzrampe im Netz: System muss Wirkleistung einspeisen
- Synchronisation mit dem Netz: Phasenwinkel und Frequenz angleichen
- LVRT: System muss Blindleistung bereitstellen
- HVRT: System muss Blindleistung aufnehmen
- Parallelbetrieb: Gleichmäßige und stabile Einspeisung aller VSMs
- Überlast/Strombegrenzung

Die Anforderungen sind in Tabelle 1 zusammengefasst.

Tabelle 1: Anforderungen an die VSM

Eigenschaft	Wert	Bemerkung
Trägheit	5 s	Verhältnis kinetischer Energie zur Leistung der Maschine
Dämpfung	$D = 1/\sqrt{2}$ Geben Sie hier eine Formel ein.	Dämpfungsoptimum
Impedanz der VSM	$Z = j\omega 0,1 \text{ p.u.} + 0,1 \text{ p.u.}$	Beeinflusst Blindleistung, Kurzschlussstrom, Dämpfung
Strombegrenzung	d- und q-Komponente gleichberechtigt	
Ansprechverzögerung	<5 ms	
Stromform in Strombegrenzung	Sinusförmig, da Schutztechnik auf sinuförmigen Strom ausgelegt ist	Sicherungstechnik auf Sinus ausgelegt
Spannungseinbruch am Netz	Weniger Leistung einspeisen, damit mehr Blindstrom eingespeist werden kann.	
Verlust der Synchronität	Trennung vom Netz	
RoCoF	ja, nach VDE AR 4110	
Schwarzstart	Ja	
Statik	40%/Hz	üblich in D
Netzimpedanz	Auch kleine SCR	Schwaches Netz

Die Anforderungen zur Erbringung von erweiterten Netzdienstleistungen unterteilen sich in verschiedene Gruppen. Für die Evaluierung und den Vergleich verschiedener Energiespeichertechnologien soll zum einen Momentanreserve und zum anderen Primärregelleistung betrachtet werden. Gemäß VDE AR 4110 muss für die Momentanreserve eine hohe Leistung innerhalb kurzer Zeit bereitgestellt werden. Erzeugungsanlagen müssen schnelle Frequenzänderungen ohne Trennung vom Netz (Frequenzänderungsgeschwindigkeit, RoCoF) durchfahren können. Diese Anforderung gilt, solange die folgenden gemittelten Frequenzänderungsgeschwindigkeiten nicht überschritten werden [1]:

- $\pm 2,0 \text{ Hz/s}$ für ein gleitendes Zeitfenster von 0,5 s oder
- $\pm 1,5 \text{ Hz/s}$ für ein gleitendes Zeitfenster von 1 s oder
- $\pm 1,25 \text{ Hz/s}$ für ein gleitendes Zeitfenster von 2 s.

Gemäß *Präqualifikationsverfahren für Regelreserveanbieter* [19] ist die Primärregelleistung auf 100% der installierten Anlageleistung beschränkt. Es wird somit keine Überlast vom Speicher gefordert. Die Primärregelleistung muss für 2x 15 min bereitgestellt werden. Die Bereitstellung von Primärregelleistung muss für beide Energieflussrichtungen für zweimal 15 min nachgewiesen werden. Die dafür vorgesehene „Doppelhöckerkurve“ ist in Abbildung 7 dargestellt.

Musterprotokoll zum Nachweis der Erbringung von positiver FCR

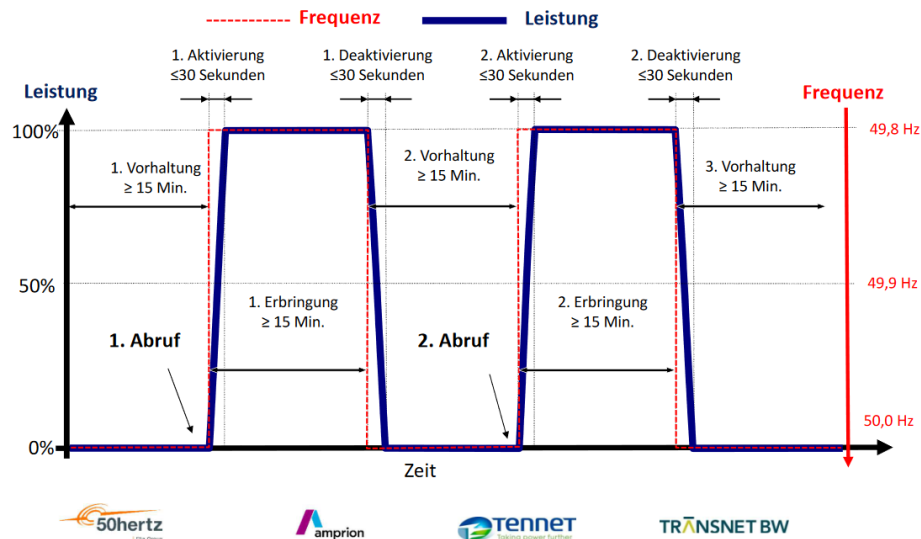


Abbildung 7: Doppelhöckerkurve zum Nachweis der Erbringung von Primärregelleistung [19]

5.2 GAP 2 – Erforschung von optimierten Bauelementen und stromrichternahen Technologien

Energiespeicher für Stromrichter für erweiterte Systemdienstleistungen

Es wurden folgende Speichersysteme zur Erbringung der genannten Systemdienstleistungen betrachtet. Diese unterscheiden sich hinsichtlich ihrer Energie- und Leistungsdichte. Die sogenannte C-Rate beschreibt dabei das Verhältnis von maximaler Leistung im Vergleich zur gespeicherten Energie.

- Schwungrad
 - o Vorteile: hohe Leistungsdichte, hohe C-Rate
 - o Nachteile: hohe Leerlaufverluste, kleine Energiedichte
- SuperCap:
 - o Vorteile: geringe Selbstentladung, hohe Leistungsdichte, hohe C-Rate
 - o Nachteile: geringe Energiedichte
- Li-Ion-Batterie
 - o Vorteile: hohe Energiedichte
 - o Nachteile: geringe Leistungsdichte, geringe C-Rate

Tabelle 2 Vergleich elektrischer Eigenschaften [3]

	Schwungrad	Batterie	Supercap
Wirkungsgrad	0,89	0,9	0,79
Selbstentladung	4 %/h	< 2 %/(30 d)	50 %/(30 d)
Zyklusfestigkeit	> 100.000	6.000	1.000.000

Tabelle 3 Kosten für Energie- und Leistungsbereitstellung [3]

Projektkosten	Einheit ¹	Schwungrad	Li-Ion-Batterie	Supercap
pro kWh	€/kWh	2.823	72	13.690
pro kW	€/kW	270	222	100
für 1,4 kWh	€	3.953	100	19.165
für 500 kW	€	134.780	110.860	50.140

In Abbildung 8 werden die Speichertechnologien hinsichtlich des Speichervermögens und der Bereitstellungszeit verglichen. Die Bereitstellungszeit ist die Zeit aus der Nennkapazität geteilt durch die Nennleistung des Speichersystems. Für die Erbringung von Primärregelleistung ist aufgrund der Leistung und der Bereitstellungszeit nur die Li-Ion-Batterie interessant. Für die Erbringung von Momentanreserve ist nicht die Speicherkapazität, sondern die max. Leistung relevant. Diese wird vor allem durch den Stromrichter begrenzt. Das in GAP 3 vorgestellte Modulationsverfahren zur Nutzung des doppelten N-Pfad, kann die Überlastfähigkeit des Stromrichters in Arbeitspunkten mit niedriger Ausgangsspannung erhöhen.

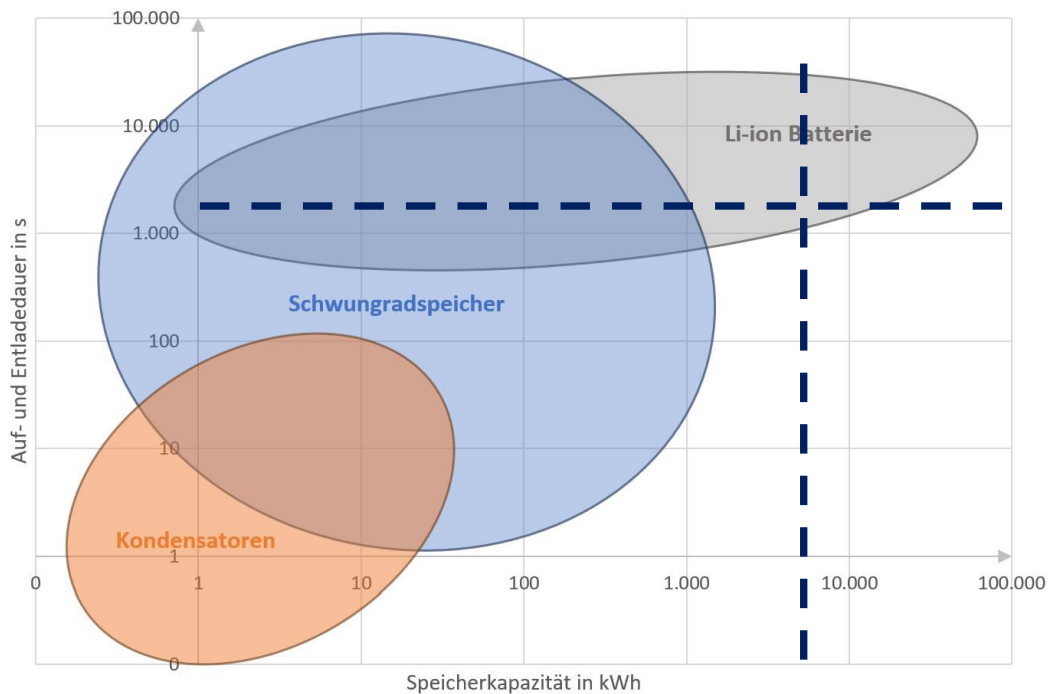


Abbildung 8 Vergleich der Speichertechnologien hinsichtlich Speichervermögen und Entladedauer [4]

In den folgenden Betrachtungen wird das Potential der Rotorträgheit von Windenergieanlagen (WEAs) zur Speicherung von kinetischer Energie betrachtet. Abbildung 9 zeigt eine typische Betriebskennlinie einer WEA im Leistungsbereich von einigen Megawatt. Es ist zu erkennen, dass die Anlagenleistung bis zu einer nominellen Windgeschwindigkeit erhöht wird und bei stärkerem Wind

konstant gehalten wird. Die Leistungsbegrenzung oberhalb der Nennwindgeschwindigkeit kann passiv durch Strömungsabriss (Stall-Regelung) oder aktiv durch Veränderung des Anstellwinkels (Pitch-Regelung) erfolgen. Beide Verfahren bewirken eine Reduktion des Rotorleistungsbeiwertes mit steigender Windgeschwindigkeit.

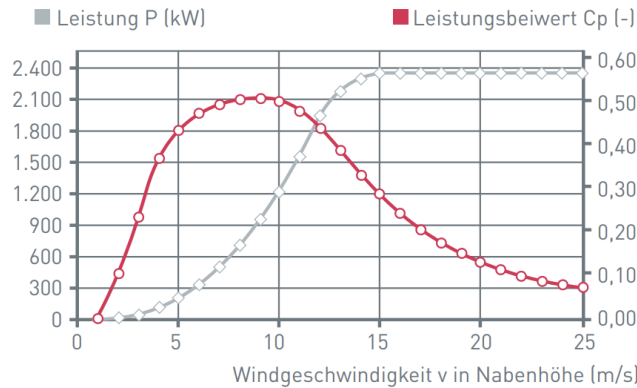


Abbildung 9: Auszug Leistungskennlinie Enercon E-70 E4 [20]

Die passive Leistungsbegrenzung ist durch die Rotorgeometrie definiert und besitzt somit keine zusätzliche Stellgröße zu Beeinflussung des Systemverhaltens. Im Gegensatz dazu kann bei der aktiven Pitch-Regelung über den Verdrehwinkel θ Einfluss auf die Rotorgeometrie genommen werden, wodurch der Rotorleistungsbeiwert beeinflusst werden kann. Durch eine Variation der Rotordrehzahl kann im Rotor kinetische Energie gespeichert werden. Dieses Speicherpotenzial, könnte genutzt werden um kurzzeitig Wirkleistung zur Netzstabilisierung bereit zu stellen. An dieser Stelle wird jedoch nur auf das theoretische Potential als Energiespeicher eingegangen.

Da der Rotor eine rotierende Masse darstellt, ist während des Betriebes kinetische Energie gespeichert, wenn sich der Rotor dreht.

$$E_{kin} = \frac{J_R}{2} \omega_R^2$$

Dabei stellt J_R das Trägheitsmoment des Rotors und ω_R die Winkelfrequenz des Rotors dar. Eine Änderung der Rotorwinkelfrequenz um $\Delta\omega_R$ bewirkt eine Änderung der gespeicherten kinetischen Energie

$$\Delta E_{kin} = \frac{J_R}{2} (2\omega_R \Delta\omega_R + \Delta\omega_R^2) \approx J_R \omega_R \Delta\omega_R$$

Wobei die Näherung für kleine Änderungen Gültigkeit besitzt. Da die mittlere Rotordrehzahl im Teillastbereich relativ zur Windgeschwindigkeit variiert, ändert sich auch die durch eine gegebene Drehzahländerung gespeicherte Energie in Abhängigkeit des Arbeitspunktes.

Über die Leistungsbilanz

$$J_R \omega_R \dot{\omega}_R = P_W - P_{el}$$

Lässt sich der Zusammenhang zwischen der dem Wind entnommenen Leistung und der elektrischen Leistung des Generators beschreiben. Dabei werden elektrische und Reibungsverluste vernachlässigt.

Mit der Einführung der Rotorzeitkonstante

$$H = \frac{E_{kin,nom}}{P_{nom}}$$

lässt sich die um die Nennwinkelfrequenz linearisierte, normierte Leistungsbilanz

$$2H\dot{\omega}_{R,pu} = p_{W,pu} - p_{el,pu}$$

aufstellen. Die Rotorzeitkonstante H gibt dabei an, wie lange ein Rotor mit Nennleistung beschleunigt werden muss, bis dieser seine Nenndrehzahl erreicht. Diese Linearisierung besitzt nur im Bereich um die Nenndrehzahl seine Gültigkeit, für größere Abweichungen von der nominellen Rotordrehzahl muss mit der Leistungsbilanz

$$2H\dot{\omega}_{R,pu} = \frac{p_{W,pu} - p_{el,pu}}{\omega_{R,pu}}$$

gearbeitet werden.

Um das Energiespeicherpotenzial von WEAs abzuschätzen sind in Tabelle 4 Beispielanlagen für den Leistungsbereich bis 6MVA dargestellt [21].

Tabelle 4: Parameter von exemplarischen WEAs im Leistungsbereich bis 6MVA

Typ	Nennleistung [kW]	Durchmesser [m]	Nenndrehzahl [U/min]	Rotormasse [t]
ADES 335	335	36	55	4
Acciona AW-100/3000	3000	100	14,2	66
Acciona AW-77/1500	1500	77	18,3	15
AAER A1500-77	1500	77	19	33
Adwen AD 5-135	5050	135	13,5	140
Aerodyn aM 1.5/92	1500	92	16,6	35,1
Aerodyn aM 6.0/139	6000	139	11,8	135
Amperax A3000	3000	116	23	74
AN Bonus 1000/54	1000	54,2	25	25
Bazan 62/1300	1300	62	19	34
Bonus B82/2300	2300	82,4	25	52
Bwu 57-1000	1050	57	25	45
CSIC H87-2.0	2000	87	25	45
CISC H146-3.2	3200	146	22	92
Ebara EPW1570	1500	70	25	31
Elsam Tjaereborg	2000	61,1	25	67,5

Mit Hilfe von

$$J_R = \frac{m_R}{4} R^2$$

Wird das Trägheitsmoment des Rotors abgeschätzt. In der Näherung wird berücksichtigt, dass sich die Rotorblätter zur Nabe hin stärker werden. Für eine exaktere Berechnung sollten Herstellerangaben zum Trägheitsmoment verwendet werden.

In Abbildung 10 sind die Rotorzeitkonstanten für die exemplarischen Anlagen dargestellt. Es ist erkennbar, dass abgesehen von wenigen Ausnahmen, die Zeitkonstanten zwischen 5-20s streuen. Für die weiteren Betrachtungen wird von einer Zeitkonstante $H = 10s$ ausgegangen. Somit führt eine Leistungsdifferenz von 100% der Nennleistung für eine Sekunde im linearisierten Modell zu einer Drehzahlabweichung von 5%.

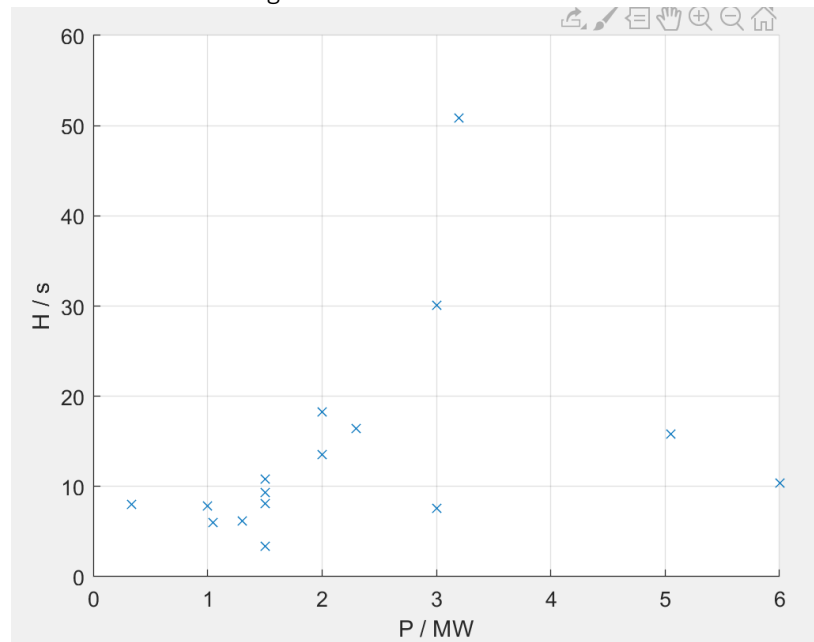


Abbildung 10: Rotorzeitkonstanten für ausgewählte Typen

Die Energieerzeugung einer WEA ist maßgeblich vom Windangebot abhängig. Um die maximal mögliche Leistung aus dem Wind zu entnehmen, müsste der Rotor immer im optimalen Arbeitspunkt betrieben werden. Da das Windangebot variabel ist, wird aus ökonomischen Gründen im allg. darauf verzichtet die Anlagen auf maximal möglicher Leistungsentnahme auszulegen. Die thermische Auslegung des generatorseitigen Stromrichters begrenzt dabei die max. zulässige Dauerleistung. Abbildung 11 zeigt eine typische normierte Leistungskennlinie einer WEA in Abhängigkeit des Windangebotes.

Unterhalb der Nennwindgeschwindigkeit ist die Leistungsgrenze des Stromrichters noch nicht erreicht und der Rotor wird mit maximaler Leistung betrieben (MPP). Dazu sind die optimale Schnelllaufzahl sowie ein Anstellwinkel von 0° notwendig.

Durch die Forderung der optimalen Schnelllaufzahl hängt die Rotordrehzahl linear von der mittleren Windgeschwindigkeit ab

$$\omega_R \sim v_W$$

Die entnehmbare Wirkleistung hängt somit von der 3. Potenz der Windgeschwindigkeit ab und der Leistungsbeiwert bleibt bis zum Erreichen der Nennwindgeschwindigkeit auf seinem Optimum.

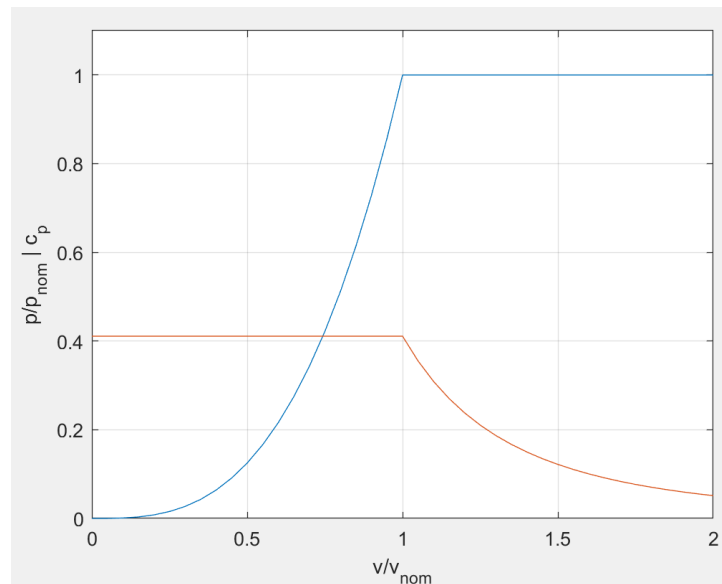


Abbildung 11: normierte Betriebskennlinie einer WEA

Oberhalb der Nennwindgeschwindigkeit begrenzt der Generatorstromrichter die Dauerleistung, so dass die mechanische Leistung am Rotor durch eine Reduktion des c_p -Wertes erfolgen muss. Diese Reduktion hat zur Folge, dass ein Freiheitsgrad in der Wahl des Rotorarbeitspunktes ohne Wirkleistungsverlust möglich wird.

Durch eine geeignete Wahl von θ kann die Schnelllaufzahl und somit auch die Rotordrehzahl variiert werden. Während des Überganges auf eine andere Drehzahl kann über den Generatorstromrichter Leistung im Rotor gespeichert, bzw. diesem entnommen werden.

Um dies zu ermöglichen, benötigt der Generatorstromrichter kurzzeitige Leistungsreserven (Überstrom). Der Einfluss auf die Dauerleistung wird dabei als vernachlässigbar angenommen.

In **Abbildung 12** ist der theoretisch mögliche Freiheitsgrad in der Wahl des Arbeitspunktes für das Kennfeld dargestellt. Die grau gefärbte Fläche zeigt, in welchem Bereich die Rotordrehzahl variiert werden kann, ohne dass es zu einer zusätzlichen Reduktion der Dauerleistung kommt. An dieser Stelle wird davon ausgegangen, dass es oberhalb der doppelten Nennwindgeschwindigkeit zu einer Abschaltung der Anlage aus Sicherheitsgründen kommt.

In der Praxis, existieren technische Grenzen, wie die mechanische Begrenzung der maximalen Rotordrehzahl, welche an dieser Stelle noch nicht berücksichtigt werden, um das theoretische Potenzial der Energiespeicherung zu verdeutlichen.

Wird die WEA dauerhaft mit der optimalen Schnelllaufzahl betrieben (**Abbildung 12**, blaue Linie), führt eine Verdopplung der Windgeschwindigkeit zu einer Vervierfachung der gespeicherten kinetischen Energie.

Wird die maximale Rotordrehzahl auf die Nominelle begrenzt, bleiben noch ein Bereich von 20% der Nenndrehzahl, in der die Rotordrehzahl variiert werden kann, ohne dass die Nennleistung reduziert werden muss.

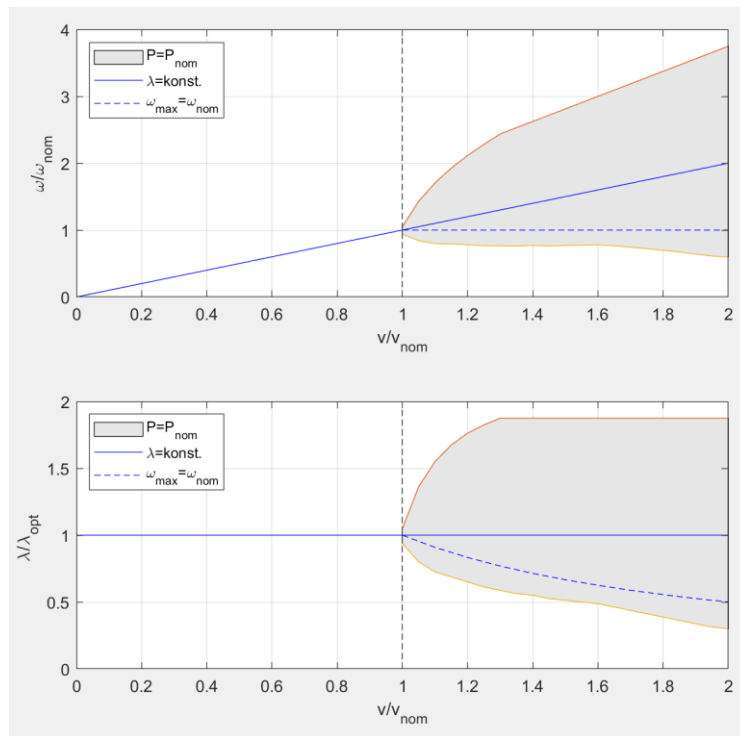


Abbildung 12: theoretischer Freiheitsgrad in der Wahl des Arbeitspunktes

Durch die Energiespeicherefähigkeit des Rotors bietet sich die Möglichkeit über die Windenergieanlage im Sekundenbereich als Energiespeicher zu arbeiten ohne eine signifikante Reduktion der dem Wind entnommenen Leistung. In B2B-Konfigurationen ist der Generatorstromrichter über einen Gleichspannungszwischenkreis mit dem netzseitigen Wechselrichter verbunden, welcher die erzeugte Leistung in das Netz einspeist.

Die angestellten Betrachtungen haben gezeigt, dass es möglich ist, durch eine Arbeitspunktverschiebung Leistung im Rotor von WEAs zu speichern. Bei realistischen Annahmen der Systemdynamik ist diese Art der Energiespeicherung auch ohne den Verlust oder die Reduktion der mechanischen Rotorleistung möglich, wenn die WEA im Leistungsmaximum betrieben wird. Abhängig von der Überstromfähigkeit des Stromrichters und der mechanischen Toleranzen des Systems kann dabei Leistung im Zeitbereich von Sekunden aufgenommen werden.

Um das Potenzial der Energiespeicherung besser zu bewerten, sind in Abbildung 13 die durchschnittlichen Volllaststunden für WEAs in Abhängigkeit des Standortes angegeben. Dabei entspricht die Anzahl der Volllaststunden der Zeit mit, welcher eine WEA bei Nennleistung betreiben werden muss um die im Jahresmittel erzeugte Energie bereitzustellen.

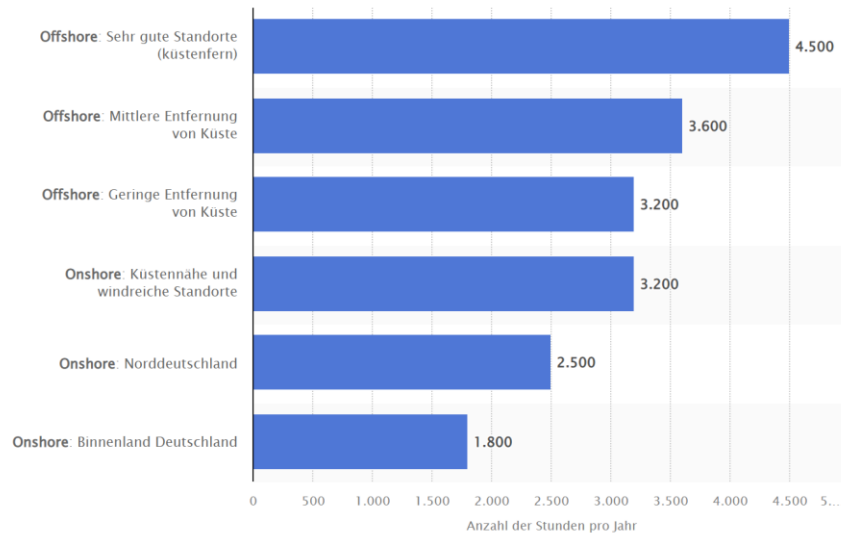


Abbildung 13: Durchschnittliche Vollaststunden von WEAs

Daraus lässt sich erkennen, dass WEAs einen Großteil der Betriebsstunden unterhalb der Nennleistung betrieben werden. Eine Arbeitspunktverschiebung der Rotordrehzahl um Energie zu speichern, wird in diesem Fall mit einer Reduktion der mittleren Wirkleistung einhergehen. Die Höhe des Leistungsverlustes ist dabei abhängig von der Höhe der Arbeitspunktverschiebung.

Im Teillastbereich kann eine Arbeitspunktverschiebung um $\pm 10\%$ der optimalen Rotordrehzahl mit geringem Wirkleistungsverlust toleriert werden. Durch den geringen Absolutwert der Rotordrehzahl im Teillastbereich ist die speicherbare kinetische Energie niedriger als bei Nenndrehzahl. Aufgrund der Rotorphysik eignet sich das Verfahren der Arbeitspunktverschiebung besonders für Rotoren mit hoher Schnelllaufzahl, da das Energiespeicherpotential quadratisch mit der Drehzahl zunimmt.

Für eine Arbeitspunktverschiebung bei Nenndrehzahl müssen zusätzliche mechanische Reserven bereitstehen, wenn der Rotor oberhalb der Nenndrehzahl betrieben werden kann. Besonders bei hohen Windgeschwindigkeiten ergibt sich durch den Freiheitsgrad im Rotorleistungsbeiwert, ein hohes theoretisches Speicherpotential, welches durch die mechanischen Grenzen eingeschränkt ist.

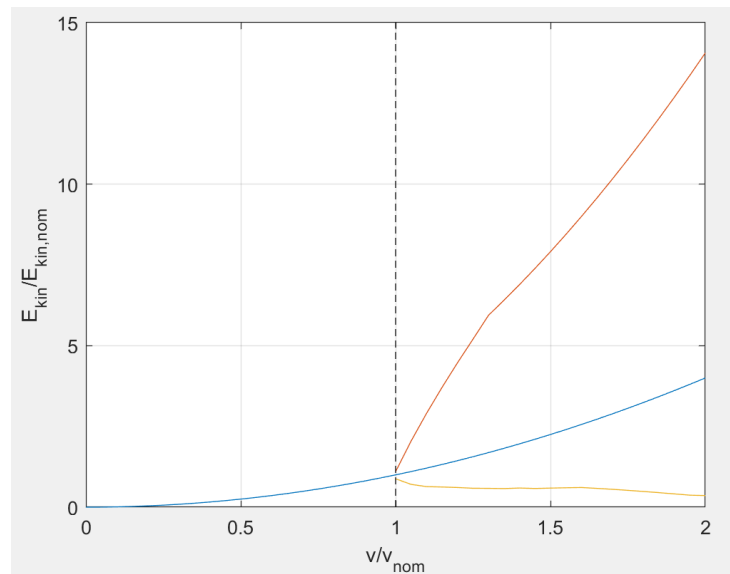


Abbildung 14: theoretisch möglicher Betriebsbereich der im Rotor gespeicherten kinetischen Energie, ohne Wirkleistungsverlust

Abbildung 14 verdeutlicht das theoretische Energiespeicherpotenzial oberhalb der nominellen Windgeschwindigkeit. Die blaue Linie zeigt den Verlauf der kinetischen Energie, wenn die Anlage immer mit optimaler Schnelldrehzahl betrieben wird, in diesem Fall ist bei doppelter Windgeschwindigkeit, die vierfache Energie im Rotor gespeichert. Wird der Rotor bei doppelter Windgeschwindigkeit bis zur max. möglichen Drehzahl betreiben, bei welcher die Windleistung noch der Nennleistung entspricht, ergibt sich ein Energiespeicherpotenzial von etwa der 14fachen kinetischen Energie im Nennarbeitspunkt. Dieser Fall wird kann durch mechanische Grenzen in der Praxis ausgeschlossen werden und wird nur zur Verdeutlichung des theoretischen Potentials angegeben.

Da die Rotorzeitkonstante in einer ähnlichen Größenordnung liegt, wie die konventioneller Generatoren ist eine kurzzeitige Netzstützung im Bereich weniger Sekunden möglich.

Bei geringen Rotordrehzahlen ist ein netzstützendes Verhalten kritisch zu betrachten, da die Rotorbeschleunigung durch die aktuelle Rotordrehzahl beeinflusst wird. Die max. mögliche Beschleunigung wird durch den mechanischen Aufbau festgelegt, was eine Begrenzung der Leistung für die Netzstützung erfordert.

Im Projekt Next-Wind sind zusätzliche Energiespeicher mit einer Kapazität von ca. 0,5-1h der Nennleistung geplant. Was einer Zeitkonstante im Bereich $H_{Bat} \approx [1800s; 3600s]$ entspricht.

Setzt man diesen Wert ins Verhältnis zu den Rotorzeitkonstanten in Abbildung 10 und dem theoretisch maximal möglichem Betriebsbereich aus Abbildung 14 ergibt sich selbst bei doppelter Windgeschwindigkeit ein Verhältnis zwischen 0,4% und 5,6% der im Rotor gespeicherten Energie zu der des Speichers. Somit ist eine effiziente Reduktion des Speichers nicht möglich.

DC/DC Wandler Topologien für die Anbindung eines Energiespeichers an den Gleichspannungszwischenkreis eines Stromrichters

Für die weitere Evaluierung zu Technologien zur Speichereinbindung in der Stromrichtertopologie werden Li-Ion-Batterien betrachtet. Der Speicher soll an den Zwischenkreis des Windstromrichters angebunden werden. Die für den in AP 5 aufgebauten Teststand genutzte Li-Ion-Batterie besitzt eine Nennspannung von 400V. Im Volleleistungs-Demonstrator sind Zwischenkreisspannung bis 1500V möglich. Die Topologie muss bidirektionalen Leistungsfluss bei Strömen von ca. 10-15A ermöglichen. In Tabelle 5 sind verschiedene Topologien mit ihren Vor- und Nachteilen dargelegt. In Tabelle 6 werden die Eigenschaften des Vergleichs übersichtlich dargestellt. Bezüglich, Bauteilkosten, Bauteilaufwand und Verfügbarkeit und Komplexität ist der Synchronwandler von Vorteil. Hierfür kann ein vorhandener 2L-VSC-Stromrichter derart angeschlossen werden, dass sich drei parallele Synchronwandler ergeben. Die schaltentlastenden Topologien scheitern oft am geringen Leistungsangebot, da der Strom in jeder Periode wieder zu Null werden muss (Zero Current Switching) oder negativ werden muss (damit die Diode zuerst leitet vgl. Zero Voltage Switching).

Tabelle 5: Vergleich verschiedener Gleichspannungswandlertopologien zur Anbindung des Energiespeichers an den Zwischenkreis

<ul style="list-style-type: none"> • Synchronwandler [5] 	<ul style="list-style-type: none"> • Einfache Umsetzung, da 2L-VSC benutzt werden kann, Interleaved Betrieb möglich • Kostengünstig • Wenig Stromripple bei Interleaved mode • (DC-)-Potentiale fest verbunden
<ul style="list-style-type: none"> • Bidirektionaler Cuk-Wandler [5] 	<ul style="list-style-type: none"> • Auf mittlere Leistung begrenzt • Auslegung des Kondensators erfolgt für einen Arbeitspunkt: Ripple, Laststrom • Wenn C zu klein, dann kann Ausgangsspannung nicht mehr gestellt/geregelt werden • Bessere Stromwelligkeit, da kontinuierlicher Stromverlauf • Höherer Bauteilstress
<ul style="list-style-type: none"> • Bidirektionaler Buck + Boost Wandler [6] 	<ul style="list-style-type: none"> • Kleinere Induktivität, da höhere Stromanstiege gewünscht sind • $P_{max} = \frac{V_1^2 V_2^2 t_3^2}{2LT_P(V_1^2 + V_1 V_2 + V_2^2)}$ $P_{max} = 2 \text{ kW}$ bei gleicher Hardware, Frequenz wie Synchronwandler <ul style="list-style-type: none"> ○ Von T_p und L abhängig ○ Leistung begrenzt CrCM • Für Mosfets mit geringer Ausgangskapazität • Peak-Strom muss höher dimensioniert werden als beim Synchronwandler

<ul style="list-style-type: none"> • Bidirektionaler Multilevel Wandler [5] 	<ul style="list-style-type: none"> • Benötigt eine Batterie und eine Halbbrücke pro Level (keine Induktivität vor Batterie!) • Leistung praktisch unbeschränkt • Stromripple nur durch Filter bestimmt
<ul style="list-style-type: none"> • Bidirektionaler isolierter LLC Converter [7] 	<ul style="list-style-type: none"> • Kleine Leistungen (< 100kW) und hohe Frequenzen • Leistung durch Nulldurchgang in jeder Periode begrenzt • Auslegung auf Arbeitspunkt, Kapazität wieder begrenzende Komponente • Schaltentlastung nur für eine Leistungsrichtung • Hoher Bauteilaufwand
<ul style="list-style-type: none"> • Hochsetz- und Tiefsetzsteller antiparallel 	<ul style="list-style-type: none"> • Teuer, aufwendig und relativ viele Teile • Hoher Stromripple, wenn nicht interleaved • (DC-)-Potentiale fest verbunden

<ul style="list-style-type: none"> • Zwei Vollbrücken an einem Trafo 	<ul style="list-style-type: none"> • Aufwendige Synchronisierung der Vollbrücken • mehr Bauteile • Relativ großer Trafo, weil 1500V auf Ausgangsseite • Isolierte Wandlung möglich • Hohe Stromwelligkeit
<ul style="list-style-type: none"> • M2C 	<ul style="list-style-type: none"> • Sehr hoher Bauteilaufwand • Aufwendigere Steuerung: Symmetrierung, Strom- und Spannungsregelung • Geringster Stromripple (außer: interleaved Synchronwandler, $d=\{1/3, 1/2, 2/3\}$) • Sehr schnelle Stromregelung • Nicht potentialgetrennt, aber auch kein festes Potential
<ul style="list-style-type: none"> • Resonante Wandler 	<ul style="list-style-type: none"> • Leistung durch Nulldurchgang in jeder Periode begrenzt • Hoher Stromripple, da Wechselgröße

Tabelle 6: Zusammenfassung des Vergleichs der besten Topologien zur Speicheranbindung

	Synchronwandler (CCM ⁴)	Potentialfreie Wandler	MMC	Hochsetzsteller (CCM ¹)	Resonante Wandler
Bidirektional	+	0	+	-	+
Bauteilaufwand	++	0	--	++	0
Ansteueraufwand	++	+	--	++	+
Stromripple (1ph)	+	0	++	+	0
Verluste	++ ²	+	++	++	++

Effizienzsteigerung durch Nutzung beider N-Pfade im Nullzustand des 3L-ANPC-Konverters

Die Nutzung beider Nullpfade zur Vergleichmäßigung der Temperaturverteilung der inneren Schalter im 3L-ANPC wurde in verschiedenen Veröffentlichungen diskutiert. Dabei werden jedoch beide Nullpfade gleichzeitig geschaltet. Dies führt zu einer langen und kurzen Kommutierung und damit verbundener Überspannung sowie erhöhter Schaltverluste. Aus diesem Grund wurde in diesem Projekt das in Abbildung 15 dargestellte, von Semikron vorgeschlagene Modulationsverfahren, bei dem die lange Kommutierung vermieden wird implementiert und getestet.

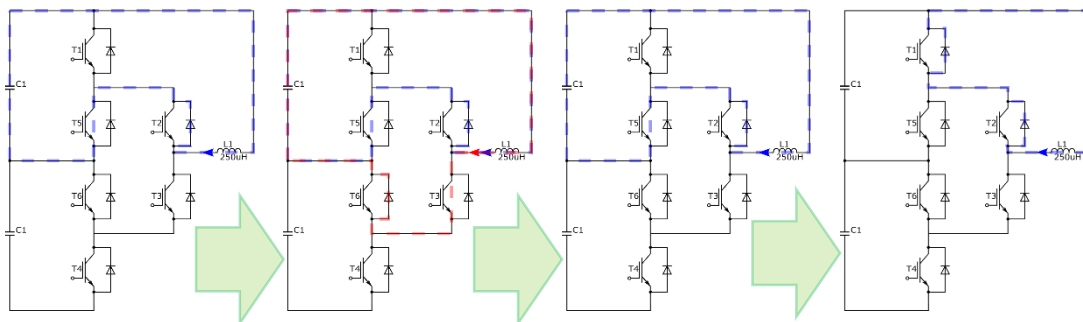


Abbildung 15: Modulationsverfahren der Nutzung beider N-Pfade ohne lange Kommutierung

¹ Continuous Conduction Mode

² Full SiC

Während des Nullzustandes wird der zweite N-Pfad unter Berücksichtigung einer Totzeit eingeschaltet. Dies führt zur Aufteilung des Laststromes und somit der Verluste auf mehrere Halbleiterbauelemente. In Abbildung 16 sind die Stromverläufe der Schalter im ANPC für eine klassische HFLF Modulation und in Abbildung 17 für eine Modulation mit doppeltem N-Pfad dargestellt. Die Stromaufteilung bei Schalten mit doppelten N-Pfad ist deutlich sichtbar.

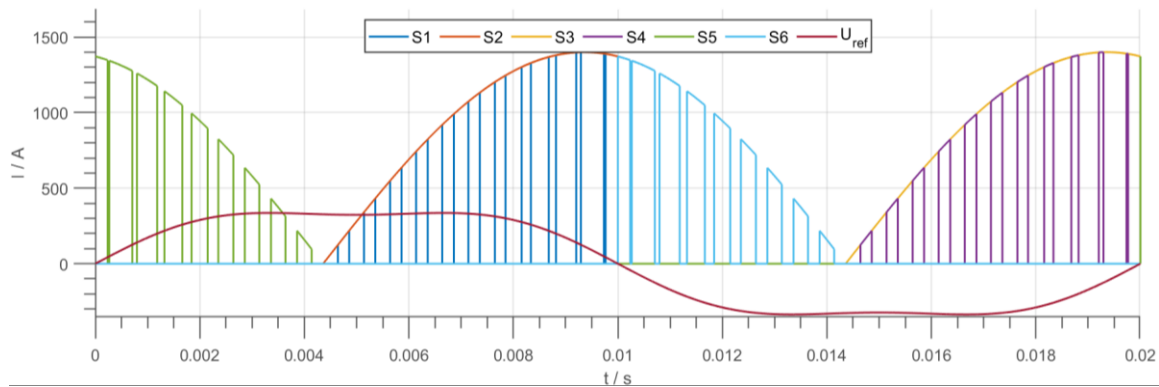


Abbildung 16: Beispielhafte Stromverläufe der IGBTs des Phasenbausteines bei Nutzung der Modulation HFLF

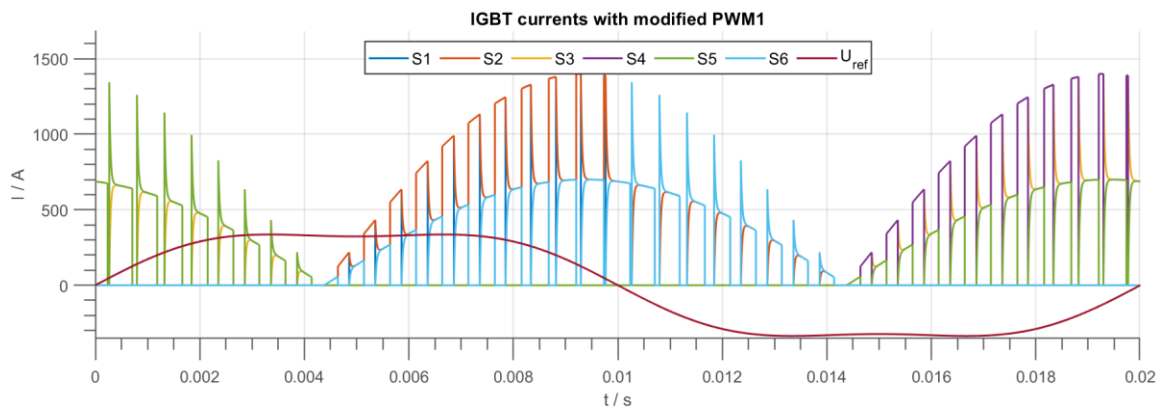


Abbildung 17: Beispielhafte Stromverläufe der IGBTs des Phasenbausteines bei Nutzung der Modulation doppelter N-Pfad

Die Aufteilung des Laststromes findet nur während des Nullzustandes des Phasenbausteines statt. Die Verlustverteilung ist somit abhängig vom aktuellen Modulationsgrad. In Tabelle 7 sind die Auswirkungen verschiedener Arbeitsregime des Konverters auf den Modulationsgrad, den Strom und den $\cos(\phi)$ dargestellt. In Betriebszuständen mit niedriger Ausgangsspannung sinkt der Modulationsgrad. Dies führt zu stärkerer Beanspruchung des N-Pfades und somit zu einer besseren Verlustverteilung bei Nutzung der Modulation mit doppelten N-Pfades.

Tabelle 7: Erwarteter Einfluss der Modulation des doppelten N-Pfades auf den Modulationsgrad, den $\cos(\phi)$ und den Ausgangsstrom des Konverters

Betrachtete Fälle	Modulationsgrad	Strom	$\cos(\phi)$
Normalbetrieb	→	→	→
RoCoF (+), mit Statik	→	↑	↑
RoCoF (-), mit Statik	→	↓	↓
Phasenwinkelsprung (-)	→	↑↑	↑↑
Phasenwinkelsprung (+)	→	↓	↓
LVRT	↓	↑	↓
HVRT	↑	↓	↑
Kurzschluss	↓↓	↑↑	0

Die Evaluierung des Modulationsverfahrens in verschiedenen Arbeitspunkten findet mit dem in Abbildung 18 dargestellten Simulationsprinzipes statt. Die Berechnung der Sperrschichttemperaturen der Halbleitermodule im Phasenbausteine wird durch eine analytische Formel zur Schaltverlustberechnung entsprechend der in GAP 3 gemessenen Schaltverluste parametrisiert. Die Vorwärtsspannung der Halbleiter im eingeschalteten Zustand werden auf Grundlage der im Datenblatt gegebenen Werte für die Schleusenspannung U_F und dem differentiellen Widerstand r_{CE} bestimmt. Dabei ergibt sich für die Spannung mit klassischer Modulation nach PWM-1/HFLF die Vorwärtsspannung

$$U_{CE,HFLF} = U_F \cdot I + r_{CE} \cdot I^2$$

und bei Modulation unter Nutzung des doppelten N-Pfades die Vorwärtsspannung

$$U_{CE,2N} = \left(U_F \cdot \frac{I}{2} + r_{CE} \cdot \frac{I^2}{4} \right).$$

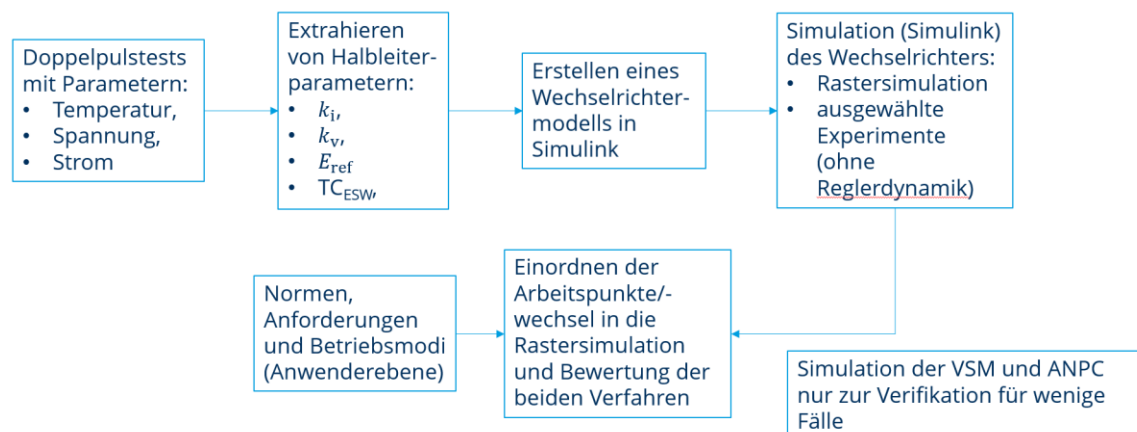


Abbildung 18: Prinzipdarstellung des Aufbaus des Simulationsmodells zur Evaluation des Modulationsverfahrens mit Nutzung des doppelten N-Pfades

Mithilfe der bestimmten Schaltverluste und dem Simulationsmodell wurde eine Rastersimulation zur Bestimmung der Sperrschichttemperaturen der IGBTs und Dioden durchgeführt. In Abbildung 19 sind die Sperrschichttemperaturen der einzelnen Halbleiter des 3L-ANPC in verschiedenen Arbeitspunkten dargestellt. Dabei wird die Ausgangsspannung auf 10% U_n abgesenkt, der Laststrom auf 2700 A erhöht und der Cos Phi variiert. Es wird deutlich, dass die inneren Dioden und IGBTs entlastet werden.

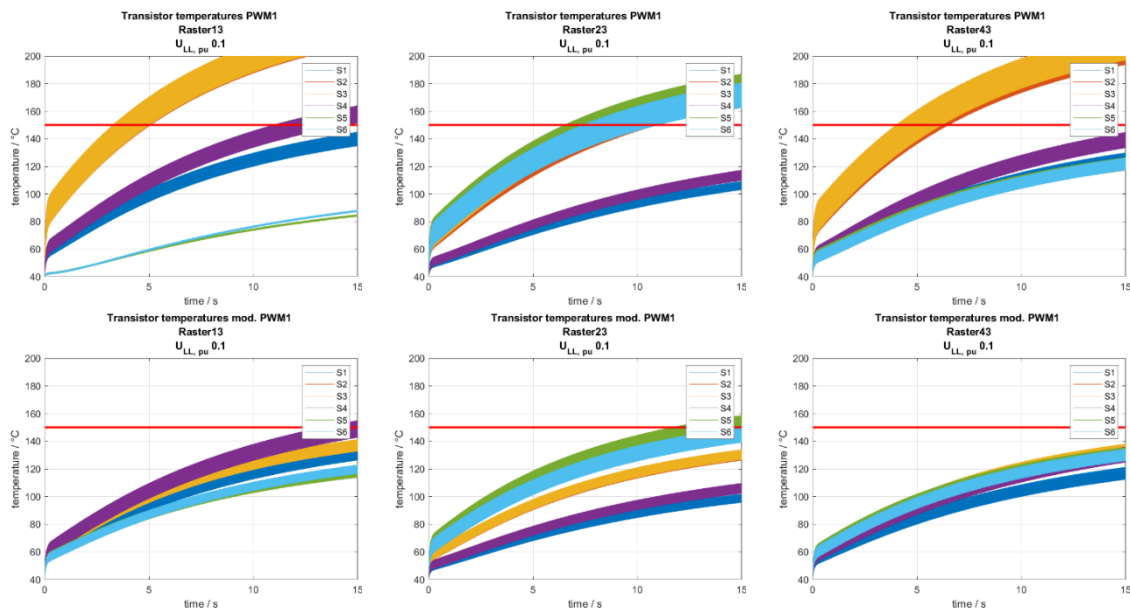


Abbildung 19: Ausgewählte Ergebnisse der Rastersimulation zur Bestimmung der Sperrschichttemperaturen der IGBTs und Dioden des 3L-ANPC-Phasenbausteines mit dem Modulationsverfahren unter Nutzung des doppelten N-Pfades

Zusätzlich wurde die Verluste in verschiedenen Arbeitspunkten bestimmt. Hierbei zeigen die **Fehler! Verweisquelle konnte nicht gefunden werden.** und Abbildung 22 die Leit- und Schaltverluste in verschiedenen Arbeitspunkten. Es zeigt sich eine deutliche Aufteilung der Leitverluste bei einem hohen Leistungsfaktor und niedriger Ausgangsspannung. Dies ist auf eine längere Nutzung des Nullzustandes bei geringen Ausgangsspannungen zurückzuführen. Die Summe der Verluste der einzelnen Halbleiter sinkt dabei ebenfalls, da die Leitverluste quadratisch mit der Strombelastung steigen. Die Schaltverluste verändern sich insgesamt nur wenig. **Abbildung 23** zeigt die Gesamtverluste einer Phase. Es ist gut zu sehen, dass die Ersparnis am größten ist, wenn die Ausgangsspannung klein, der Leistungsfaktor betragsmäßig klein und der Strom groß ist.

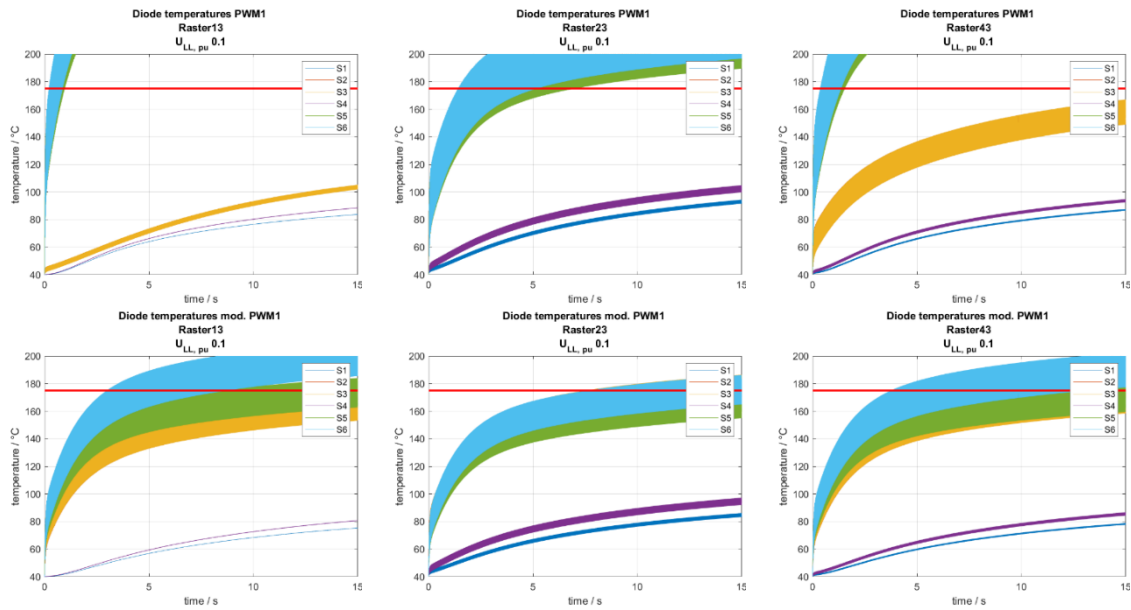
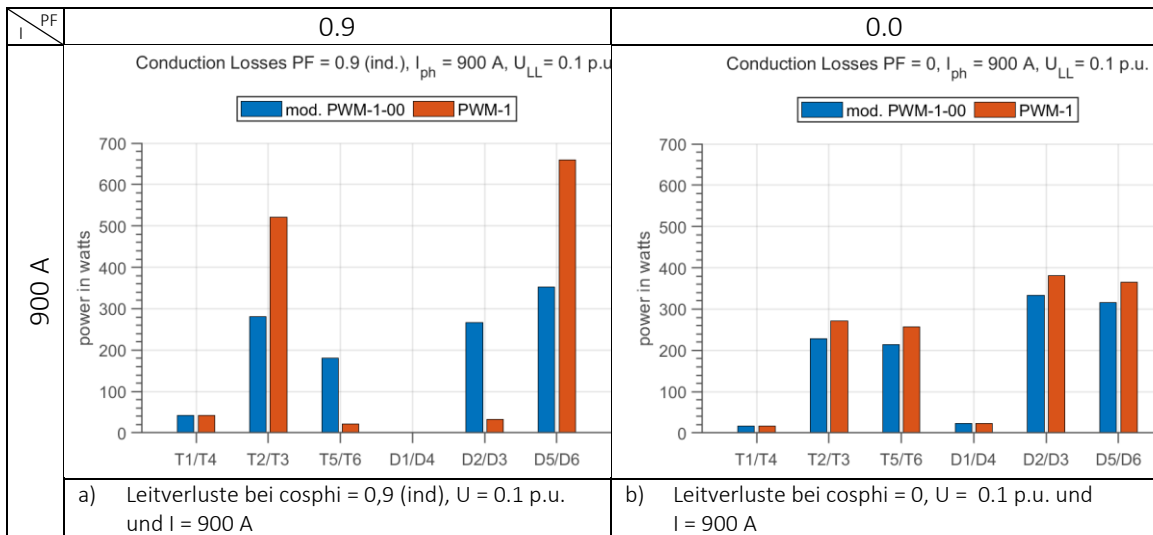


Abbildung 20: Ausgewählte Ergebnisse der Rastersimulation zur Bestimmung der Sperrschichttemperaturen der IGBTs und Dioden des 3L-ANPC-Phasenbausteines mit dem klassischen Modulationsverfahren PWM-1 (HFLF)



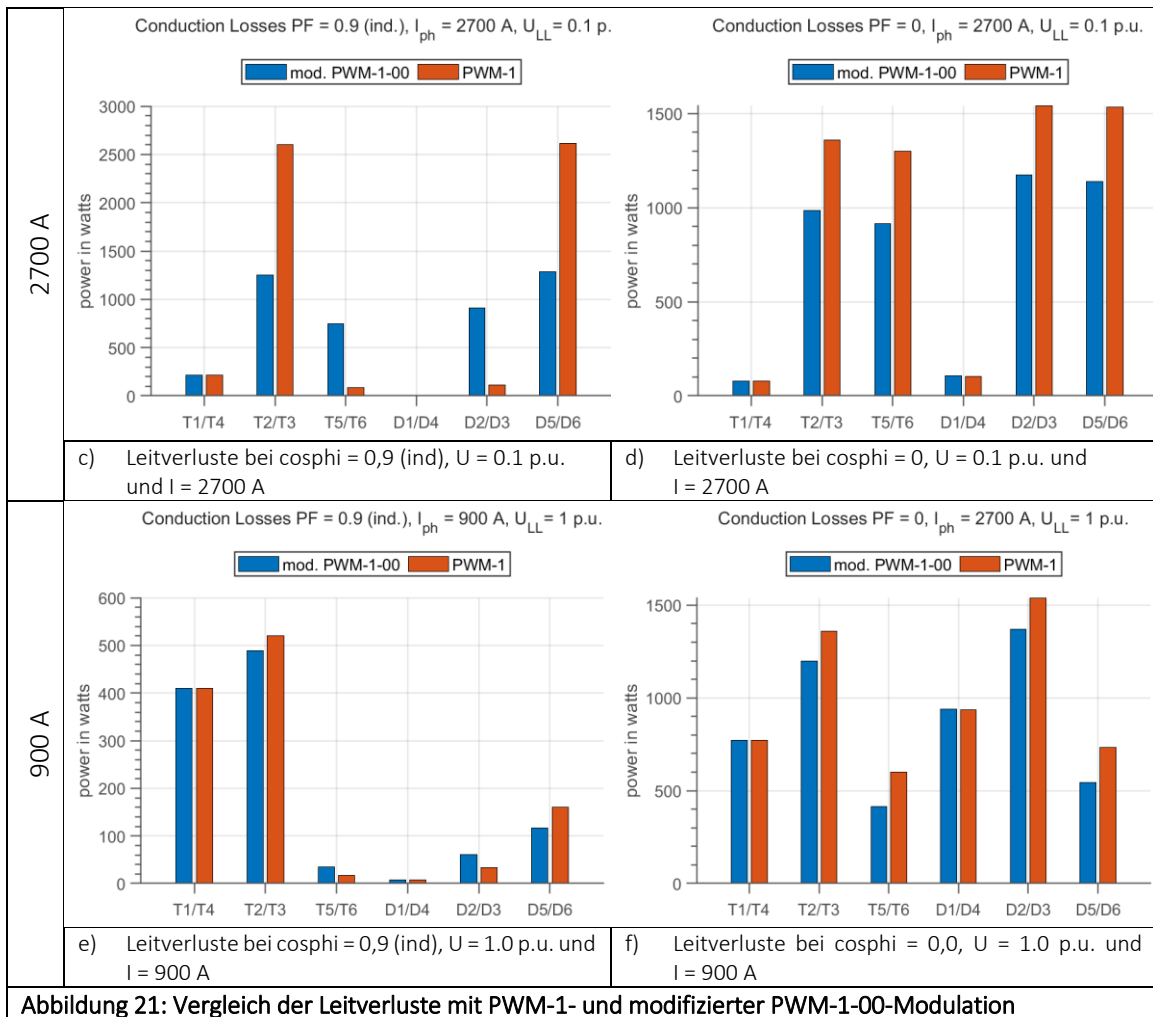


Abbildung 21: Vergleich der Leitverluste mit PWM-1- und modifizierter PWM-1-00-Modulation

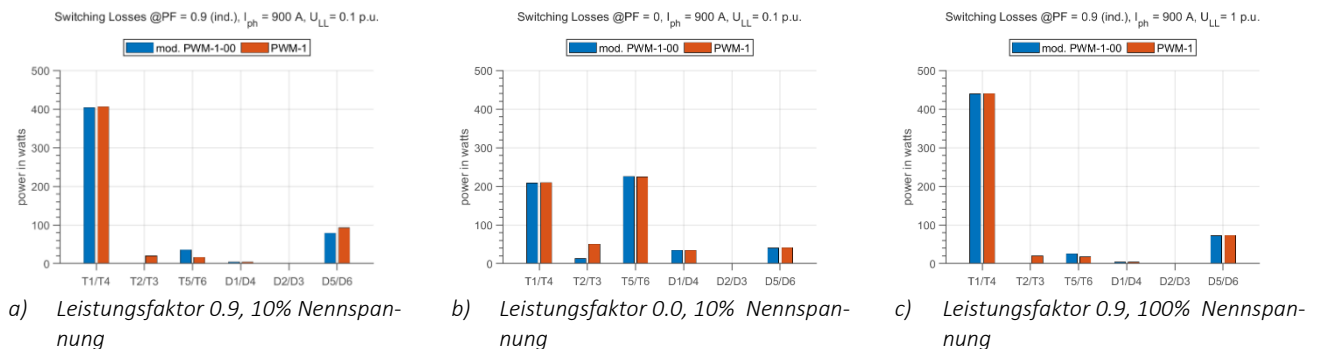
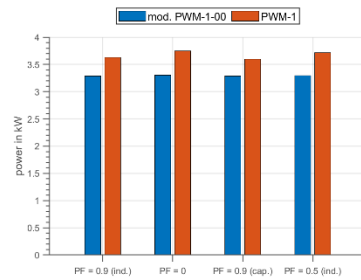
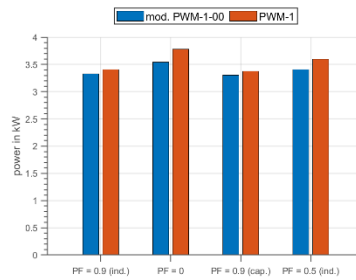


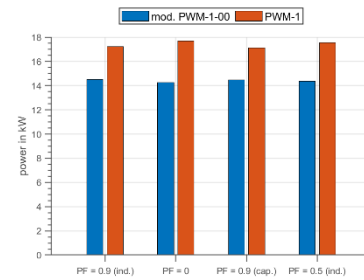
Abbildung 22 Simulierte Schaltverluste bei $I_{ph} = 900$ A, 4 kHz, $U_{DC}/2 = 750$ V, $U_{LLN} = 950$ V



10% Nennspannung, 900 A Phasenstrom



Nennspannung, 900 A Phasenstrom



10% Nennspannung, 2700 A Phasenstrom

Abbildung 23: Simulierte Gesamtverluste für eine Phase bei 4 kHz, $UDC/2 = 750$ V, $U_{LLN} = 950$ V

Zusammenfassend können folgende Schlussfolgerungen gezogen werden:

- Die Nutzung des doppelten N-Pfades führt zur Aufteilung der Verluste in den inneren Halbleiterbauelementen. Die Strombelastung jedes einzelnen Bauelementes nimmt ab und die Gesamtverluste sinken.
- Bei Zuständen mit geringer Ausgangsspannung, wie bspw. einem LVRT, sowie Bereitstellung reiner Blindleistung ist die Strombelastbarkeit erhöht
- Es existieren keine langen Kommutierungen mehr. Die Schaltverluste in T2/T3 werden reduziert.
- Zusätzliche Schaltverluste entstehen in T5/T6, da sie zusätzlich geschaltet werden.
- Die Nutzung des doppelten N-Pfades führt zur Anreicherung von Speicherladung in den leitenden IGBTs. Das Ausräumen dieser Speicherladung erfolgt passiv, durch den schnellen Schaltvorgang im kurzen Kommutierungskreis. Der resultierende Umladestrom fließt jedoch im langen Kommutierungskreis mit großer Streuinduktivität. Dies kann zu Schwingungen und Überspannungen an den passiv umgeladenen Schaltern führen.
- Die Speicherladung kann durch einen Zusatzpuls ausgeräumt werden. Dieser verringert die effektive Dauer der Nutzung des doppelten Pfades. Daher besitzt dieses Verfahren bei hohen Schaltfrequenzen weniger Vorteile.

5.3 GAP 3 – Entwicklung von System und Komponenten

Im Rahmen des Forschungsvorhabens wurde von Semikron der in Abbildung 24 gezeigte 3L-ANPC-Phasenbaustein entwickelt. Dieser ermöglicht die Realisierung des 950V-Konzeptes für Windstromrichter. An der TU Dresden wurde die Charakterisierung des Phasenbausteines durchgeführt, um die Schaltverluste des Aufbaus in verschiedenen Arbeitspunkten zu bestimmen. Diese werden in den Simulationen zur Evaluierung des doppelten N-Pfades genutzt. Es wurde die beim HFLF-Modulationsverfahren auftretenden Kommutierungen, als auch die Kommutierungen die bei Nutzung des Doppelten N-Pfades untersucht. Folgende Arbeitspunkte wurden untersucht:

- Gehäusetemperatur $T_c = 25$ bis 150 °C
- Laststrom $I_L = 140$ bis 2100 A
- Zwischenkreisspannung $U_{DC}/2 = 400$ bis 800 V
- Modulation: HF/LF und doppelter N-Pfad

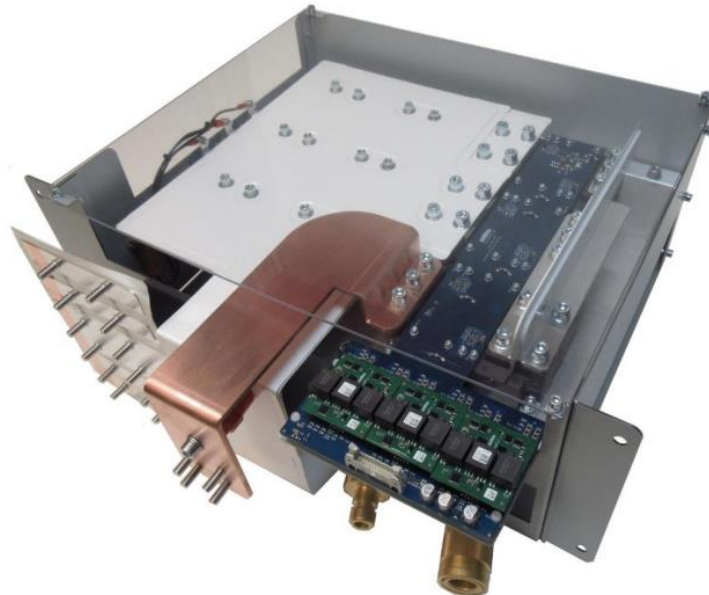


Abbildung 24: 3L-ANPC Phasenbaustein von Semikron

Bei der Inbetriebnahme des Phasenbausteines und der Charakterisierung aller Kommutierungen wurde eine unerwartete Überspannung am Schalter T2/T3 festgestellt. Diese Überspannung tritt nur auf nach einer leitenden Phase des doppelten N-Pfades. Die genaue Schaltreihenfolge, bei der die Überspannung festgestellt werden kann, ist in Abbildung 26 dargestellt. In den nachfolgenden Ausführungen wird die Überspannung am Schalter T3 beschrieben. Die beschriebenen Zusammenhänge sind bei Betrieb des Wechselrichters in einem anderen Quadranten jedoch ebenso für T2 gültig.

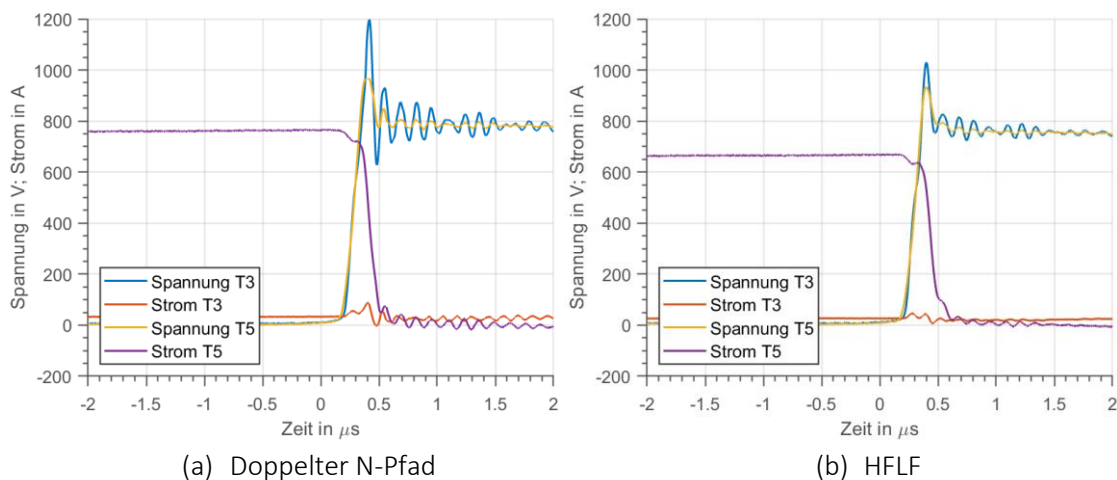


Abbildung 25 Spannung am Schalter T3 und T5 während des Wechsels der Ausgangsspannung von 0 \rightarrow U+ bei negativem Laststrom ($U_{DC}/2 = 800V$ und $I_L = 800 A$)

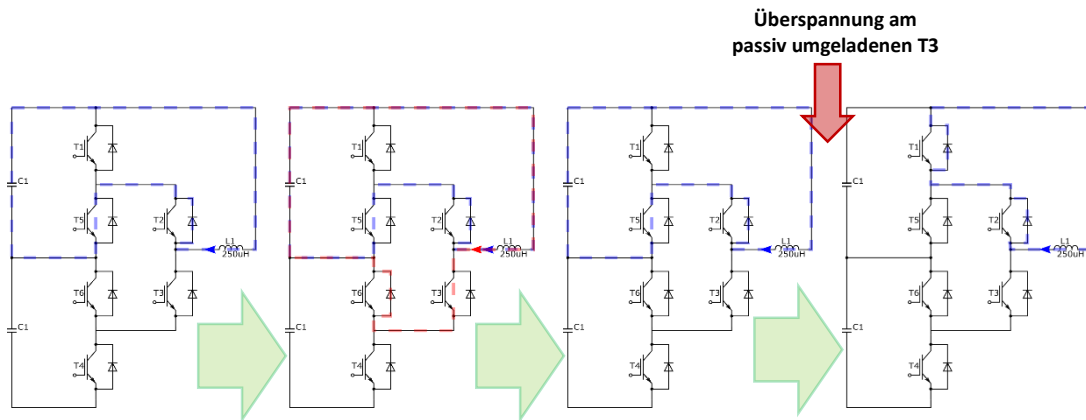


Abbildung 26: Exakte Schaltreihenfolge der Messung der Überspannung am passiv umgeladenen T3

Die Ursache der Überspannung wurde in verschiedenen Schaltversuchen unter Variation von Schaltungsparametern untersucht. Letztendlich wurden verbleibende Ladungsträger nach Nutzung des doppelten N-Pfades im Schalter T3 als Ursache vermutet. Die Ladungsträger werden erst durch das Ausschalten von T5 ausgeräumt. Das schnelle Ausschalten von T5 führt zu einem hohen Umladestrom an T3. Dieser Umladevorgang findet im langen Kommutierungskreis statt. Der lange Kommutierungskreis zeichnet sich durch eine große Streuinduktivität aus, welche in Kombination mit der hohen Stromanstiegsgeschwindigkeit zur Überspannung an T3 führt. Zur Vermeidung der Überspannung müssen die Ladungsträger aus den Bauelementen des zweiten N-Pfades entfernt werden, bevor der Ausgang auf das pos. Zwischenkreispotential geschaltet wird. Um dies zu erreichen wurde ein Zwischenpuls eingeführt, der erst die Ladungsträger aus T3 entfernt und anschließend die Spannungen wieder zwischen T6/T3/T4 symmetriert. Die neue Schaltreihenfolge zur Vermeidung der Überspannung ist in Abbildung 27 dargestellt. Der zeitliche Verlauf der Spannung am Schalter T3 mit und ohne Zwischenpuls ist in Abbildung 28 dargestellt.

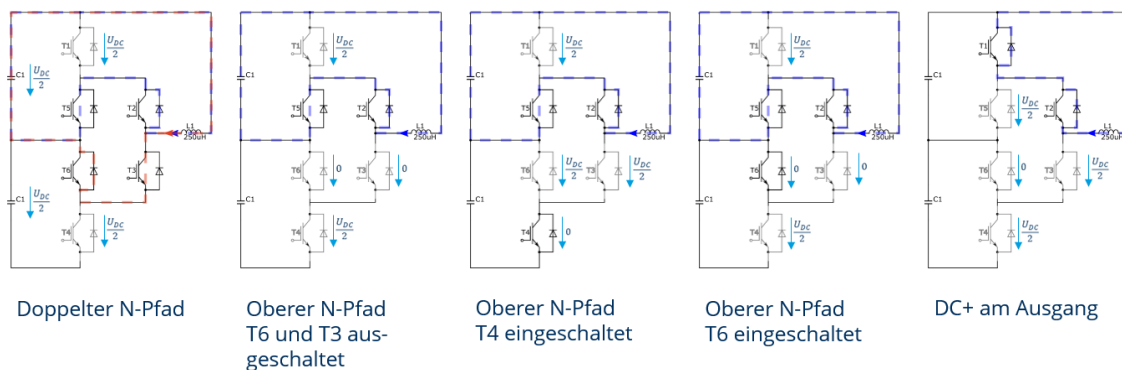
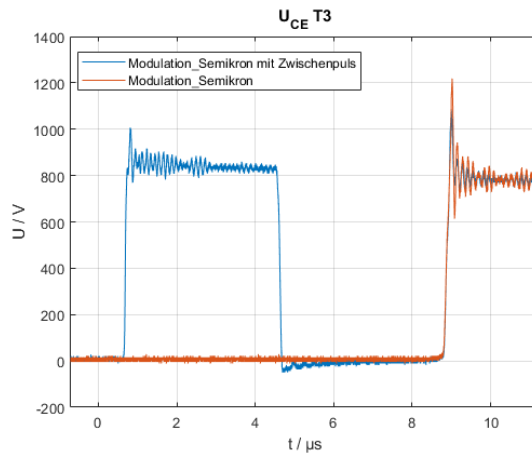
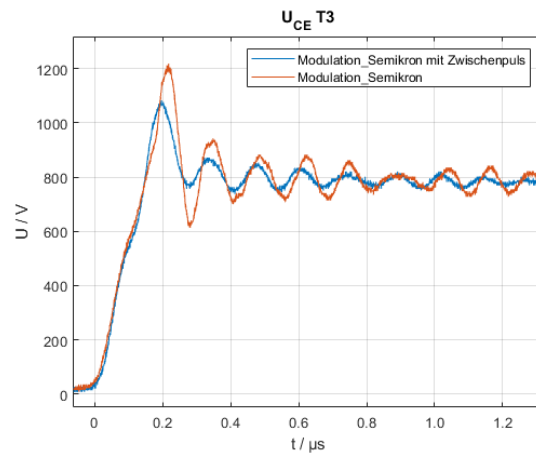


Abbildung 27: Pulsreihenfolge zur Reduktion der gespeicherten Ladung in T3 und anschließende Symmetrierung der Spannungen zwischen T3/T6/T4



(a) Zeitlicher Verlauf des Zwischenpulses bei $U_{DC}/2 = 800V$ und $I_L = 800 A$



(b) Zoom – Überspannung mit und ohne Zwischenpuls

Abbildung 28: Spannungen am Schalter T3 bei Modulation nach Semikron mit und ohne Zwischenpuls

Nach erfolgreicher Anpassung der Modulation zur Verringerung der Überspannung konnten die verschiedenen Kommutierungen am Phasenbaustein gemessen werden. Dabei wurden die zu Beginn des Kapitels dargelegten Arbeitspunkte bei zwei verschiedenen Modulationsverfahren analysiert. Ausgewählte Messergebnisse sind in der Abbildung 30 bis Abbildung 33 dargestellt.

Zusätzlich wurden die Verluste des eingeführten Zusatzpulses zur Reduzierung der Überspannung im langen Kommutierungskreis nach Nutzung des doppelten N-Pfades näher evaluiert werden. Der Zusatzpuls führt zur Entfernung der Speicherladung im IGBT des langen Kommutierungskreises. In Abbildung 29 sind Strom- und Spannungsverläufe für einen ausgewählten Zusatzpuls dargestellt. Die Umladeströme in den einzelnen Halbleiterschaltern sind deutlich erkennbar.

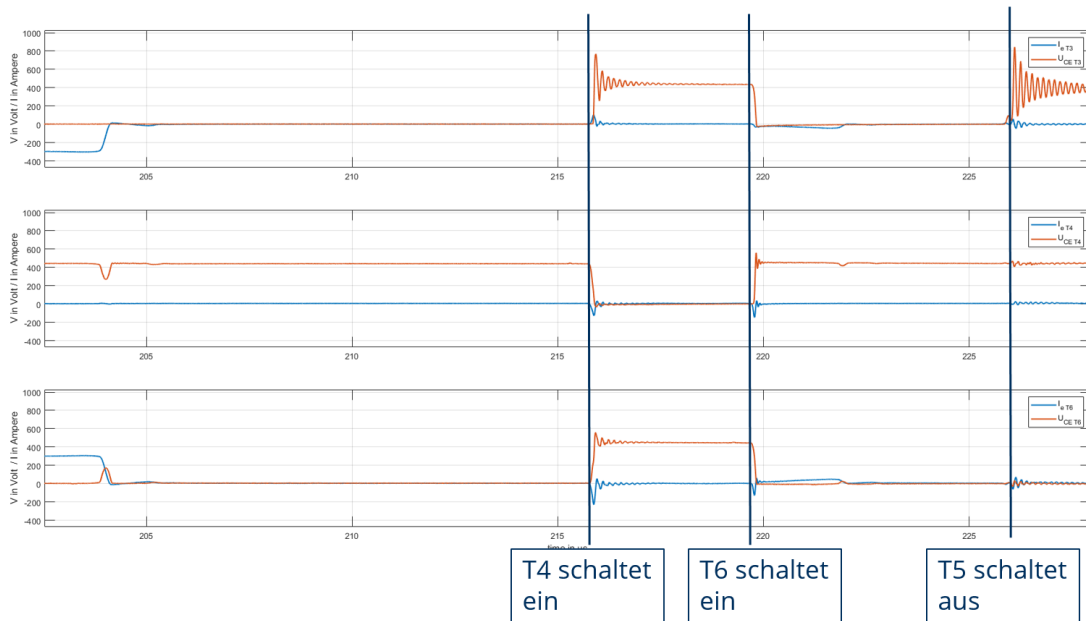


Abbildung 29 Strom und Spannungsverläufe während des Zusatzpulses

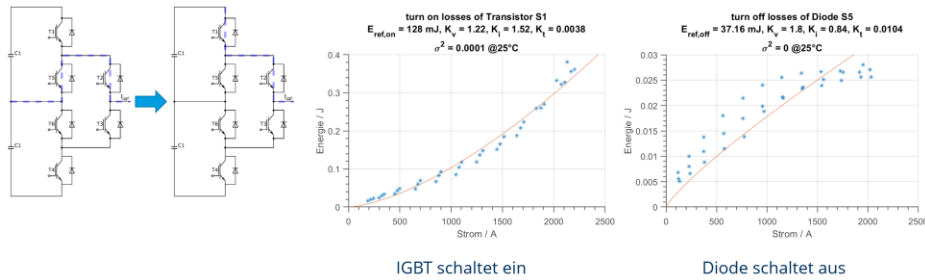
In Tabelle 8 und Tabelle 9 sind die Verluste in den beteiligten Schaltern T4 und T6 für die Quadranten 1 und 2 dargestellt. Da die Schaltvorgänge zum Entladen und Laden von Ausgangskapazitäten führen, können die Verluste auch negativ sein. Das Ausschalten von T4 und T6 verursacht keine Verluste, da keine Ladungsverschiebung stattfindet. Die Summe der durch den Zusatzpuls entstehende Verluste sind deutlich kleiner, als die der zur „regulären“ Modulation gehörenden Schaltverluste.

Tabelle 8 Verluste durch Zusatzpuls im ersten Quadranten

Q1	E_{T3} in mJ	E_{T4} in mJ	E_{T6} in mJ
T4 einschalten	21,7	6,7	3,2
T6 einschalten	-0,8	9,1	8,8
Summe	19,9	15,8	12,0

Tabelle 9 Verluste durch Zusatzpuls im zweiten Quadranten

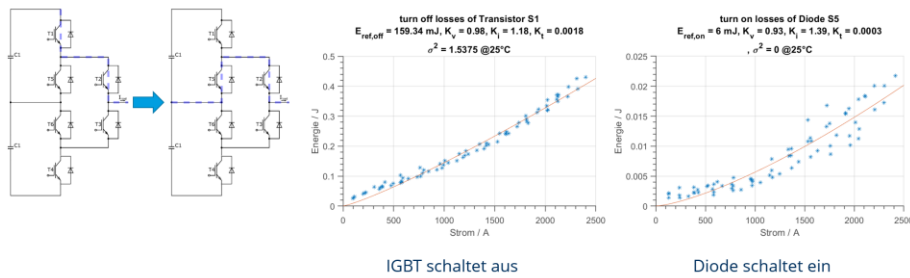
Q2	E_{T3} in mJ	E_{T4} in mJ	E_{T6} in mJ
T4 einschalten	10,1	18	15,6
T6 einschalten	-0,7	12,2	9,5
Summe	9,4	30,2	15,1



IGBT schaltet ein

Diode schaltet aus

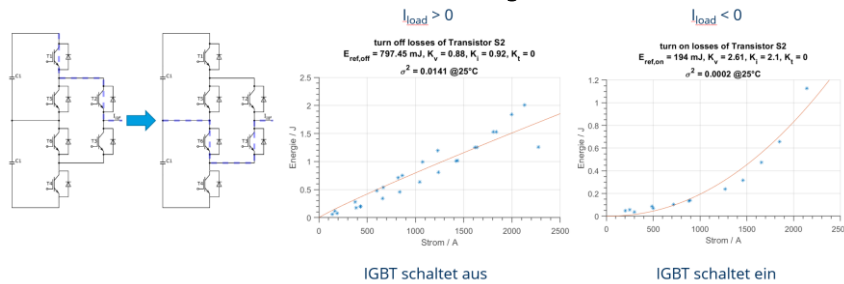
Abbildung 30 Gemessene und genäherte Verluste des Schalters S1 und der Diode D5 bei $U_{DC}=1600\text{V}$ während der Kommutierung $0 \rightarrow U+$



IGBT schaltet aus

Diode schaltet ein

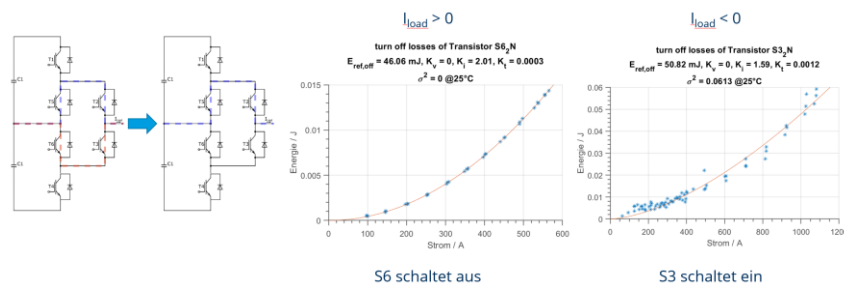
Abbildung 31 Gemessene und genäherte Verluste des Schalters S1 und der Diode D5 bei $U_{DC}=1600\text{V}$ während der Kommutierung $U+ \rightarrow 0$



IGBT schaltet aus

IGBT schaltet ein

Abbildung 32 Gemessene und genäherte Ein- und Ausschaltverluste des Schalters S2 bei $U_{DC}=1600\text{V}$ während der langen Kommutierung $U+ \rightarrow 0$ und $0 \rightarrow U+$



S6 schaltet aus

S3 schaltet ein

Abbildung 33 Gemessene und genäherte Ausschaltverluste des Schalters S6 und S3 bei $U_{DC}=1600\text{V}$ während des abschalten des doppelten N-Pfades

Bei der Nutzung des doppelten N-Pfades muss berücksichtigt werden, dass der Strom in Nullzustand nur langsam auf den zweiten N-Pfad kommutiert. Exemplarische Arbeitspunkte sind in der Abbildung 34 dargestellt.

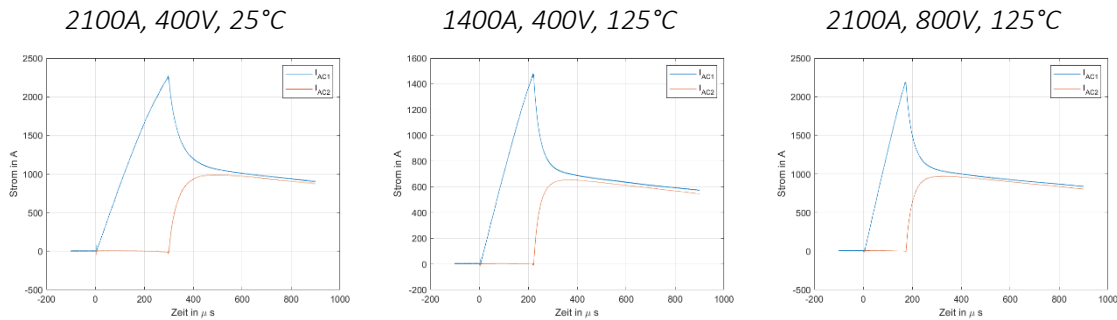


Abbildung 34 Stromaufteilung auf beide N-Pfade in verschiedenen Arbeitspunkten

Die Abhängigkeit der Zeitkonstanten von Strom, Spannung und Temperatur ist in Abbildung 35 dargestellt. Die Auswertung der Messdaten hat gezeigt, dass sich die Ströme in ca. 100-150 µs symmetrisch aufteilen. Ist die Einschaltzeit des Nullzustandes kürzer, so ist der Vorteil (Verringerung und günstigere Verlustverteilung der Leitverluste) des doppelten N-Pfades nur gering. Aufgrund dessen sollte die Schaltfrequenz nicht größer als 6 kHz gewählt werden. Somit ist sichergestellt, dass sich die Ströme im doppelten N-Pfad ausreichend oft symmetrieren können. Ab einer Schaltfrequenz von ca. 8 kHz würden sich die Ströme im doppelten N-Pfad zu keiner Zeit symmetrieren. Weiterhin ist der Arbeitspunkt von entscheidender Bedeutung: Punkte, bei denen der Nullpfad oft benutzt oder bei denen im Nullpfad ein hoher Strom fließt, sind vorteilhaft.

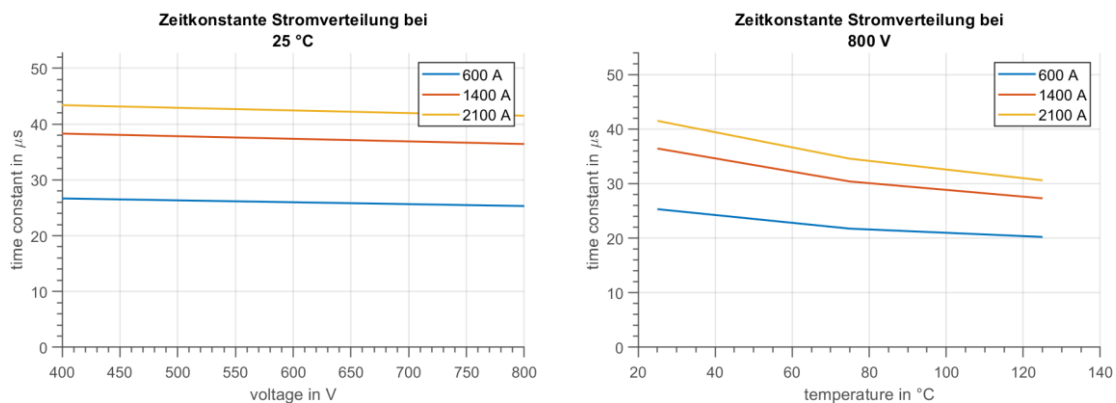


Abbildung 35 Abhängigkeit der Zeitkonstante für die Stromsymmetrierung in doppelten N-Pfad in Abhängigkeit der Spannung, des Stromes und der Temperatur

Im Projektverlauf wurde durch Semikron ein zweiter 3L-ANPC-Demonstrator aufgebaut. Dieser enthält eine neue Modulgeneration mit einer weiterentwickelten Diode. Diese sogenannte CalNext-Diode hat niedrigere Schaltverluste bei vergleichbaren Reverse-Recovery-Verlusten. Das Modulationsverfahren unter Nutzung des doppelten N-Pfades wurde mit diesem weiterentwickelten De-

monstrator ebenso getestet. Im Rahmen der Auslegung der Gate-Unit für den neuen Phasenbaustein wurde der Einschaltgatewiderstand der IGBTs im kurzen Kommutierungskreis von $1\ \Omega$ auf $0,5\ \Omega$ reduziert. Dies wurde durch das verbesserte Schaltverhalten der CalNext-Diode ermöglicht. Dabei konnte eine Reduzierung der Einschaltverluste im IGBT um bis zu 35% erreicht werden. Bei den Messungen mit dem Modulationsverfahren nach dem doppelten N-Pfad wurden jedoch erhebliche Schwingungen am Schalter T2/T3 im langen Kommutierungskreis festgestellt. Diese treten bei Kommutierungen vom Nullzustand zur pos. oder neg. Ausgangsspannung auf, wobei die Kommutierung durch einen Einschaltvorgang des äußeren IGBTs (T1 oder T4) ausgelöst werden. Dies tritt beispielsweise im dritten Quadranten bei negativem Strom und negativer Ausgangsspannung auf. Eine beispielhafte Messung mit einer Spannung von $U_{DC}/2=600V$ und einen Strom von $200A$ am Schalter T2 ist in Abbildung 36 dargestellt.

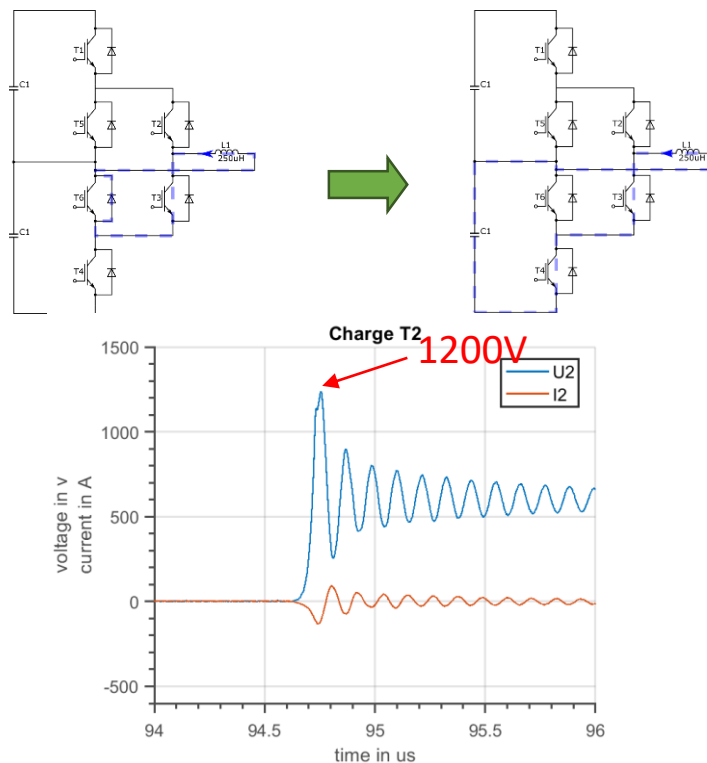


Abbildung 36 Schwingung am Schalter T2 bei der Kommutierung vom Nullzustand zur negativen Ausgangsspannung im dritten Quadranten. $U_{DC}/2=600V$, $I_L=200\ A$; $R_{GonT4}=0,5\ \Omega$

Diese gezeigte Schwingung erreicht trotz der geringen Zwischenkreisspannung und dem geringen Laststrom bereits die max. zulässige Spannung des IGBTs. Die Schwingung kann nicht durch den bereits eingeführten Zusatzpuls reduziert werden. Aus diesem Grund musste der Einschaltgatewiderstand auf $1\ \Omega$ erhöht werden. Mit diesem höheren Widerstand war die Schwingung deutlich reduziert. In Abbildung 37 ist ein Schaltvorgang bei $1200A$ und $750V$ dargestellt.

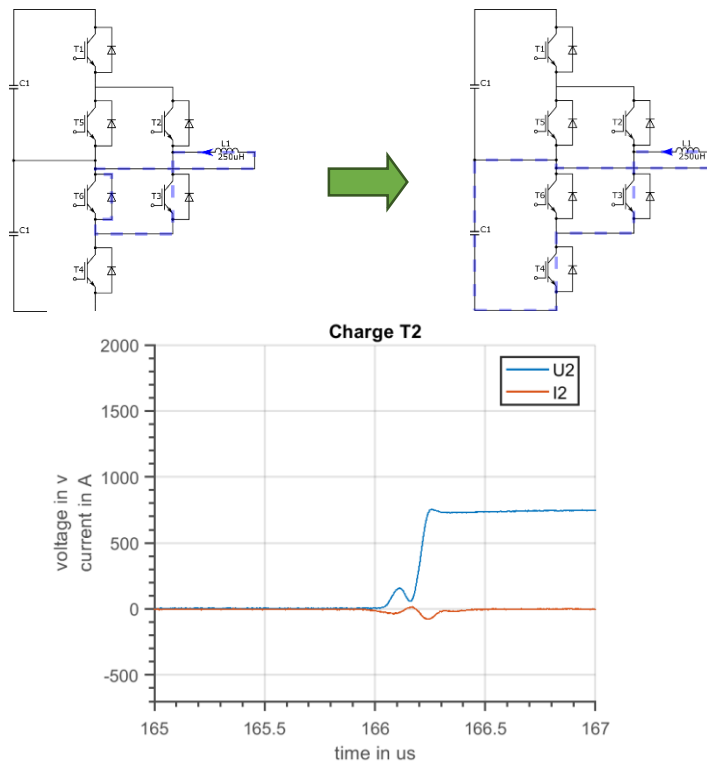


Abbildung 37 Schaltvorgang des Schalters bei der Kommutierung vom Nullzustand zur negativen Ausgangsspannung im dritten Quadranten $UDC/2=750V$, $I_L=200A$; $R_{GonT4}=1\Omega$

Die Ursache für die Schwingung konnte nicht final bestimmt werden. Es wird wieder eine erhöhte Speicherladung in den Bauelementen des doppelten N-Pfades vermutet. Dies führt zu höheren Umladeströmen und in Kombination mit der erhöhten Schaltgeschwindigkeit bei einem Gatewiderstand von $0,5\Omega$ zu der festgestellten, starken Schwingung. Da bei der Charakterisierung des ANPC-Phasenbausteines mit dem größeren Gatewiderstand keine wesentlichen Unterschiede zu erwarten sind, wurde auf die ausführliche Messung aller Arbeitspunkte verzichtet. Für die Evaluierung des Modulationsverfahrens wurden die Messergebnisse des ersten Demonstratormoduls verwendet.

5.4 GAP 4 – Regelungsstrategien für Systemdienstleistungen

In diesem Arbeitspaket wurden Regelungsverfahren für die Realisierung einer virtuellen Synchronmaschine untersucht. Diese stellt den zentralen Bestandteil zukünftiger Umrichter am elektrischen Versorgungsnetz dar und realisiert die in Abbildung 6 dargestellten Netzdienstleistungen. Abbildung 38 zeigt einen Überblick über die realisierte Regelungsstruktur, die auf der Nachbildung der Schwingungsgleichung einer Synchronmaschine um den Arbeitspunkt beruht:

$$J\omega_0 \frac{d^2\delta_m}{dt^2} = P^* - P_{el} - P_d,$$

wobei J das Trägheitsmoment, ω_0 die Synchrodrehzahl, δ_m den Lastwinkel und P_{el} sowie P_d die elektrischen bzw. Dämpfungsleistung beschreiben.

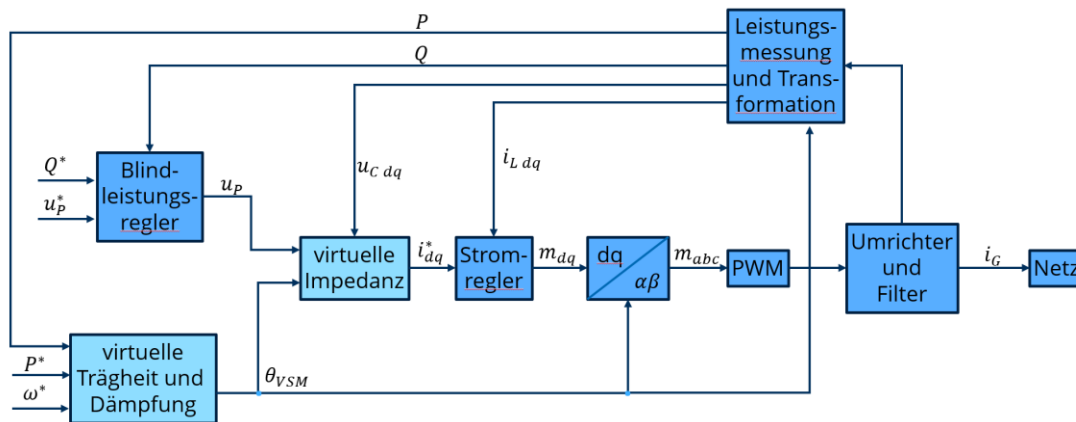


Abbildung 38: Regelungsstruktur für die virtuelle Synchronmaschine

An der VSM wurden unterschiedliche Dämpfungsstrategien und Auslegungsverfahren untersucht.

- Dämpfung über Drehzahldifferenz und PLL ($\omega^* - \omega_{PLL}$):
Diese Dämpfung erwies sich als stabil. Allerdings hatte die PLL negativen Einfluss auf die eingestellte Dämpfung. Außerdem neigt eine PLL bei schwachem Netz zu Instabilität. Dieses Verfahren wurde nicht weiterverfolgt.
- Dämpfung über rückgekoppelte gefilterte VSM- Drehbeschleunigung ($\frac{k_1}{k_2+s}$) und Rückkopplung der hochpassgefilterten elektrischen Leistung ($\frac{k_3s}{k_4+s}$) [22]:

Abbildung 39 zeigt den Block *virtuelle Trägheit und Dämpfung*.

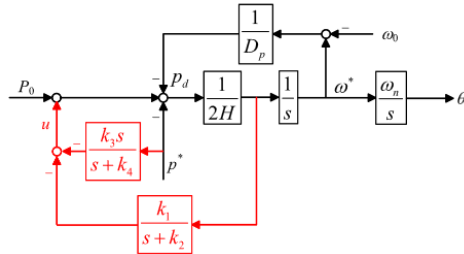


Abbildung 39: Modell der VSM. Dämpfungsglieder rot hervorgehoben [22].

Diese Dämpfung ist ebenfalls stabil. Es wurden drei Auslegungsverfahren entwickelt, die auf Kompensation und Polplatzierung in der Stör- und Führungsübertragungsfunktion basierten. Allerdings konnte beobachtet werden, dass die Leistungsantwort auf ein RoCoF-Event kleiner ausfällt. Dies konnte in der systemtheoretischen Analyse bestätigt werden. Das Verfahren wurde nicht weiterverfolgt.

- Dämpfung über rückgekoppelte Ableitung der elektrischen Leistung ($s P_{el}$):
Diese Dämpfung erwies sich auch als stabil. Die eingestellte Dämpfung entsprach der berechneten. Die im Allgemeinen problematische Ableitung konnte durch Umformung des Signalflussplans umgangen werden. Diese Strategie wird weiterverwendet.

Für die Begrenzung des Stromes stehen zwei Möglichkeiten zur Verfügung. Zum einen ein geclippter Strom und zum anderen ein sinusförmiger Strom. Da Schutzeinrichtungen auf sinusförmigen Strom ausgelegt sind, wird im Überlastfall ein sinusförmiger Strom eingespeist. Dazu werden die d- und die q-Komponente gleichmäßig skaliert, dass der Betrag den Maximalstrom nicht übersteigt.

Wesentliche Herausforderung bei der Implementierung ist die Beherrschung der Überlast im netzbildenden Stromrichter, die sich durch die Realisierung als Spannungsquelle ergibt. Dies betrifft vor allem Betriebspunkte nahe bzw. bei Nennleistung und nachfolgend auftretenden Phasensprüngen oder Frequenzvariationen (RoCoF-Ereignisse) im Netz. Hier kann die notwendige Strombegrenzung des Stromrichters zu einem Synchronitätsverlust führen, da keine zusätzliche elektrische Leistung eingespeist werden kann.

Dieser Problematik wurde im Projekt mit der Einführung einer Stabilisierungsleistung begegnet. Diese wird basierend auf der idealen VSM-Leistung errechnet und ergibt sich aus der Differenz von idealer und gemessener VSM-Leistung. Überschreitet diese Differenz einen gewählten Schwellwert, kann davon ausgegangen werden, dass der elektrische Teil der VSM in der Begrenzung arbeitet und eine „reale“ Synchronmaschine mehr Leistung in das Netz einprägen würde. Weiterhin wurde eine Variante erprobt, die den Synchronitätsverlust durch Vergleich des VSM-Winkels mit dem Netzwinkel vergleicht. Weicht der VSM-Winkel zu sehr vom Netzwinkel ab, so wird er über ein PD-Glied auf die VSM-Frequenz zurückgeführt. Dies führt zu einer schnellen Verringerung des Polradwinkels und damit der eingespeisten Leistung.

Die entworfene Regelung wurde in einem beispielhaften elektrischen System nach Abbildung 40 untersucht. Aufgrund der parallel andauernden Topologieuntersuchungen wurde hier der einfachste Fall (2-Level-Converter) ohne Nutzung einer Überstromreserve gewählt.

Für den Stromrichter gelten folgende Eckdaten:

- ### Referenzdaten des Rippelfilters

- Resonanzfrequenz:

- Die entworfenen Modelle wurden in verschiedenen Testszenarien untersucht:

- Für die Testfälle:

- Beispielhaft zeigt Abbildung 41 einen Überblick über die untersuchten Testfälle im Szenario „Voll-
last“.

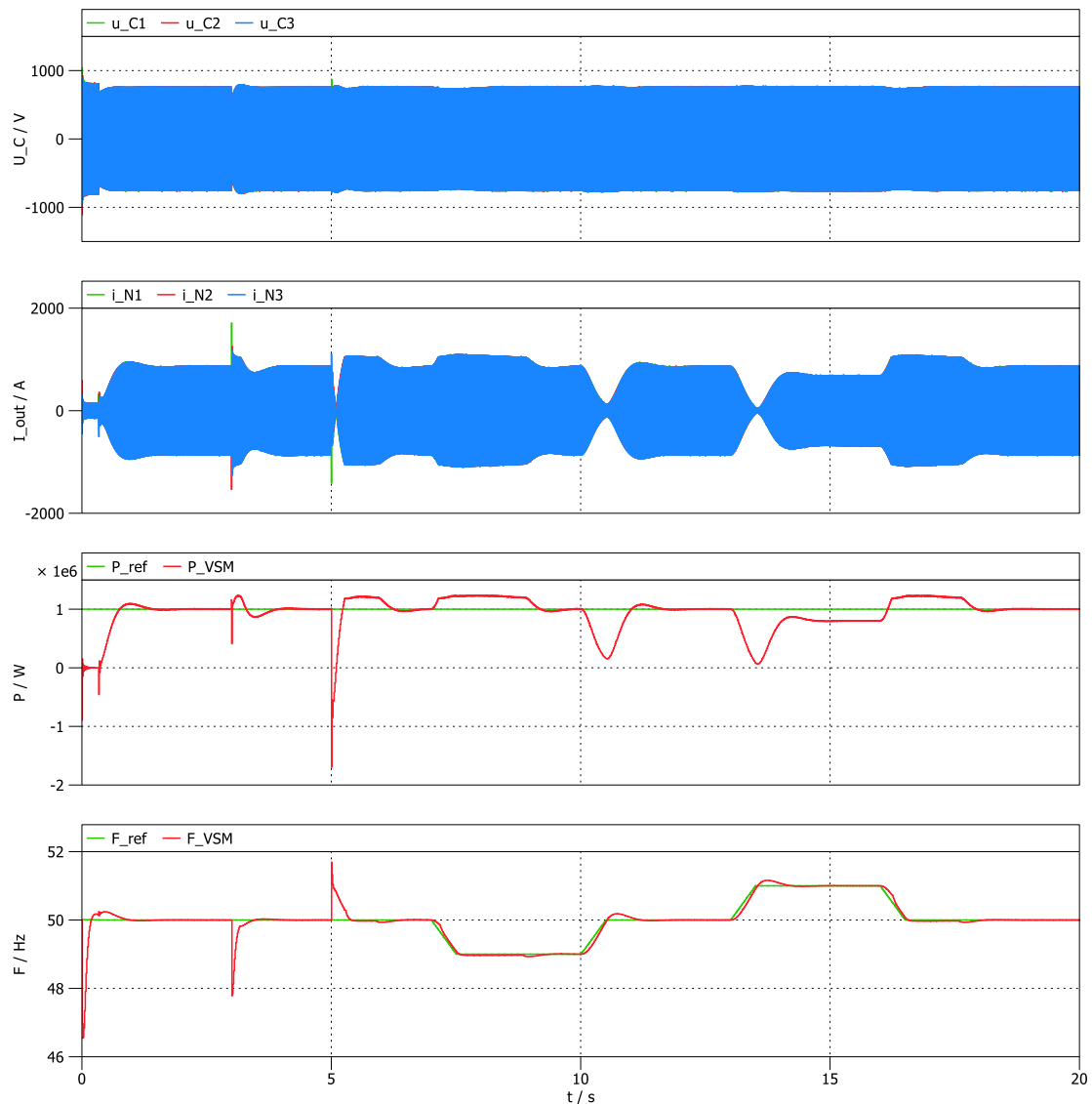


Abbildung 41: Übersicht über Testszenario: Betrieb des Umrichters bei Volllast, SCR=4

Dabei ist insbesondere der Fall des Phasensprungs um -60° interessant, der bei $t=3\text{s}$ untersucht wird. Die Detailverläufe hierzu zeigt Abbildung 42. Die Stromrichterausgangsleistung steigt dabei zunächst steil an. Kurzzeitig wird der nominelle Maximalwert des Stromes überschritten, da die nichtlineare Impedanz zur Strombegrenzung nur verzögert wirkt. Anschließend sinkt die Frequenz der VSM ab und der Stromrichter speist die maximale Wirkleistung ins Netz ein. Nach einigen hundert Millisekunden hat sich die Regelung dann stabilisiert.

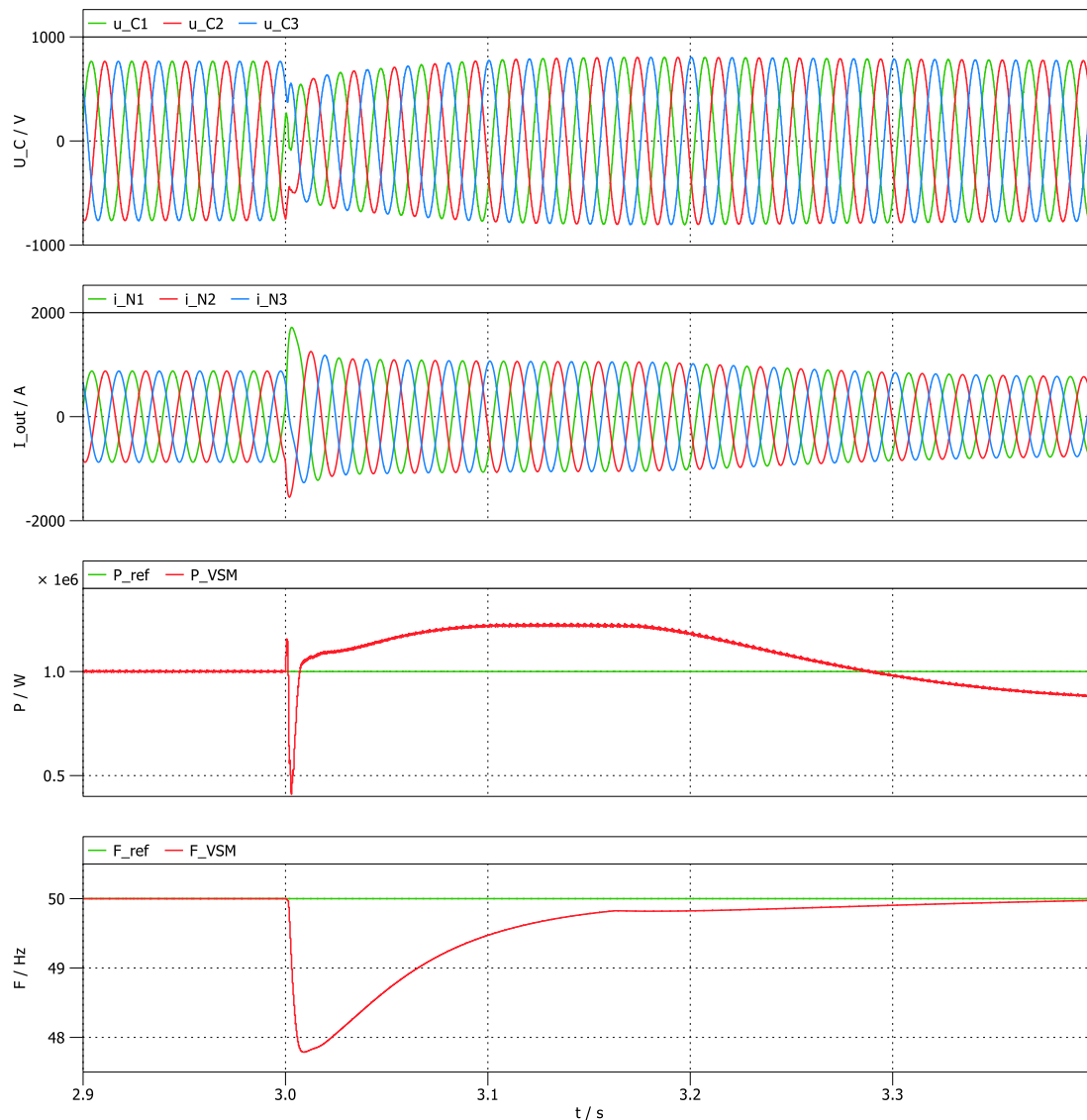


Abbildung 42: Detailansicht Strom, Spannung, Leistung und Frequenz beim Phasensprung um -60° im Test-szenario Vollast, $SCR=4$

Alle genannten Testszenarien konnten mit dem entworfenen Regelungsalgorithmus stabil realisiert werden. Im weiteren Projektverlauf sollen sie genutzt werden, um einerseits das Umrichtersystem insgesamt optimal ausulegen. Dazu ist eine Kopplung der Regelung mit dem realitätsnahen Umrichtermodell (GAP2) erforderlich. Andererseits erfolgt die praktische Verifikation in GAP5.

5.5 GAP 5 – Entwurf und Aufbau der Demonstratoren

Während des Forschungsvorhabens wurde ein skaliertes, umrichterdominiertes Modellnetz aufgebaut. Dieses dient zur Verifikation der Regelungsalgorithmen zur Bereitstellung erweiterter Systemdienstleistungen. In Abbildung 43 ist die funktionale, schematische Struktur des Teststandes dargestellt. Das Modellnetz wird mit einer verketteten Spannung von 400V betrieben und besitzt fünf Netzanschlusspunkte zwischen denen veränderbare Induktivitäten verbaut sind. Diese Induktivitäten sind aus jeweils vier diskreten, dreiphasigen Drosseln aufgebaut, welche in Reihe oder parallelgeschaltet werden können.

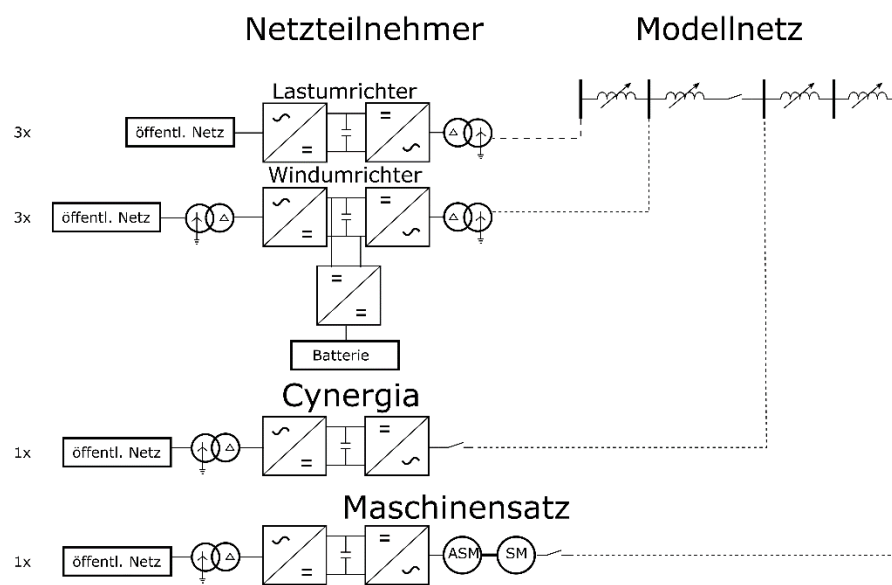


Abbildung 43: Schematische Darstellung des Modellnetzes

Die Drosseln wurden dabei so ausgewählt, dass das X/R-Verhältnis dem eines Mittelspannungsnetzes entspricht und in Kombination mit den eingesetzten Netzteilnehmern eine passende Kurzschlussleistung erreicht wird. Die Netzteilnehmer werden durch verschiedene eigenständige Geräte realisiert. Diese beziehen die notwendige Leistung aus dem öffentlichen Versorgungsnetz. Dabei sind alle Netzteilnehmer auf einen Anschlusspunkt geklemmt. Dadurch muss nur die Verlustleistung des Systems aus dem öffentlichen Netz bezogen werden. Die Netzteilnehmer müssen aus EMV-Gründen ein- oder beidseitig durch einen Transformator potentialgetrennt angeschlossen werden. Es wird ein Netzsimulator (Cynergia) genutzt, um reguläres Netzverhalten als auch Fehlerfälle nachzubilden. Weiterhin ist eine Synchronmaschine zur Nachbildung einer realen trägen Masse vorhanden, welche zusätzlich über eine Asynchronmaschine belastet werden kann. Weiterhin sind mehrere Laborstromrichter in verschiedener Konfiguration verbaut. Diese wurde an der Professur Leistungselektronik entwickelt und werden in diesem Kapitel noch detailliert beschrieben. Die Laborstromrichter können zum einen als programmierbare, allgemeine Last oder als Windstromrichter mit zusätzlichem Energiespeicher dienen. Im Falle der Windstromrichter sind dazu Li-Ion-Batterien (LG RESU Hausspeicher) über einen DCDC-Wandler mit dem Zwischenkreis

der Stromrichter verbunden. Der DCDC-Wandler wird ebenfalls aus einem Laborstromrichter aufgebaut. Alle Netzteilnehmer können flexibel auf einen der fünf Netzanschlusspunkte verdrahtet werden. Hierbei muss aufgrund der Sicherheitsanforderungen zum Schutz der Bediener des Teststandes die Verdrahtung berührungsgeschützt und trotzdem flexibel erfolgen. Aus diesem Grund werden beidseitig berührungsgeschützte Stecker des Herstellers Wieland sowohl zum Anschluss der Netzteilnehmer an die Netzanschlusspunkte, als auch zur Reihen- oder Parallelschaltung der Netzdrosseln genutzt.

Die bisher beschriebene Struktur wurde an der TU Dresden aufgebaut. Dabei müssen die funktionalen Elemente in einem praktischen Aufbau untergebracht werden. Der reale Aufbau des Teststandes ist in Abbildung 44 dargestellt. Dieser wird auf zwei sogenannten Rosten (Plattformen mit guten Verankerungsmöglichkeiten) aufgebaut.

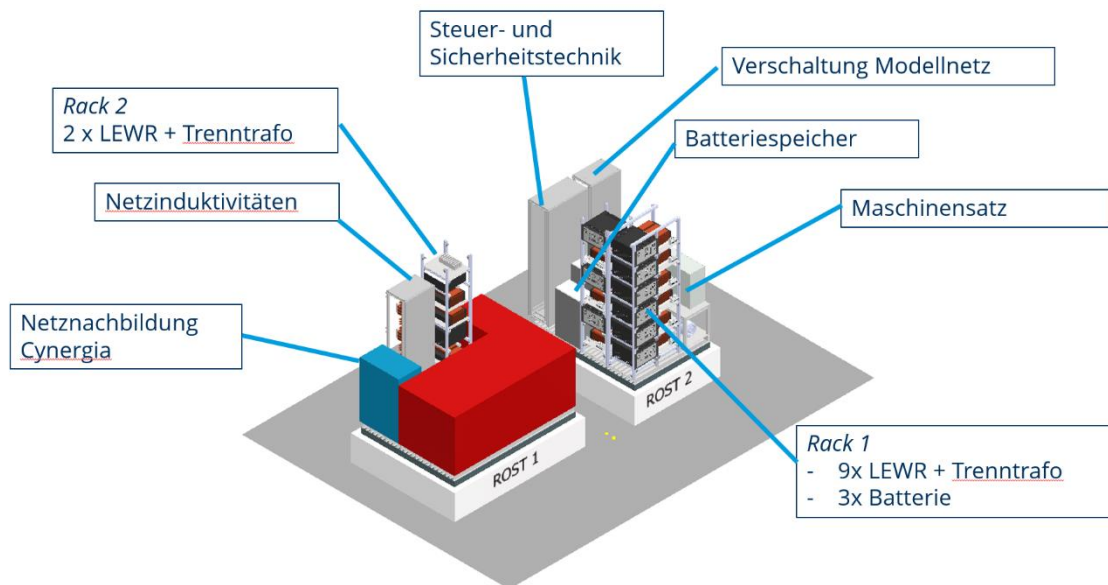


Abbildung 44 : Mechanische Struktur des Teststandes

Zusätzlich zu den bisher genannten funktionalen Elementen werden Racks aus Aluminiumprofilen zur Befestigung der Laborstromrichter und Transformatorbaugruppen, Schaltschränke zur Unterbringung der Netzanschlusspunkte und Netzdrosseln und eine zentraler Steuerschaltschrank benötigt. Der Steuerschaltschrank enthält notwendige Sicherheitstechnik der Elektroinstallation wie z.B. Leitungsschutzschalter, eine Not-Aus-Schleife und Netzteile. Weiterhin ist darin eine zentrale programmierbare Steuereinheit vorhanden. Diese dient als Leitstelle, um die Netzteilnehmer zu steuern.



Abbildung 45: Realisierter Teststandaufbau. Perspektive wie in Abbildung 44.

Laborstromrichter

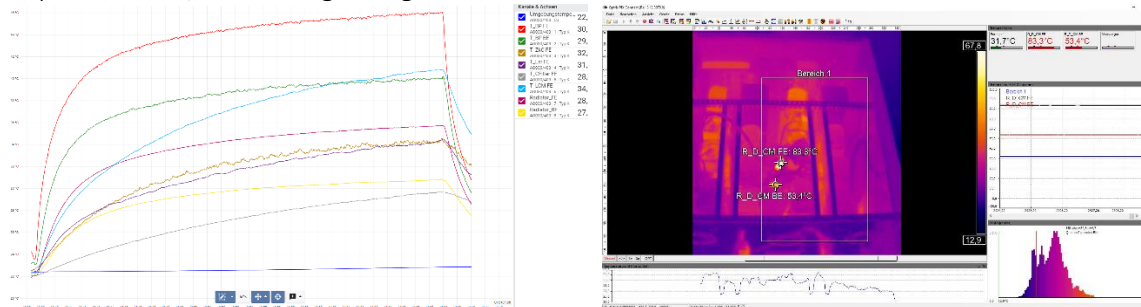
An der Professur für Leistungselektronik wurde der in Abbildung 46 dargestellte Stromrichter entwickelt. Das Wechselrichtermodul besteht aus zwei verschaltete Zwei-Level-Stromrichter an einem gemeinsamen Zwischenkreis. Als Leistungshalbleiterschalter kommen Siliziumkarbidmosfets zum Einsatz. Auf beiden AC-Seiten sind LCL-Filter zur Reduzierung von Netrückwirkungen vorhanden. Für die Regelung und Ansteuerung ist eine Regelungsplattform, basierend auf einem Zynq 7000 SOC, integriert. Für die Umsetzung des Konzeptes mussten mehrere Leiterplatten entwickelt und aufgebaut werden. Alle elektrischen Teile sind in einem 19-Zoll Gehäuse verbaut. Am Gehäuse sind Steckplätze zur AC- und DC-Ausleitung, Kommunikationsschnittstellen sowie ein Display und LEDs zur Statusanzeige vorhanden.



Abbildung 46: Eigene Stromrichterentwicklung des Lehrstuhls (LEWR)

Das Front- und Backend des Konverters können als AC/DC oder als DC/DC Wandler konfiguriert werden. Somit können die Laborstromrichter als Netzteilnehmer im Modellnetz als auch als DC/DC-Wandler zu Anbindung eines Energiespeichers verwendet werden.

Der entwickelte Wechselrichter wurde erfolgreich in Betrieb genommen. In Abbildung 47 ist ein Ergebnis der thermischen Tests dargestellt. Hierbei wurde ein Dauertest des Wechselrichters bei einer Leistung von 10 kVA durchgeführt. An verschiedenen Stellen innerhalb des Gehäuses wurden die Temperaturen aufgezeichnet. Zusätzlich wurde mit einer Infrarotkamera die Temperatur der Leistungsplatinen überprüft. An keiner Messstelle wurde die zulässige Temperatur überschritten. Diese Tests wurde bei verschiedenen Schaltfrequenzen durchgeführt, wobei eine maximale Schaltfrequenz von 62,5 kHz erfolgreich getestet werden konnte.



(a) Temperaturen an verschiedenen Punkten innerhalb des Gehäuses

(b) Infrarotaufnahme der Temperaturverteilung innerhalb des Gehäuses

Abbildung 47: Ergebnisse der thermischen Evaluierung des entwickelten Wechselrichtermoduls.

Neben den thermischen Test wurde der Wechselrichter mit dem Algorithmus der virtuellen Synchronmaschine sowie mit zusätzlichen synchronen Reglern zur Kompensation von Harmonischen in Betrieb genommen. Dabei werden die Wechselrichter einzeln ohne tatsächlich angeschlossenes Modellnetz geprüft. Zum Test wird ein Lastsprung nachgebildet. Die Ausgangsleistung der virtuellen Synchronmaschine ist in Abbildung 50 gezeigt. Strom- und Spannungsverläufe am Ausgang des Wechselrichters sind in Abbildung 48 und Abbildung 49 dargestellt. Abbildung 51 zeigt die Frequenz am Ausgang des Wechselrichters. Der Wechselrichter reagiert sehr schnell auf die Änderung der Last. Die Ausgangsfrequenz verringert sich entsprechend dem Verhalten einer realen Synchronmaschine.

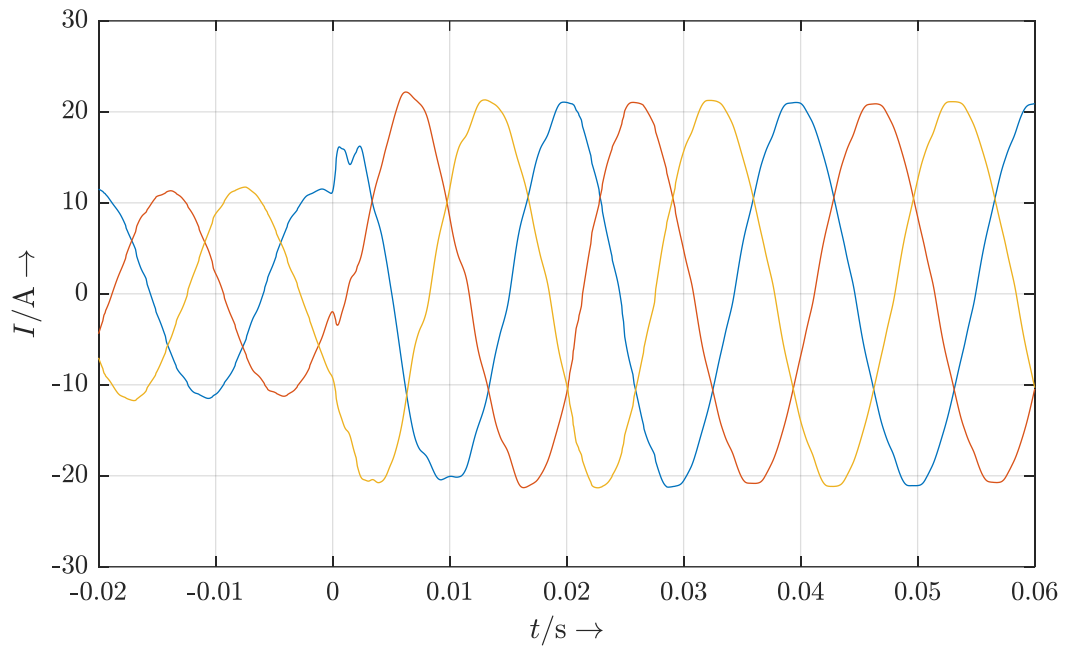


Abbildung 48 Strom durch die netzseitige Filterdrossel

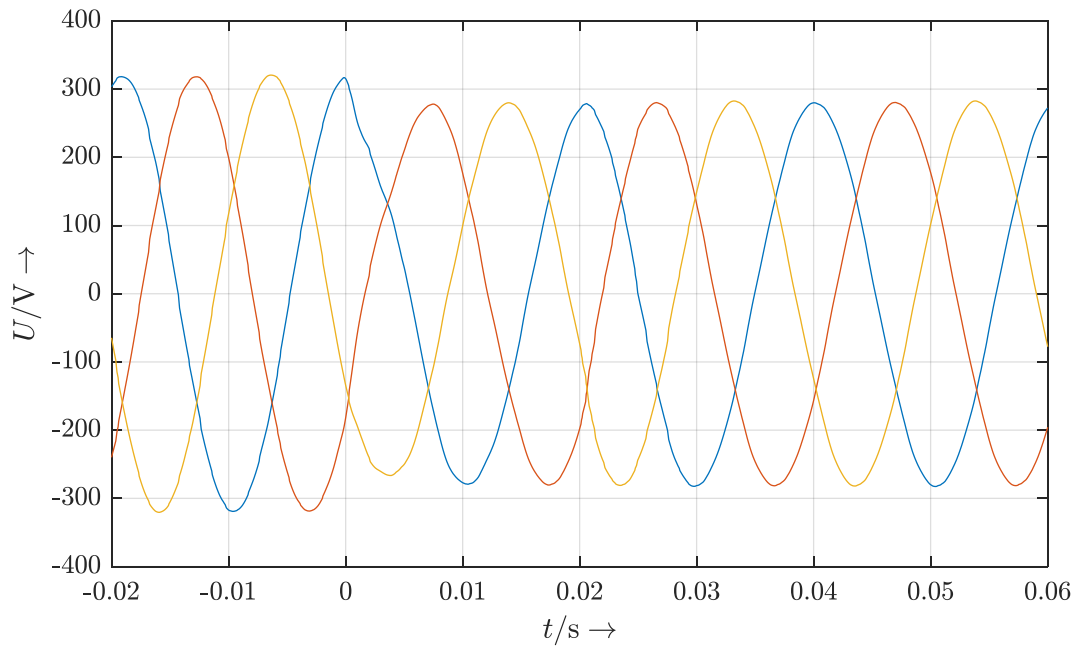


Abbildung 49: Spannung am Stromrichterterminal

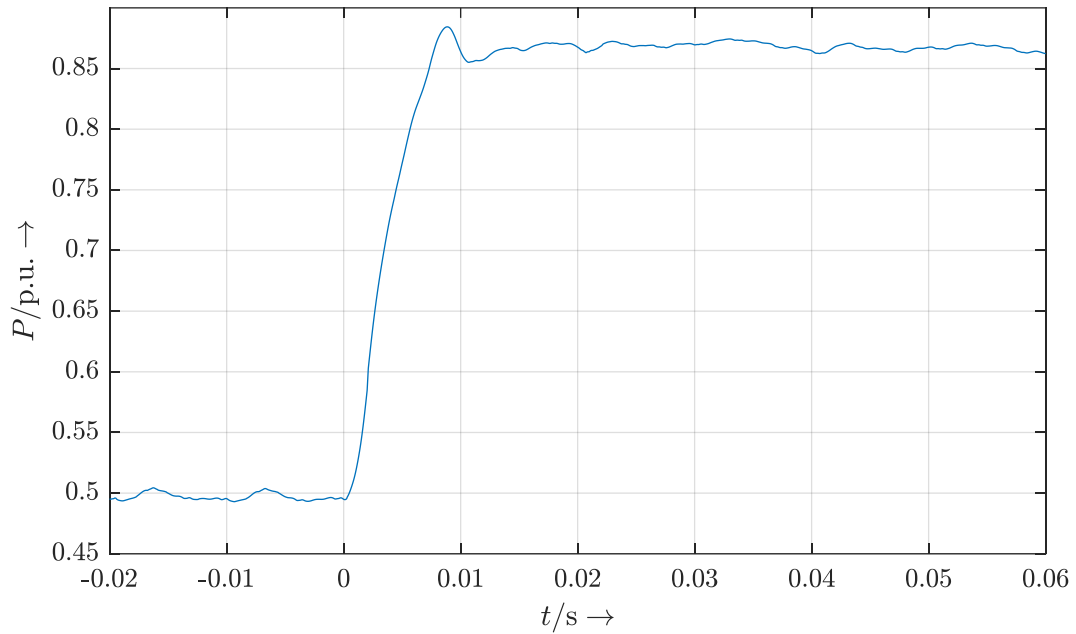


Abbildung 50: Wirkleistung der VSM

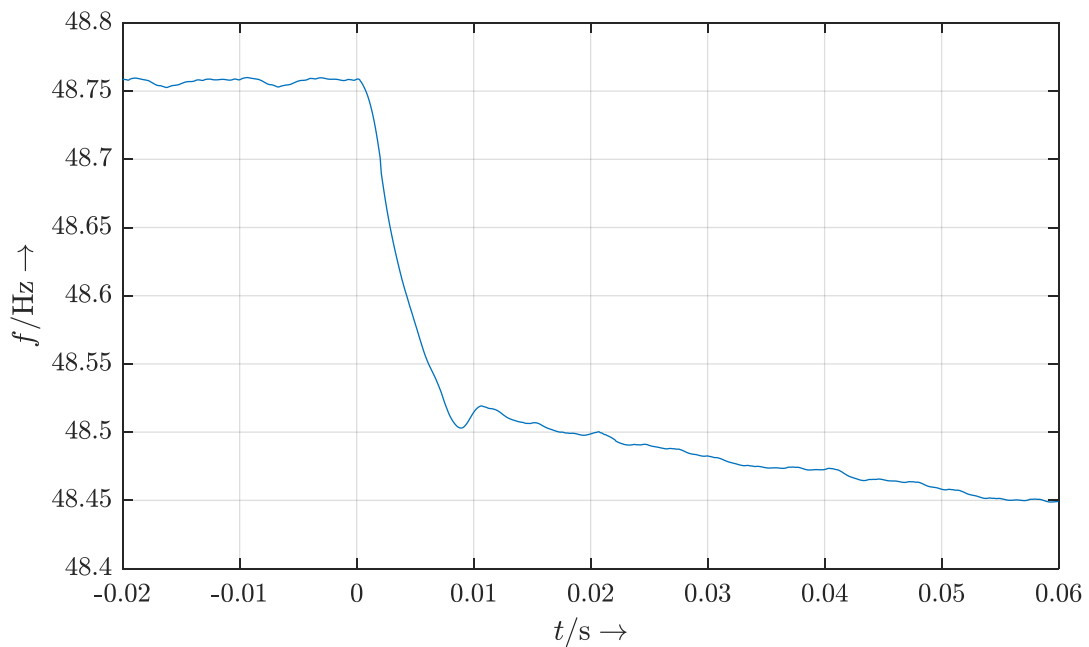
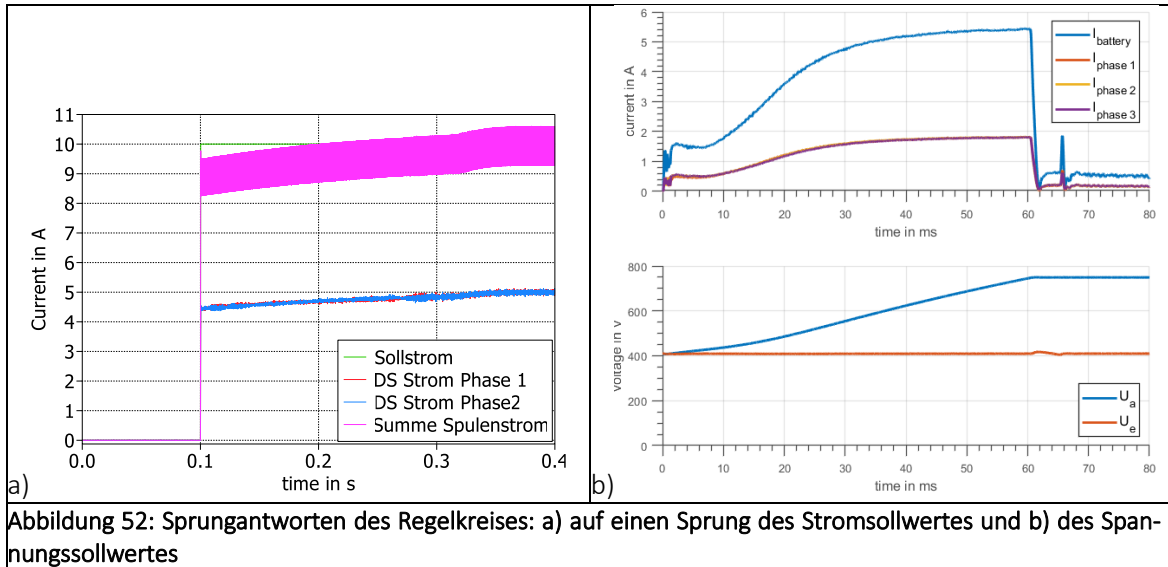


Abbildung 51: Frequenz der VSM

Um später schwarzstartfähig zu sein, ist es wichtig, dass die Zwischenkreise aus der Batterie geladen werden können. Zusätzlich wird die Zwischenkreisspannung mit dem an die Batterie ange-

schlossenen Hochsetzsteller geregelt. Eingesetzt wird ein kaskadierter Regelkreis mit Stromregelung und überlagerter Spannungsregelung. Der Stromregler wird nach dem Betragsoptimum und der Spannungsregler nach dem symmetrischen Optimum. Abbildung 52 zeigt die Inbetriebnahme des DC-Stellers für die Batterie. Wichtig bei der Inbetriebnahme war zu prüfen, dass der interne Hochsetzsteller der Batterie und der externe Hochsetzsteller sich nicht gegenseitig beeinflussen.



5.6 GAP 6 – Evaluierung des Umrichter-Systems

Topologievergleich

Für den Topologievergleich werden ein 3L-ANPC von *Semikron Danfoss*, dessen Phasenbaustein aus drei Halbbrückenmodulen (T1/T5, T2/T3, T4/T6) mit 1,2 kV IGBTs (SKM1400GB12M7S2I4) besteht und ein 2L-VSC bestehend aus Halbbrückenmodulen mit neuartigen 2,3 kV IGBTs im SKiIP4-Gehäuse mit 4DUHP-Kühler betrachtet. Der 3L-ANPC hat einen vorgegebenen Phasennennstrom von 900 A(rms). Für den 2L-VSC wurde anhand der Sperrschichttemperaturen ein Nennstrom von 1500 A(rms) selbst bestimmt. Als Umgebungs-/Kühlmitteltemperatur werden jeweils 55 °C angenommen. Der 2L-VSC zeichnet sich dadurch aus, dass die Module keine Bodenplatte haben. Dadurch ergeben sich für die Simulation unterschiedliche thermische Netzwerke. Da die Module unterschiedliche Nennströme haben, werden die Simulationen mit dem einfachen Nennstrom bzw. deren Vielfachen durchgeführt. Die Simulationsergebnisse werden bezüglich ihrer Wirkungsgrade gegenübergestellt. Da die Wechselrichter Energie bereitstellen sollen, werden hier nur Leistungsfaktoren ≥ 0 betrachtet.

Um einen Überblick über verschiedene Arbeitspunkte zu erhalten, wird eine Rastersimulation mit $I_{ph} = \{I_N, 3I_N\}$, $\cos(\phi) = \{0, 0,5 \text{ (ind)}, 0,9 \text{ (ind)}\}$ und $U_{LL} = \{0,1 \text{ p.u.}, 0,5 \text{ p.u.}, 0,9 \text{ p.u.}\}$ durchgeführt. Abbildung 53 zeigt die simulierten Schalt- und Leitverluste von IGBT und Diode für verschiedene Arbeitspunkte.

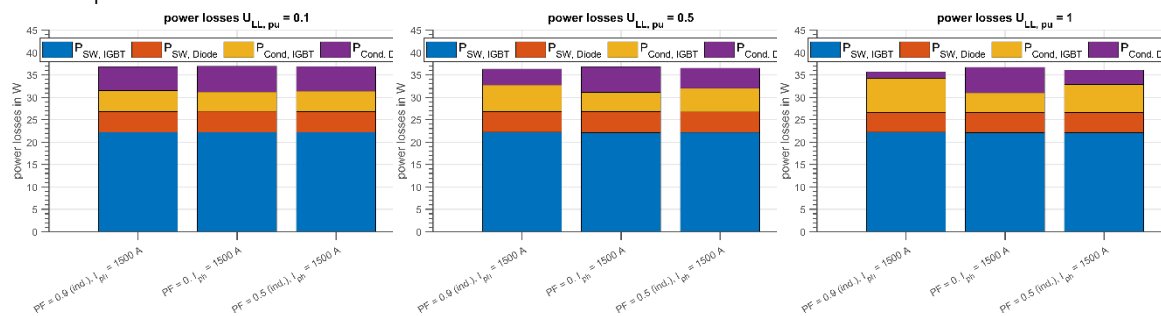


Abbildung 53: Simulierte Verlustleistung im 2L-VSC für verschiedene Arbeitspunkte bei Nennstrom

Die Schaltverluste im IGBT beim 2L-VSC dominieren die Verlustleistung (~60%). Es fällt auf, dass die Schaltverluste in den Arbeitspunkten ungefähr gleich groß sind. Das liegt daran, dass unabhängig vom Modulationsindex oder Leistungsfaktor jeder Schalter eine halbe Periode den Strom schalten muss. Unterschiede in den Schaltverluste ergeben sich nur durch die Temperaturabhängigkeit. Die Leitverluste sind von Leistungsfaktor und Modulationsgrad abhängig. Mit steigendem Leistungsfaktor steigen auch die Verluste im IGBT, in den Dioden steigen sie mit sinkendem Leistungsfaktor. Hin zu kleinen Modulationsgraden sinkt der Einfluss des Leistungsfaktors. Dadurch dass die Schaltverluste den größten Anteil haben, ändern sich die Gesamtverluste in den verschiedenen Arbeitspunkten kaum.

In Tabelle 10 sind die Verluste des Konverters für die untersuchten Arbeitspunkte zusammengestellt. Die Verlustleistung des gesamten Konverters berechnet sich zu:

$$\Sigma P_{\text{loss}} = 6 \cdot (P_{\text{SW IGBT}} + P_{\text{SW Diode}} + P_{\text{cond IGBT}} + P_{\text{cond Diode}})$$

Zur besseren Vergleichbarkeit mit Arbeitspunkten mit wenig Wirkleistung wird analog des Wirkungsgrades auch das Verhältnis $\frac{\text{Scheinleistung}}{\text{Verlustleistung} + \text{Scheinleistung}} = \eta_{\text{SL}}$ angegeben. Dieses Verhältnis sinkt mit dem Modulationsindex.

Tabelle 10: Gesamtverluste und Wirkungsgrad des 2L-VSC bei Nennstrom

	$U_{\text{LL}} = 0,1 \text{ p.u.}$			$U_{\text{LL}} = 0,5 \text{ p.u.}$			$U_{\text{LL}} = 1,0 \text{ p.u.}$		
$S_{\text{grid}} / \text{kVA}$	246,8			1234			2468		
$\cos(\phi)$	0,9 (ind)	0,0	0,5 (ind)	0,9 (ind)	0,0	0,5 (ind)	0,9 (ind)	0,0	0,5 (ind)
$\Sigma P_{\text{loss}} / \text{kW}$	36,8	36,9	36,9	36,3	36,8	36,5	35,7	36,7	36,1
$P_{\text{grid}} / \text{kW}$	222	0,00	123	1110	0,00	617,0	2220	0,00	1230
$\eta / \%$	85,78	0,00	77,00	96,83	0,00	94,41	98,42	0,00	97,16
$\eta_{\text{SL}} / \%$	87,02	86,99	86,99	97,14	97,10	97,13	98,57	98,53	98,56

Zum Vergleich sind in Abbildung 54 die Gesamtverluste für einen 3L-ANPC mit dem Modulationsverfahren *modifizierte PWM-1-00* dargestellt. Hier ist eine stärkere Abhängigkeit vom Arbeitspunkt zu sehen: Hin zu kleineren Modulationsgraden nimmt die Summe der Leitverluste ab, da hier beim doppelten N-Pfad die doppelte Chipfläche zur Verfügung steht. Dies zeigt sich auch bei der Betrachtung von η_{SL} . Dies sinkt in Richtung fallender Modulationsindizes nicht so sehr wie beim 2L-VSC.

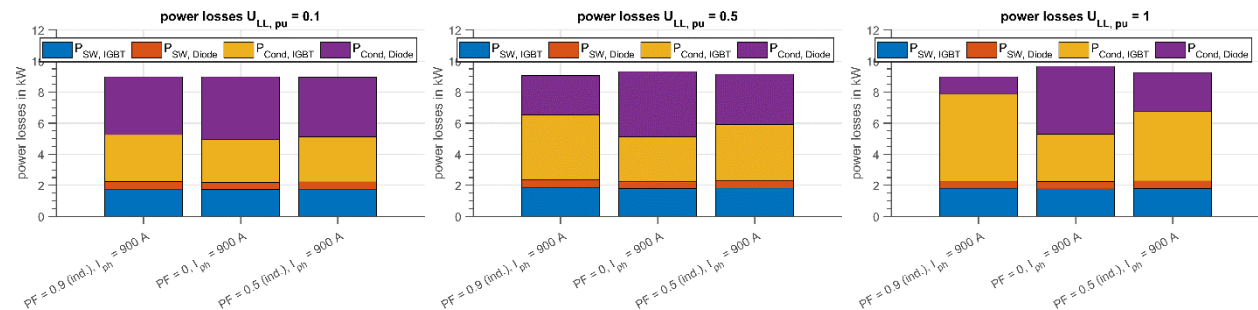


Abbildung 54: Simulierte Verlustleistung im 3L-ANPC mit mod. PWM-1-00 Modulation für verschiedene Arbeitspunkte bei 900 A(rms)

Tabelle 11: Gesamtverluste und Wirkungsgrad des 3L-ANPC bei 900 A(rms) Phasenstrom

	$U_{\text{LL}} = 0,1 \text{ p.u.}$			$U_{\text{LL}} = 0,5 \text{ p.u.}$			$U_{\text{LL}} = 1,0 \text{ p.u.}$		
$S_{\text{grid}} / \text{kVA}$	246,8			1234			2468		
$\cos(\phi)$	0,9 (ind)	0,0	0,5 (ind)	0,9 (ind)	0,0	0,5 (ind)	0,9 (ind)	0,0	0,5 (ind)
$\Sigma P_{\text{loss}} / \text{kW}$	9,87	9,92	9,89	10,09	10,30	10,13	9,97	10,62	10,21
$P_{\text{grid}} / \text{kW}$	222	0	123	1110	0,00	617,0	2220	0	1230
$\eta / \%$	95,74	0,00	92,58	99,1	0,00	98,38	99,55	0,00	99,18
$\eta_{\text{SL}} / \%$	96,15	96,13	96,15	99,19	99,17	99,19	99,60	99,57	99,59

Den Rasterpunkten können unter Vernachlässigung der Dynamik bestimmte Szenarien zugeordnet werden:

- LVRT: überwiegend großer Blindstrom, geringer Modulationsgrad, Leistungsfaktor ~ 0
- Bereitstellung von Momentanreserve: überwiegend großer Wirkstrom, hoher Modulationsgrad, hoher Leistungsfaktor

Die Abbildung 55 und Abbildung 56 zeigen die Verläufe der Sperrschichttemperaturen von 2L-VSC und 3L-ANPC bei Auftreten einer Überlast. Für die Verläufe des 2L-VSC wurde aufgrund der hohen Dynamik eine feinere Zeitskala gewählt.

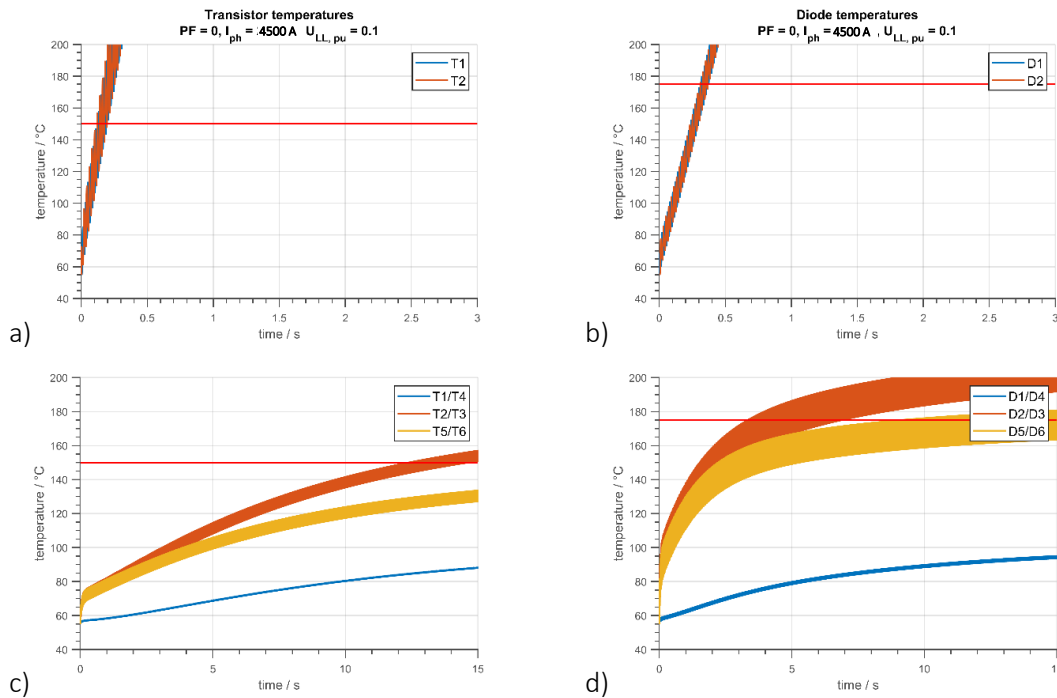
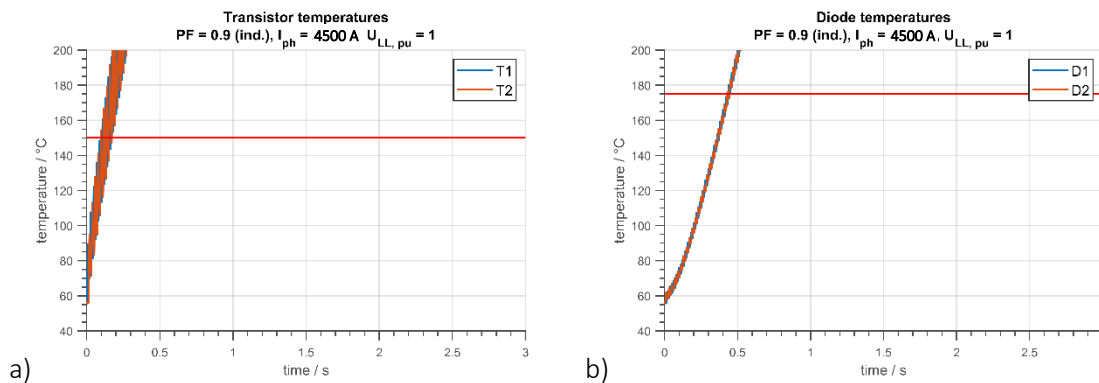


Abbildung 55: Sperrschichttemperaturen von IGBTs und Dioden bei LVRT ($\cos(\phi) \sim 0.0$, $I_L = 3I_N$, $U_{LL} = 0,1U_{LLN} = 95 \text{ V}$) a,b) bei 2L-VSC und c,d) bei 3L-ANPC mit mod. PWM-1-00



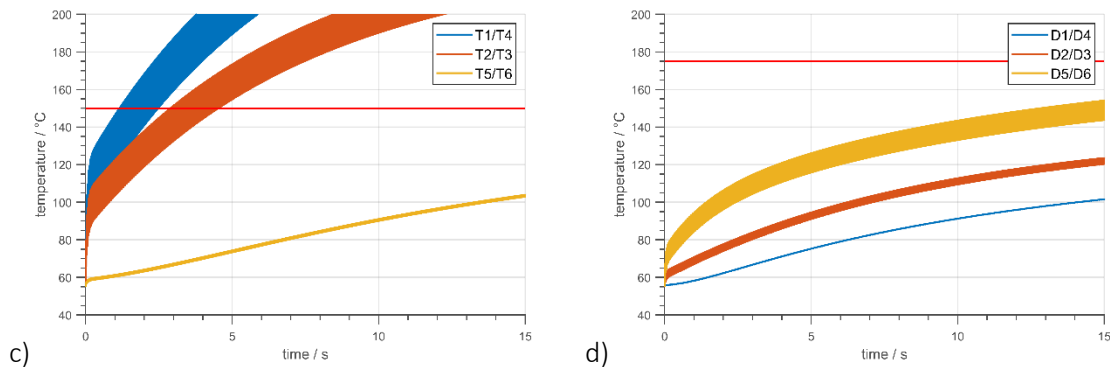


Abbildung 56: Sperrschichttemperaturen von IGBT und Dioden bei Momentanreserve ($\cos(\phi) \sim 0,9$, $I_L = 3I_N$, $U_{LL} = U_{LLN} = 950 \text{ V}$) bei 3L-ANPC mit mod. PWM-1-00

Bei allen beiden Szenarien kann der 3L-ANPC den dreifachen Nennstrom länger bereitstellen als der 2L-VSC. Dies liegt vor allem an der Überdimensionierung und der damit einhergehenden Reserve bei Überlast. Die Erwärmungskurve im Nennarbeitspunkt zeigt Abbildung 57. Hieraus lässt sich eine Reserve von $\sim 30 \text{ K}$ ableiten, wenn die Kühlmitteltemperatur 55 °C beträgt. Die Überlast wird beim 2L-VSC durch die IGBTs begrenzt, da diese hohe Schaltverluste haben. Im simulierten Fall erreicht der 2L-VSC seine maximale Sperrschichttemperatur nach 100 ms. Die Schaltverluste beim 2L-VSC sind nur von Stromamplitude, Temperatur und Frequenz abhängig und von Leistungsfaktor, Modulationsgrad unabhängig. Diese und weitere Ergebnisse können dem technischen Bericht von Felix Eichler, TU Dresden – Projekt NextWIND vom 15.07.2024 entnommen werden.

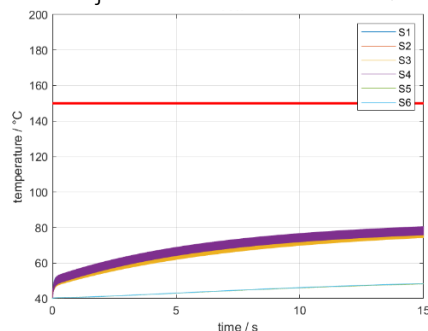


Abbildung 57: Sperrschichttemperaturen im Transistor bei $\cos(\phi) = 0,9$, $I_{ph} = 900 \text{ A(rms)}$, $U_{ZK} = 1500 \text{ V}$ und $T_a = 40 \text{ °C}$

Inbetriebnahme des Netzdemonstrators

Der Netzdemonstrator wurde nach Errichtung erfolgreich in Betrieb gesetzt. Zum Nachweis der Funktionsfähigkeit der Systemeinheiten bestehend aus Batteriespeicher, Gleichstromsteller zum Anschluss der Batterie an den Zwischenkreis, Windkraftemulator und virtuelle Synchronmaschine, wurden Testszenarien entworfen. Die genannten Windstromrichtersysteme entsprechend Abbildung 43 wurden wie folgend dargestellt in Betrieb genommen.

- Betriebsbereitschaft der Batterie über die CAN-Schnittstelle herstellen.
- Einregeln einer vorgegebenen Zwischenkreisspannung mit Energie aus der Batterie.

- Synchronisation des Windkraftemulators auf das öffentliche Netz und Einprägung einer der vorgegebenen Windgeschwindigkeit entsprechenden Leistung auf den Zwischenkreis.
- Synchronisation der VSM auf die durch den Netzemulator aufgebaute Netzdemonstratorspannung.

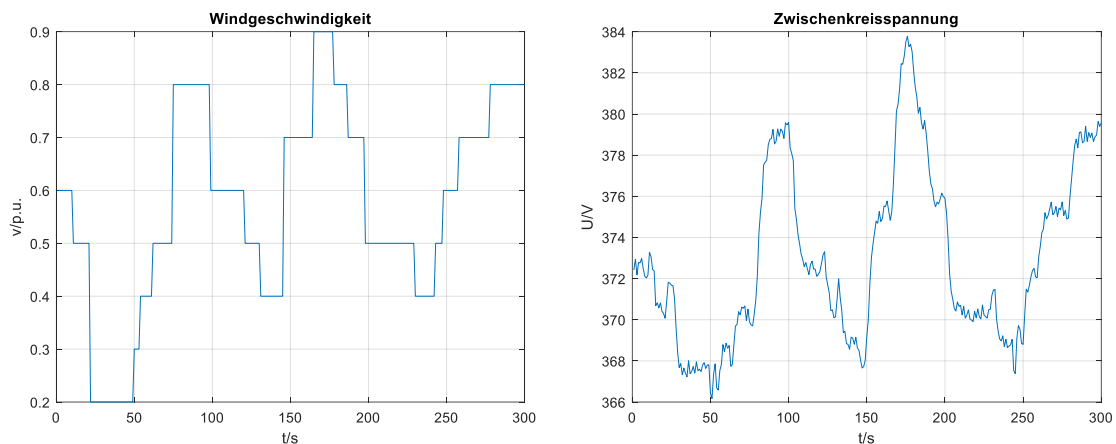
Nachdem diese Schritte erfolgt sind, wird die gemeinsame Zwischenkreisspannung der Stromrichter auf unterschiedliche Weise gestört. Die Inbetriebnahme ist dann als erfolgreich zu werten, wenn die Zwischenkreisspannung für die betrachteten Fälle durch den Batteriestromrichter stabilisiert wird. Störungen können durch Variation der emulierten Windgeschwindigkeit, oder Frequenzstörungen der Netzdemonstratorspannung implementiert werden.

Abbildung 58 zeigt ein Windgeschwindigkeitsprofil über eine Zeit von 300 Sekunden, welches zu einer Störung der Zwischenkreisspannung führt. Dem wird mit einer Anpassung des Batteriestromrichter begegnet. Sobald sich die Energieflussrichtung an der Batterie umkehrt reagiert die Ladeelektronik der Batterie mit einem Sprung auf ein anderes Spannungsniveau. Es ist zu erkennen, dass die Zwischenkreisspannung stabilisiert wird.

In Abbildung 59 ist zu erkennen, wie das System auf einen Wirkleistungssprung der VSM reagiert. Die VSM erhöht ihre Leistungsabgabe in das Testnetz, woraufhin sich eine Störung der Zwischenkreisspannung ausprägt. Der Batteriestromrichter reagiert, indem er Energie aus der Batterie entnimmt, um den Zwischenkreis zu stabilisieren. Dabei wechselt die Batterie vom Ladezustand in den Entladezustand, was sich in einer sprunghaften Anpassung der Batteriespannung ausprägt.

Die Messergebnisse aus Abbildung 60 zeigen die Reaktion des Systems auf eine Frequenzstörung im Netz. Der Netzemulator gibt ein Frequenzprofil vor, auf welches die VSM mit einem Eintrag von Wirkleistung reagiert, um die Frequenz zu stützen. Die Energie hierfür wird aus der Batterie bezogen. Die Zwischenkreisspannung bleibt auch hier stabil.

Anhand der durchgeführten Messungen konnte also die volle Funktionsfähigkeit des Versuchsaufbaus festgestellt werden.



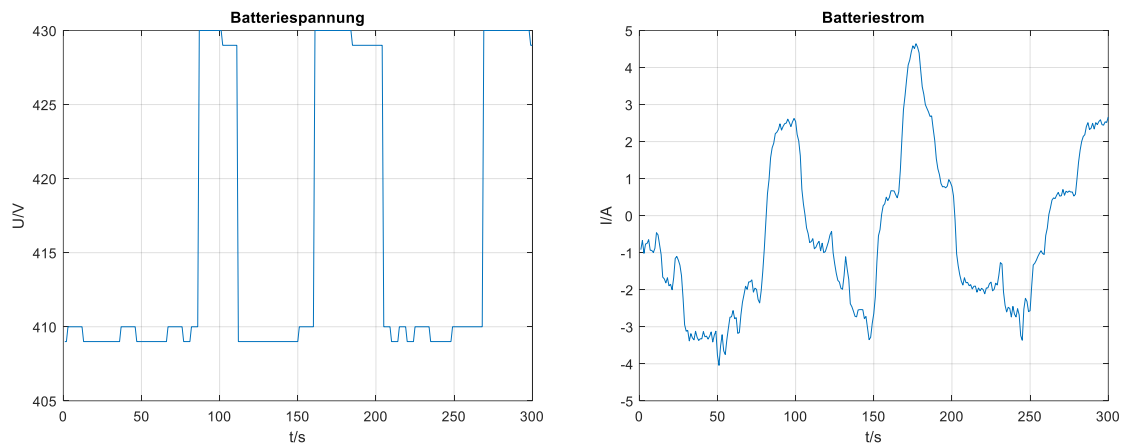


Abbildung 58 Betrieb der Windstromrichtereinheit bei Variation der Windgeschwindigkeit

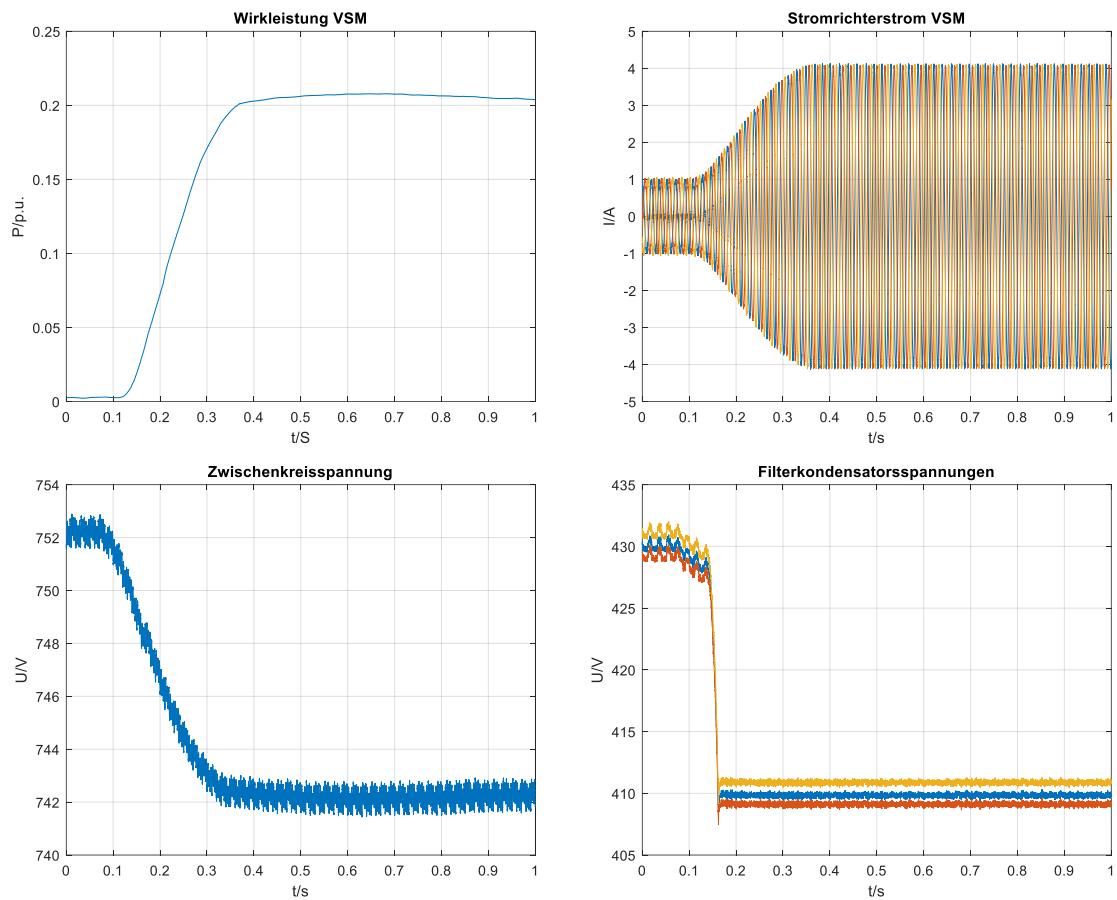


Abbildung 59 Reaktion der Windstromrichtereinheit auf eine erhöhte Einspeisung von Wirkleistung in das Testnetz

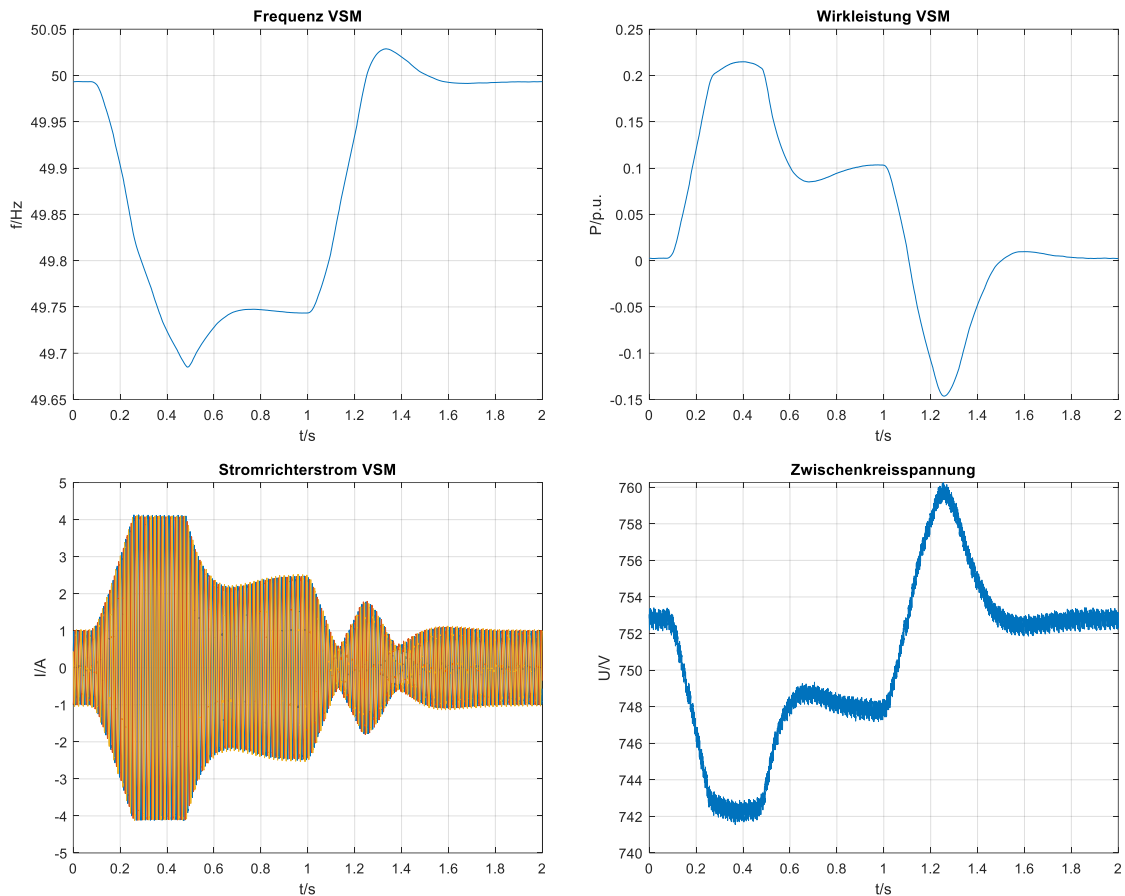


Abbildung 60 Verhalten der Windstromrichtereinheit bei Frequenzstörung im Testnetz

6 Projektplanung/ Arbeitsplanänderungen

6.1 Darstellung des voraussichtlichen Nutzens, insbesondere der Verwertbarkeit des Ergebnisses und der Erfahrungen

Die erreichten Ergebnisse im Teilvorhaben „Integration von Systemdienstleistungen in einen neuartigen Windstromrichter mit gesteigerter Effizienz“ der TU Dresden innerhalb des Verbundprojekts „Nächste Generation von Windumrichtern für einen effizienteren Betrieb und die Bereitstellung von erweiterten Netzdienstleistungen“ festigen die herausragende Position der Professur für Leistungselektronik der TU Dresden auf dem Gebiet stromrichternahen Regelung.

Der neuentwickelte Versuchstand mit selbst entwickelter sowie erworbener Messtechnik und die gesammelten Erfahrungen bei der Implementierung der virtuellen Synchronmaschine erweitern die Basis für zukünftige Forschungsprojekte auf dem Gebiet der Netzregelung, -stabilisierung und



Speicherintegration. Dies generiert neues Know-how, welches in Internationalen Tagungen und Magazinen veröffentlicht wird.

Ein wesentlicher Nutzen der Ergebnisse und Erfahrungen ist die Integration des aktuellen Wissensstands in die Lehre. So gelingt das Weiterreichen des Knowhows an die Studenten. Das schafft einen Vorteil unserer Studierenden gegenüber Studierenden von anderen Nationen und bereitet sie besser auf die zukünftigen Herausforderungen vor. Dieser Vorteil ist von strategischer Bedeutung, um die Position von Deutschland als Technologiestandort zu festigen.

Während der Laufzeit waren Studenten aktiv in die Projektarbeit eingebunden, insbesondere als studentische Hilfskräfte, und im Rahmen von folgenden Studienleistungen:

- Diplomarbeit: Entwicklung und Aufbau einer 3-phasigen Strommessung für einen Windstromrichter (Adrian Höhnel, 2021)

6.2 Relevante Arbeiten Dritter während der Projektlaufzeit

Die kontinuierliche Forschung im Bereich der netzbildenden Stromrichter hat im Laufe des Untersuchungszeitraums zu einer Vielzahl wissenschaftlicher Veröffentlichungen geführt. Gleichzeitig gab es Weiterentwicklungen in industriellen Anwendungen. Verschiedene Hersteller haben ihre Produktpalette um netzbildend geregelte Stromrichter erweitert, die den aktuellen technologischen Standard repräsentieren. Akademisch gesehen wurde das Konzept der virtuellen Synchronmaschine weiterentwickelt, allerdings nur in spezifischen Teilbereichen. Das grundlegende Funktionsprinzip blieb jedoch unverändert. Die Literatur der letzten Jahre zeigt eine verstärkte Systematisierung und Kategorisierung der vorherrschenden Regelungsprinzipien, die teilweise vom Konzept der virtuellen Synchronmaschine abweichen. Auch wurden Methoden zur Stabilitätsprüfung bei netzbildenden Stromrichtern angepasst oder neu entwickelt. Zudem gab es Simulationen alternativer Netzregelverfahren, die sich grundlegend von der traditionellen Frequenzsteuerung unterscheiden, wie etwa die Vector Angle Control.

Für das deutsche Stromnetz liegen inzwischen detaillierte Richtlinien und Empfehlungen bezüglich der netzbildenden Eigenschaften von Stromrichtern vor. Ein Beispiel hierfür ist der kürzlich veröffentlichte VDE FNN-Hinweis zu den „Technischen Anforderungen an die Netzbildende Eigenschaften inklusive der Bereitstellung von Momentanreserve“

6.3 Liste der erfolgten und geplanten Veröffentlichungen

Teilnahme an der Konferenz PCIM 2023, Poster zu folgendem Paper

- F. Eichler, M. Meissner, M. Meissner, S. Bernet and A. Giessmann, "Voltage Stress Reduction for New 3L-ANPC Modulation Scheme Using Both Current Paths in Zero State," *PCIM Europe 2023; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, Germany, 2023

Teilnahme an der Konferenz PCIM 2024, Poster zu folgendem Paper

- F. Eichler, M. Meissner, M. Meissner, S. Bernet and A. Giessmann, "Evaluation of New Modulation Scheme for 3L-ANPC Using Both Current Paths in Zero State," *PCIM Europe 2024; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, Germany, 2024



Abschlussarbeiten

- **Diplomarbeit:** Entwicklung und Aufbau einer 3-phasigen Strommessung für einen Windstromrichter (Adrian Höhnel, 2021)
- **Studienarbeit:** „Vergleich von Regelungsverfahren für netzbildende Stromrichter“ (Jonas Schmitt, 2022)