

Projektabschlussbericht

Verbundvorhaben „NR²-RPC“

Neuartige robuste Stellglieder zum Blindleistungsmanagement in Verteilnetzen

Teilvorhaben der Universität Kassel / KDEE-EVS

Entwicklung von neuartigen robusten Stellgliedern

Autoren des Berichts: Dipl.-Ing. Florian Fenske (Magnetische Bauelemente)
Marc Faßhauer, M. Sc. (Leistungselektronik und Software)

Förderkennzeichen: 0324106A

Projektlaufzeit: 01.12.2016 bis 31.05.2020

Gefördert durch:



aufgrund eines Beschlusses
des Deutschen Bundestages

Das zugrundeliegende Vorhaben in diesem Bericht wurde mit Mitteln des Bundesministeriums für Wirtschaft und Energie unter dem Förderkennzeichen 0324106A gefördert. Die Verantwortung für den Inhalt dieser Veröffentlichung liegt beim Autor.

Verbundkoordinator

Prof. Dr.-Ing. habil. Peter Zacharias

Universität Kassel / KDEE-EVS

Wilhelmshöher Allee 71

Tel.: 0561/804-6344

eMail: peter.zacharias@uni-kassel.de

Ansprechpartner der Universität Kassel / KDEE-EVS

Prof. Dr.-Ing. habil. Peter Zacharias

eMail: peter.zacharias@uni-kassel.de

Tel.: 0561/804-6344

Universität Kassel / KDEE-EVS, Wilhelmshöher Allee 71, 34121 Kassel

Dipl.-Ing. Florian Fenske

eMail: f.fenske@uni-kassel.de

Tel.: 0561/804-6320

Verbundpartner

Universität Kassel / KDEE-EVS

RPT Ruhstrat Power Technology GmbH

Condensator Dominit GmbH (assoziiertes Partner)

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	3
Abbildungsverzeichnis	5
Tabellenverzeichnis	9
1 Kurzdarstellung	10
1.1 Aufgabenstellung und Ziele	10
1.2 Voraussetzungen unter denen das Vorhaben durchgeführt wurde.....	11
1.3 Planung und Ablauf des Vorhabens	14
1.4 Stand von Wissenschaft und Technik zum Antragszeitpunkt.....	16
1.5 Vernetzung und Zusammenarbeit	19
2 Eingehende Darstellung	21
2.1 Überblick über die durchgeführten Arbeiten	21
2.2 Prinzipielle Lösungsansätze zur Kompensation von Blindleistung	22
2.3 Anforderungen an Stellglieder zur Blindleistungskompensation	25
2.3.1 Normative Anforderungen an die Spannungsqualität.....	25
2.3.2 Entstehung von Stromüberschwingungen und Verzerrungsblindleistung.....	27
2.3.3 Aufbau und Vergleich von passiven und aktiven Filtern	32
2.4 Grundlagen der magnetischen Wirkprinzipien und Konzeptvergleich	40
2.4.1 Grundlagen der magnetischen Wirkprinzipien	40
2.4.2 Ergebnisse und Konzeptvergleich der aufgebauten Funktionsmuster.....	41
2.4.3 Fazit des Konzeptvergleichs	47
2.4.4 Untersuchung eines modifizierten Transduktors	48
2.5 Simulative Untersuchung der Linearität einer steuerbaren Drossel.....	51
2.6 Dimensionierung, Aufbau und Messergebnisse des Demonstrators.....	57
2.6.1 Anforderungen an die Vormagnetisierungseinheit.....	57
2.6.2 Auslegung und Dimensionierung des Saugkreisfilters.....	67
2.6.3 Auslegung der magnetischen Stellglieder	74

2.6.3.1	Auslegung und Darstellung der magnetisch steuerbaren Drossel mit dem VAG-Konzept	74
2.6.3.2	Auslegung und Darstellung der magnetisch steuerbaren Drossel mit dem MCR-Konzept (Transduktor)	81
2.6.4	Aufbau der Netznachbildung eines Industrienetzes	89
2.6.5	Laboraufbau des Niederspannungsdemonstrators	92
2.6.6	Messergebnisse des Niederspannungsdemonstrators und Konzeptvergleich... ..	96
3	Zusammenfassung	101
4	Literaturverzeichnis	103
5	Veröffentlichungen	106
5.1	Veröffentlichungen	106
5.2	Abschlussarbeiten	106
5.3	Dissertationen	107

Abbildungsverzeichnis

Abb. 1: Prinzipielle Stellglieder: a) Vormagnetisierter Transformator, b) Regelbarer Kondensator, c) 3-phasiger Längsregler	18
Abb. 2: Prinzipschaltungen der verschiedenen FACTS-Regler.....	23
Abb. 3: Verzerrte Spannungskurvenformen mit „Flat-Top-Charakteristik“ [16]	28
Abb. 4: Typische B6-Brückengleichrichterschaltung in industriellen Netzen.....	30
Abb. 5: Zeitlicher Verlauf des 3-phasigen Netzstroms bei einem B6-Brückengleichrichter mit Spannungszwischenkreis.....	30
Abb. 6: Frequenzspektrum des 3-phasigen Netzstroms bei einem B6-Brückengleichrichter mit Spannungszwischenkreis.....	31
Abb. 7: Passive Oberschwingungsfiler: a) Saugkreis mit fester Resonanzfrequenz, b) Saugkreis mit gestuft abstimmbarer Resonanzfrequenz (schaltbaren Kondensatoren)	33
Abb. 8: Impedanzverhalten eines Saugkreisfilters in Abhängigkeit der Frequenz: a) Gesamtbereich, b) Ausschnitt des Arbeitsbereichs	34
Abb. 9: Oberschwingungsstromaufteilung mit Filterkreis auf Niederspannungsebene und übergeordnetem Mittelspannungsnetz [15]	35
Abb. 10: Netzparalleles aktives Oberschwingungsfiler mit einem B6-IGBT-Umrichter.....	36
Abb. 11: Steuerbare Konzepte, schematische Darstellung der Vormagnetisierung an einem Kernabschnitt: a) parallele, b) radiale, c) orthogonale Vormagnetisierung	40
Abb. 12: Aufgebaute Funktionsmuster: a) paralleles, b) VAG-, c) orthogonales Konzept	42
Abb. 13: Ψ -I-Kennlinien des Transduktors mit Reihenschaltung der Wechselstromwicklungen in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms I_{DC}	43
Abb. 14: L-I-Kennlinien des Transduktors mit Reihenschaltung der Wechselstromwicklungen in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms I_{DC}	44
Abb. 15: Ψ -I-Kennlinien des VAG-Konzepts in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms I_{DC}	44
Abb. 16: L-I-Kennlinien des VAG-Konzepts in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms I_{DC}	45
Abb. 17: Ψ -I-Kennlinien des orthogonalen Konzepts in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms I_{DC}	46
Abb. 18: L-I-Kennlinien des orthogonalen Konzepts in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms I_{DC}	46
Abb. 19: Modifizierter Transduktor mit Luftspalt	48

Abb. 20: Ψ -I-Kennlinien des modifizierten Transduktors in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms I_{DC}	49
Abb. 21: L-I-Kennlinien des modifizierten Transduktors in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms I_{DC}	50
Abb. 22: Verschiebungsblindleistung Q_1 in Abhängigkeit des Gleichstroms I_{DC} für den modifizierten Transduktor	50
Abb. 23: Drossel in Ringkernbauweise mit Gleichstromwicklung zur Vormagnetisierung des Kernmaterials	51
Abb. 24: Berechnete Magnetisierungskennlinien aus der 3D-FEM-Simulation für verschiedene Vormagnetisierungsdurchflutungen	52
Abb. 25: Simulationsmodell der steuerbaren Drossel bei Netzspannung	52
Abb. 26: Simulationsergebnisse der steuerbaren Drossel ohne Vormagnetisierung: a) Strom- und Spannungsverlauf, b) Vormagnetisierungsstromverlauf, c) resultierende Ψ -I-Kennlinie	53
Abb. 27: Simulationsergebnisse der steuerbaren Drossel mit konstanter Vormagnetisierung: a) Strom- und Spannungsverlauf, b) Vormagnetisierungsstromverlauf, c) resultierende Ψ -I-Kennlinie	54
Abb. 28: Simulationsergebnisse der steuerbaren Drossel mit geregelter Vormagnetisierung: a) Strom- und Spannungsverlauf, b) Vormagnetisierungsstromverlauf, c) resultierende Ψ -I-Kennlinie	55
Abb. 29: Frequenzspektrum mit Anteilen harmonischer Oberschwingungsströme des geregelten Vormagnetisierungsstroms I_{DC}	56
Abb. 30: Simulationsmodell des Saugkreisfilters als Gesamtsystem	59
Abb. 31: Kennliniengenerierung des modifizierten Transduktors für a) $I_{DC} = 0$ A und b) $I_{DC} = 200$ A.....	60
Abb. 32: Saugkreisfilter ohne Vormagnetisierungsstrom: a) Netzspannung und Eingangsstrom des Filters, b) Induktivitätsverläufe des linearen und steuerbaren Teils, c) Verlauf des Vormagnetisierungsstroms.....	61
Abb. 33: Saugkreisfilter mit konstantem Vormagnetisierungsstrom: a) Netzspannung und Eingangsstrom des Filters, b) Induktivitätsverläufe des linearen und steuerbaren Teils, c) Verlauf des Vormagnetisierungsstroms	62
Abb. 34: Saugkreisfilter mit geregelter Vormagnetisierungsstrom: a) Netzspannung und Eingangsstrom des Filters, b) Induktivitätsverläufe des linearen und steuerbaren Teils, c) Verlauf des Vormagnetisierungsstroms	63

Abb. 35: Induktivitätsverläufe in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms: a) konstanter Vormagnetisierungsstrom, b) geregelter Vormagnetisierungsstrom	64
Abb. 36: Effizienz bzgl. Netzstrom des 50 Hz- und 250 Hz-Anteils: a) konstanter Vormagnetisierungsstrom, b) geregelter Vormagnetisierungsstrom	65
Abb. 37: THD _I des Netzstroms bzgl. der Vormagnetisierungsart: a) unregelter Vormagnetisierungsstrom, b) geregelter Vormagnetisierungsstrom	66
Abb. 38: Dimensionierung des Filterkreises in der State-of-the-Art Bauweise (gestuftes Konzept)	69
Abb. 39: Dimensionierung des Filterkreises mit der steuerbaren Drossel durch das VAG-Konzept	71
Abb. 40: Dimensionierung des Filterkreises mit der steuerbaren Drossel durch das MCR-Konzept (Transduktor)	73
Abb. 41: Steuerbare 3-phasige Drossel mit dem VAG-Konzept	76
Abb. 42: Implementierung des VAG-Konzepts mit Hilfe der Haltebolzen zur mech. Befestigung der Blechpakete.....	77
Abb. 43: Schematische Darstellung der steuerbaren 3-phasigen Drossel mit VAG-Konzept .	78
Abb. 44: Elektrisches Ersatzschaltbild der steuerbaren Drossel mit VAG-Konzept	79
Abb. 45: Kennlinien der steuerbaren Drossel mit VAG-Konzept in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstromes: a) Ψ -I-Kennlinien, b) L-I-Kennlinien.....	80
Abb. 46: Umrechnung des virtuellen Luftspalts in eine äquivalente Luftspaltlänge	81
Abb. 47: Idealierte Hysteresekurve eines Kernmaterials mit Z-förmiger Charakteristik.....	82
Abb. 48: Schematische Darstellung (Schnittbild) des Aufbaus der steuerbaren Drossel mit MCR-Konzept (1-phasiger Transduktor)	84
Abb. 49: Ringbandkern aus dem nanokristallinen Material VITROPERM 500 Z vor dem Bewickeln.....	84
Abb. 50: Elektrisches Ersatzschaltbild des 1-phasigen Transduktors mit parallel geschalteter Drossel zur Einstellung der Startinduktivität: a) Reihenschaltung, b) Parallelschaltung der Wechselstromwicklungen	85
Abb. 51: Amplitude des Filterstroms in Abhängigkeit der Induktivität des Transduktors (MCR-Konzept) über den Steuerbereich.....	86
Abb. 52: Berechnung der max. Flussverkettung Ψ_{max} in Abhängigkeit der Induktivität des Transduktors (MCR-Konzept) über den Steuerbereich	87
Abb. 53: Aufgebautes magnetisches Stellglied mit MCR-Konzept und Integration in den Niederspannungsdemonstrator	88

Abb. 54: Blockschaltbild der Netznachbildung eines Industrienetzes mit einem IGBT-B6-Umrichter im Inselnetzbetrieb..... 90

Abb. 55: Generierung der Spannungssollwerte für eine verzerrte Ausgangsspannung im Simulink-Modell 91

Abb. 56: Laboraufbau des SEMIKRON-B6-IGBT-Umrichters zur Erzeugung von Ausgangsspannungen mit einer hohen Verzerrung..... 91

Abb. 57: Beispiel für den zeitlichen Verlauf einer generierten Ausgangsspannung mit hohem Anteil harmonischer Oberschwingungen ($THD_U = 40,6\%$)..... 92

Abb. 58: Elektrischer Aufbau des Niederspannungsdemonstrators mit umschaltbaren Konzepten..... 94

Abb. 59: Laboraufbau des Niederspannungsdemonstrators..... 96

Abb. 60: Zeitlicher Verlauf des Eingangsstroms von Phase L_2 des Filterkreises mit dem State-of-the-Art-Konzept..... 97

Abb. 61: Verlauf der normierten Impedanz des Saugkreises mit dem State-of-the-Art-Konzept in Abhängigkeit der Filterstufe 98

Abb. 62: Konzeptvergleich hinsichtlich der Gleichstromverlustleistung P_{DC} in Abhängigkeit der normierten Impedanz des Saugkreises 99

Tabellenverzeichnis

Tab. 1: Arbeitspakete des Teilvorhabens	14
Tab. 2: Geplanter zeitlicher Verlauf und Meilensteine des Gesamtvorhabens	15
Tab. 3: Angepasster zeitlicher Verlauf und Meilensteine des Gesamtvorhabens mit Projektverlängerung um sechs Monate	16
Tab. 4: Vergleich und Bewertung der Eigenschaften der FACTS-Regler mit leistungselektronischen Stellgliedern	24
Tab. 5: Grenzwerte der Oberschwingungsspannungen an den Netzanschlusspunkten, in Prozent der Grundspannung [12] [13].....	27
Tab. 6: Tabellarischer Vergleich von Passiv -und Aktivfiltern zur Kompensation von Verzerrungsblindleistung	39
Tab. 7: Dimensionierung des Saugkreisfilters für die Simulation des Gesamtsystems	58
Tab. 8: Auslegung des gestuften Filterkonzepts mit Resonanzfrequenzen.....	69
Tab. 9: Auslegung des steuerbaren Filterkonzepts mit Hilfe des VAG-Konzepts.....	72
Tab. 10: Auslegung des steuerbaren Filterkonzepts mit Hilfe des MCR-Konzepts	74
Tab. 11: Elektrische Daten der 3-phasigen Drossel mit VAG-Konzept	79
Tab. 12: Elektrische Daten der drei 1-phasigen Transduktoren (MCR-Konzept)	89
Tab. 13: Technische Daten des Niederspannungsdemonstrators	93
Tab. 14: Nötige Schaltkombinationen zur Auswahl der Konzepte für die Impedanzstellung des Filterkreises.....	95

1 Kurzdarstellung

1.1 Aufgabenstellung und Ziele

Das Fachgebiet *Elektrische Energieversorgungssysteme (EVS)* am *Kompetenzzentrum für Dezentrale Elektrische Energieversorgungstechnik (KDEE)* der *Universität Kassel* war mit Herrn *Prof. Dr.-Ing. habil. Peter Zacharias* als Verbundkoordinator der Konsortialführer im Verbundvorhaben „Neuartige robuste Stellglieder zum Blindleistungsmanagement in Verteilnetzen“ (*Novel Robust Regulators for the Reactive Power Control in Distribution Networks*, Akronym: **NR²-RPC**). Die wissenschaftliche Projektleitung zur Leitung des Teilvorhabens „*Entwicklung von neuartigen robusten Stellgliedern*“ wurde durch Herrn *Dipl.-Ing. Florian Fenske* besetzt. Die in diesem Bericht vorgestellten Arbeiten haben einen erheblichen sowie ausschlaggebenden Beitrag zum Verbundvorhaben geleistet und die Erreichung des Gesamtziels ermöglicht.

Ziel des Gesamtvorhabens war die Entwicklung von neuartigen robusten Stellgliedern für den Einsatz zum Management von Blindleistungsbilanzen in Verteilnetzen, um die Aufnahmefähigkeit dezentraler regenerativer Energieerzeugungsanlagen im Netz zu steigern. Hierbei wurde insbesondere aus Gründen der erhöhten Zuverlässigkeit, Lebensdauer und Robustheit angestrebt, die aktuell in den Stellgliedern verwendete Halbleiterfläche zu minimieren, ggf. zu vermeiden und nach Möglichkeit eine Lösung mit magnetischen Bauelementen in Kombination mit anderen passiven Bauelementen zu realisieren.

Die Arbeiten an der *Universität Kassel* bezogen sich dabei auf umfassende Recherchen, Auslegung und Untersuchungen, um geeignete magnetische Wirkprinzipien zu identifizieren, die daraufhin in industriell fertigmachen Betriebsmitteln eingesetzt werden können. Die Validierung dieser magnetischen Wirkprinzipien und Konzepte wurde anhand von skalierten Funktionsmustern vorgenommen und bezüglich ihrer Systemeigenschaften, wie z.B. Stromverstärkungsfaktor, Verlustleistung und auf ihre spätere Umsetzbarkeit in der industriellen Fertigung bewertet. Abschließend wurden anhand der gewonnenen Erkenntnisse drei magnetische Wirkprinzipien mit höherer Leistung aufgebaut und in einem Niederspannungsdemonstrator betrieben. Verglichen wurden die Ergebnisse mit einem gestuften *State-of-the-Art* Oberschwingungsfilter, wie dieser aktuell in industriellen Verteilnetzen betrieben wird, um die Verzerrungsblindleistung zu kompensieren und schlussendlich die Spannungsqualität zu verbessern. Die zu kompensierende Verzerrungsblindleistung entsteht dabei durch Stromüberschwingungen, welche maßgeblich von leistungselektronischen Geräten (z.B.

Frequenzumrichter oder Gleichrichter) und erneuerbaren Energieerzeugungsanlagen (z.B. Windkraftanlagen oder PV-Anlagen mit leistungselektronischen Energiekonvertern) im Netz verursacht werden. Der Demonstrator zeigte für die Niederspannungsebene die Funktionalität mittels stufenloser Steuerbarkeit der magnetischen Wirkkonzepte und in Bezug zu der Filteranlage in der *State-of-the-Art*-Bauweise gesetzt. Die große Besonderheit ist hierbei, dass aufgrund der eingesetzten elektrisch steuerbaren Drosseln keine mechanischen Schalter zur Verstellung der Resonanzfrequenz des Filters benötigt werden.

1.2 Voraussetzungen unter denen das Vorhaben durchgeführt wurde

Die Konsortialpartner im Gesamtvorhaben waren derartig aufgestellt, dass diese den gesamten Produktentwicklungsprozess und die Wertschöpfungskette von der Entwicklung eines Prototyps bis zur Fertigung und Vertrieb von kompletten Filteranlagen widerspiegeln. Von der wissenschaftlichen Seite aus übernahm das *KDEE-EVS* der *Universität Kassel* die Entwicklung und Auslegung von neuartigen robusten magnetischen Stellgliedern, die von der *Firma RPT Ruhstrat Power Technology GmbH* als Prototyp aufgebaut wurden und wiederum auf ihre Funktionsfähigkeit durch Labortests innerhalb der Universität Kassel geprüft wurden. Die *Condensator Dominit GmbH* stand hierbei mit ihrer Expertise im Bereich der Filteranlagen beratend zur Seite und hat auf aktuelle Probleme in industriellen Netzen hinsichtlich der hohen Verzerrungsblindleistung bzw. Oberschwingungsströme hingewiesen, die vermehrt zu Störungen und bis zu Ausfällen von ganzen Fertigungsanlagen aufgrund fehlender Blindleistungskompensation führen. Am Markt existieren zum einen rein passive Lösungen, die den Vorteil von geringen Verlusten und niedrigen Anschaffungskosten aufweisen, jedoch aber eine geringerer Adaptionegrad der Anlagen an die Energienetze, bedingt deren gestufter Filterkreise, aufweisen. Zum anderen existieren voll-aktive Lösungen mit leistungselektronischen Komponenten, die eine geringere Zuverlässigkeit als passive Lösungen besitzen und diese zudem durch die höheren Verlustleistungen, die aufgrund der Verwendung von Halbleiterschaltern im Leistungspfad entstehen, als deutlich nachteiliger zu bewerten sind. Im Rahmen der Forschungstätigkeiten der *Universität Kassel* wurde daher an neuartigen magnetischen Stellgliedern geforscht, die im Vergleich zu leistungselektronischen Lösungen eine höhere Robustheit und erhöhte Lebensdauer besitzen und zudem u.a. mit Hilfe neuer magnetischer Materialien geringe Wirkleistungsverluste erzielen. Im Folgenden werden die einzelnen Konsortialpartner mit ihren Kernkompetenzen und Aufgaben im Verbundvorhaben dargestellt.

Universität Kassel / KDEE-EVS

Im Fachgebiet *Elektrische Energieversorgungssysteme (EVS)* sind Lehre und Forschung unter der Leitung von Herrn *Prof. Dr.-Ing. habil. Peter Zacharias* auf Anlagen und Systeme zur elektrischen Energieversorgung sowie auf die Entwicklung leistungselektronischer Bauelemente und Baugruppen ausgerichtet. Sie umfassen dabei die Entwicklung von Techniken zur Nutzung erneuerbarer Energiequellen sowie leistungselektronische Wandler in mobilen und stationären Anwendungsbereichen. Ein Schwerpunkt der Grundlagenforschung ist die Modellierung des Verhaltens magnetischer Bauelemente auf Basis moderner ferromagnetischer Materialien. Weiterhin hat Herr *Prof. Peter Zacharias* ein Fachbuch zu den Grundlagen und Anwendungen der magnetischen Bauelemente geschrieben, welches im Juni 2020 im Springer-Verlag erschienen ist. Das Fachgebiet *EVS* beschäftigt sich ebenfalls mit geräteorientierter Energiesystemtechnik für die Nutzung erneuerbarer Energien mit besonderem Schwerpunkt bei der Stromrichtertechnik in Hybridsystemen, im Verteilnetz und bei dezentraler Energiewandlung sowie in mobilen Energieversorgungssystemen.

Die Aufgabe der *Universität Kassel* war zu einem die Führung des Konsortiums und auf der wissenschaftlichen/technischen Seite die Identifizierung von magnetischen Wirkprinzipien, Entwicklung und Dimensionierung mittels Prototypen und Simulationen sowie der Aufbau eines Demonstrators zur Validierung des bestmöglichen Konzeptes in einer realitätsnahen Laborumgebung.

RPT Ruhstrat Power Technology GmbH

Die *RPT Ruhstrat Power Technology GmbH* ist ein Hersteller von hocheffizienten und zuverlässigen elektrischen Betriebsmitteln und Systemen. Der Kundenkreis besteht zum Großteil aus internationalen Kunden. Das Unternehmen hat sich auf induktive Bauteile wie Drosseln und Transformatoren mittlerer Leistung und deren Einsatz in besonderen Bereichen wie Prüftechnik, Spannungsregelung und Powerquality spezialisiert. Die Produkte haben dabei Leistungen von üblicherweise 10 kVA bis 10 MVA und werden im Spannungsbereich bis 1000 V und bis 30 kV eingesetzt. Aktuell umfasst das Unternehmen 25 Mitarbeiter und generiert einen Jahresumsatz von etwa 6 Mio. €.

Die Aufgabe von der *RPT Ruhstrat Power Technology GmbH* war die Definition von Anforderungen an innovative Stellglieder zur Blindleistungskompensation, die Erarbeitung magnetischer Wirkprinzipien und eine Mitwirkung bei der Bewertung und Auswahl der magnetischen Konzepte. Die Hauptaufgabe war es bei der Dimensionierung der Prototypen zu

unterstützen und die steuerbare Drossel für den Niederspannungsdemonstrator (kurz: *NS-Demonstrator*) zu fertigen.

Condensator Dominitt GmbH

Die *Condensator Dominitt GmbH* für Leistungselektronik, Energietechnik und Netzqualität GmbH ist ein mittelständisch international tätiges Unternehmen im Bereich der elektrischen Energieversorgungsqualität. Das Leistungsspektrum umfasst zum einen Analyse und Messungen in Energieversorgungsnetzen und die Identifikation von Spannungsqualitätsproblemen. Ausgehend von den Messungen und der Expertise sind Kernkompetenz Entwicklung, Herstellung und Vertrieb von Lösungen zur Sicherstellung der Spannungsqualität in Nieder-, Mittel- und Hochspannungsnetzen. Stetiger FuE-Aufwand ist essenzieller Bestandteil der Unternehmensphilosophie. Schon mehrfach konnte der internationale Stand der Technik mit den nahezu ausschließlich in Deutschland produzierten Anlagen mitbestimmt werden. Mit fast 50 Mitarbeitern wird ein Umsatz von über 9 Mio. € erzielt. Das Unternehmen ist seit 10 Jahren in der elektrischen Energietechnik tätig, baut aber auf über 60 Jahre Branchen-Erfahrung auf, bspw. bestehen technologische Wurzeln im *ABB*-Umfeld.

Die *Condensator Dominitt GmbH* war hierbei als assoziierter Partner mit ihrer Expertise und Marktkenntnis im Bereich der Filteranlagen beratend tätig und wies auf aktuelle Probleme in industriellen Netzen hin, in denen es vermehrt zu Störungen bis hin zu Ausfällen von Fertigungsmaschinen und Produktionsanlagen aufgrund von Stromüberschwingungen im Netz kommt. Weiterhin war *Condensator Dominitt* unterstützend bei der Dimensionierung des Leistungsteils und Auswahl von Bauteilen des *NS-Demonstrators* zur Filterung von Stromüberschwingungen (Verzerrungsblindleistung) tätig.

1.3 Planung und Ablauf des Vorhabens

Das Gesamtvorhaben wurde in vier thematische aufeinander aufbauende Arbeitspakete unterteilt, die wiederum aus mehreren Unterarbeitspaketen bestehen. Die *Universität Kassel* war als Konsortialführer im Verbundvorhaben maßgeblich an allen Arbeitspaketen beteiligt. In der folgenden Tab. 1 sind die Arbeitspakete sowie ihre Unterarbeitspakete dargestellt.

AP	Titel des AP	Unter-AP	Titel des Unter-AP
0	Projektmanagement	0.1	Übergeordnete Projektkoordination
		0.2	Projektmanagement eigene Arbeiten
1	Konzeptphase	1.1	Anforderungen an innovative Stellglieder
		1.2	Literaturrecherche
		1.3	Magnetische Stellglieder
		1.4	Elektronisch-magnetische Stellglieder
		1.5	Bewertung neuer Lösungsansätze
		1.6	Auswahl der Konzepte für experimentelle Untersuchungen
2	Experimentelle Voruntersuchung	2.1	Aufbau und experimentelle Untersuchung der ausgewählten Wirkprinzipien
		2.2	Auswertung der experimentellen Voruntersuchungen und Konzeptauswahl für <i>NS</i> -Demonstrator
3	<i>NS</i> -Demonstrator	3.1	Dimensionierung, Entwicklung und Aufbau <i>NS</i> -Demonstrator
		3.2	Statischer Labortest <i>NS</i> -Demonstrator im 400V Netz (Labor: Uni KS)
		3.3	Systemtechnischer Labortest <i>NS</i> -Demonstrator mit Netznachbildung im 400V (Labor: Uni KS)
		3.4	Dynamischer Labortest <i>NS</i> -Demonstrator im 400V Netz (Labor: Uni KS)
4	<i>MS</i> -Demonstrator	4.1	Dimensionierung und Aufbau <i>MS</i> -Demonstrator
		4.2	"Emulierter" Feldtest der innovativen Stellglieder in der Mittelspannung (Feldtest 3)
		4.3	Evaluierung der Feldtestergebnisse, Optimierung und Redesign

Tab. 1: Arbeitspakete des Teilvorhabens

Der ursprüngliche Zeitplan des Gesamtvorhabens mit der Aufteilung der einzelnen Arbeitspakete auf die Bearbeitungszeit und die Meilensteine werden in untenstehender Tab. 2 dargestellt.

	1. Jahr				2. Jahr				3. Jahr			
	Q1	Q2	Q3	Q4	Q1	Q2	Q3	Q4	Q1	Q2	Q3	Q4
AP0												
AP1	M 1.1			M 1.2								
AP2							M 2.1					
AP3										M 3.1		
AP4												M 4.1 M 4.2

Tab. 2: Geplanter zeitlicher Verlauf und Meilensteine des Gesamtvorhabens

Der zeitliche Ablauf des Gesamtvorhabens verzögerte sich aus diversen Gründen. Zum einen musste eine Projektstelle nach dem Ausscheiden eines wissenschaftlichen Mitarbeiters an der *Universität Kassel* neu besetzt werden und zum anderen mussten einige Geräte, wie z.B. ein Hochleistungscomputer zur elektromagnetischen 3D-FEM-Simulation und eine Belastungseinheit angeschafft werden. Darüber hinaus kam es zu Verzögerungen im Projektplan, da die Abteilung der Drossel- und Transformatorenherstellung des Industriepartners, der Firma *Eisenmann Thermal Solutions GmbH & Co. Kg*, aus dem Unternehmen verkauft wurde. Diese besteht unter der Firma „*RPT Ruhstrat Power Technology GmbH*“ weiter und hat die ehemals beantragten Arbeiten des *Eisenmannkonzerns* übernommen und weitergeführt. Durch die Umstrukturierung und dem damit verbundenen Umzug der Abteilung in andere Gebäude, hat sich die Bearbeitung von AP3 mit dem geplanten *NS-Demonstrators* verzögert. Weiterhin war ein Test des Mittelspannungsdemonstrators durch den Ausstieg des *Eisenmannkonzerns* nicht mehr möglich, da die Labore hierzu nicht mehr zu Verfügung standen. Aus diesem Grund musste der Aufbau des *MS-Demonstrators* in AP4 gestrichen werden und das AP4 entsprechend angepasst werden. Im AP4 wurde daher vorerst nur eine erste theoretische Auslegung und simulative Untersuchung des Sinusfilters auf MS-Ebene durchgeführt. Um dennoch die Projektziele erreichen zu können, wurde das Projekt kostenneutral um sechs Monate bis zum 31.05.2020 verlängert und der zeitliche Projektplan dementsprechend angepasst (siehe Tab. 3).

	1. Jahr				2. Jahr				3. Jahr				4. Jahr	
	Q1	Q2	Q3	Q4	Q1	Q2	Q3	Q4	Q1	Q2	Q3	Q4	Q1	Q2
AP0														
AP1	M 1.1			M 1.2										
AP2							M 2.1							
AP3													M 3.1	
AP4														M 4.1 M 4.2

Tab. 3: Angepasster zeitlicher Verlauf und Meilensteine des Gesamtvorhabens mit Projektverlängerung um sechs Monate

1.4 Stand von Wissenschaft und Technik zum Antragszeitpunkt

Der spannungssenkende Effekt von Blindleistungsbezug ist auf allen Spannungsebenen zu beobachten und ist sowohl bei Einspeiser in Mittelspannungs- (*BDEW-Richtlinie*) als auch in Niederspannungsnetzen (*VDE-AR-N 4105*) zur Spannungserhaltung einsetzbar und gefordert.

Das Thema wird nun von Übertragungsnetzbetreibern (*ÜNB*) und Verteilnetzbetreibern (*VNB*) aufgegriffen, da ein umfangreicher Einsatz von Blindleistungsbezug zur Spannungssenkung im Verteilnetz auch zu (ungewollter) Spannungssenkung im Übertragungsnetz führt. Damit sinkt die Transportkapazität des Höchstspannungs (*HöS*)-Netzes. Besonders kritisch ist dies für den Transport großer Leistungen von Windenergie in Nord-Süd-Richtung zu sehen. Entsprechende Fallbeispiele der *E.ON-Netz / TenneT* sind simulativ mit Echtdateien untersucht und nachvollziehbar. Sollte der Verteilnetzbetreiber hier keine ausreichenden Maßnahmen zur Einhaltung der vorgegebenen Rahmenbedingungen ($\cos(\varphi) = 1,0 \dots 0,9$) gemäß Netzanschlussvertrag realisieren können, könnte der vorgelagerte Netzbetreiber die Bereitstellung von Blindleistung in Rechnung stellen. Dieses Verfahren wäre quasi analog zu den heutigen Industriekunden.

In diesem Zusammenhang kommt die *dena-Studie „Systemdienstleistungen 2030“* vom Februar 2014 zu folgenden Schlussfolgerungen:

- „In den Stromverteilnetzen wächst durch die zunehmende, fluktuierende Einspeisung erneuerbarer Energien sowie den steigenden Grad der Verkabelung der Bedarf, die Blindleistung und damit die Spannung gezielt zu regeln, um Verletzungen des zulässigen Spannungsbandes zu vermeiden und den Netzausbaubedarf zu begrenzen“

- „Soweit sinnvoll sollte ein reduzierter Blindleistungsaustausch zwischen den Netzebenen angestrebt werden, um die jeweils überlagerten Netzebenen und insbesondere das Stromübertragungsnetz zu entlasten“

Dafür muss aber laut der zugehörigen Roadmap vom Juli 2014 „... das aktive Blindleistungsmanagement im Verteilnetz erforscht, konzipiert und pilotiert werden.“ und als Zeitraum der „Erforschung und Pilotierung aktives Blindleistungsmanagement im Verteilnetz und zwischen den Netzebenen“ wird „heute - 2017“ vorgeschlagen.

In Rahmen des Vorhabens sollen entsprechend geeignete Lösungsansätze für die oben erwähnten Herausforderungen in den folgenden Gruppen erarbeitet werden.

A. Nutzung der Einspeiser als Stellglieder zur Spannungs- und Blindleistungsregelung

Die Nutzung der Einspeiser zur Spannungsregelung im Mittelspannungsnetz führt zu zusätzlicher Blindleistung, die das Netz und die Betriebsmittel mit zusätzlichen Blindströmen belasten und durch ohmsche Verluste in den Leitungen und Stellgliedern zu Wirkleistungsverlusten führen. Um die eingespeiste Blindleistung zur Spannungsregelung wiederum zu kompensieren, muss diese gegebenenfalls vom übergeordneten Netz Blindleistung bereitgestellt werden. Dieser Effekt kann mit untenstehendem Ansatz a) nicht grundsätzlich kompensiert werden. Gegebenenfalls muss sogar notwendige Wirkleistung abgeregelt werden – je nach gerade gültigem Regelwerk. Daher besteht das Projekt auch aus einem zweiten Teil, der sich mit der lokalen Kompensation und damit Eliminierung von Blindleistung an wichtigen Anschluss- oder Knotenpunkten im Netz befasst.

B. Lokale situationsabhängige Kompensation von Blindleistung

Durch eine lokale situationsabhängige Kompensation von Blindleistung kann diese prinzipiell von anderen Orten wie auch Umspannwerken als Verbindungsstellen zum übergeordneten Netz ferngehalten werden. Das Prinzip wird in größeren Unternehmen zur Reduzierung des Leistungspreises oder in Hoch- und Höchstspannungsnetzen mit dem Einsatz von *FACTS (Flexible AC Transmission System)* oder dem Betrieb von Synchronmaschinen am Netz umgesetzt. In Zusammenhang mit der zunehmenden Volatilität der Einspeisung im MS-Verteilnetz und erhöhten Einsatz von leistungselektronischen Stellgliedern treten Situationen auf, die nicht mehr vollständig durch solche traditionellen Lösungen geregelt werden können. Diese werden mit entsprechenden Lösungsansätzen erläutert.

a) Kompensationsbedarfe auf Mittelspannungsebene

Durch die Kombination der Blindleistungskompensation und der Fluktuationen auf der Unter- und Oberspannungsseite erhöhen sich die Schalthäufigkeit und damit auch der Lebensdauerverbrauch der Schalter in gängigen Kompensationsbetriebsmitteln. Darüber hinaus werden immer häufiger die Grenzen der Regelbarkeit des MS-Netzes durch Einnahme der äußersten Schaltstellung erreicht. Hier sind kostengünstige, wartungsarme lokal steuerbare Einheiten erforderlich, die der Markt bislang nicht bereithält. Obwohl elektronische Einheiten dieses Potenzial haben, sind Erwartungen an Verfügbarkeit und Lebensdauer (20...50 Jahre) an diese Asset-Bestandteile so hoch, dass einerseits der Einsatz von Elektronik und andererseits die Komplexität dieser Lösungen minimiert werden müssen. Mit der Entwicklung und dem Test solcher dezentral und weitgehend eigenständig agierender Stellglieder für den Mittelspannungsbereich bei weitgehender Vermeidung von Halbleiterelektronik durch Nutzung magnetischer Effekte und Komponenten befasste sich ein zweiter Teil des Projekts.

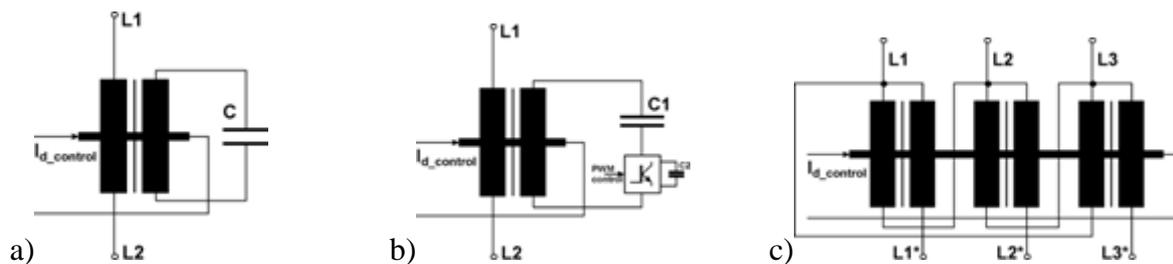


Abb. 1: Prinzipielle Stellglieder: a) Vormagnetisierter Transformator, b) Regelbarer Kondensator, c) 3-phasiger Längsregler

b) Vermeidung von Verzerrungsblindleistung

Beim Repowering von Windparks sowie bei großen Solarparks treten trotz Zertifizierung der Anlagen Oberschwingungen auf, die zur Nichtgenehmigung ihres Betriebs führen können. Die Ursache ist die Ausbildung von schwingfähigen Systemen mit hoher Güte und mehreren Eigenresonanzfrequenzen. Dieses kann sowohl durch die pulsweitenmodulierten Wechselrichter als auch durch geringfügige Asymmetrien in der Regelung oder Störungen zu Eigenschwingungen angeregt werden. Da jede Netztopologie unterschiedlich ist, kann man sich nur bedingt durch Vorschriften auf solche Situationen vorbereiten. Ein Ansatzpunkt wäre eine (örtlich) angepasste aktive Dämpfung durch die angeschlossenen Wechselrichter. Weitere Lösungsansätze sind steuerbare Einheiten zur Kompensation und Dämpfung von Oberschwingungen, die von der Unter- und oder Oberspannungsseite angeregt werden können.

C. Erhöhte Zuverlässigkeit und Lebensdauer von Kompensations- und Steuereinheiten

Hohe Flexibilität und Geschwindigkeit verlangt Lösungen, die durch schnelle hochsperrende Halbleiter geprägt sind. Je höher die zu beeinflussenden Leistungen sind, desto größer sind auch die erforderlichen Halbleiterflächen. Dies steht im Widerspruch zu Lebensdauererwartungen von 30...50 Jahren, da statistisch die Wahrscheinlichkeit eines Ausfalls durch die Wirkung von Höhenstrahlung steigt. Eine Dauerbelastung der Halbleiter-Bauelemente soll zweckmäßigerweise unterhalb von etwa $2/3$ ihrer Nennspannung erfolgen, um eine hohe Lebensdauer zu erreichen. Das Problem vergrößert sich mit zunehmender Halbleiterfläche pro Anlage. Zentrales Ziel des Projekts war es daher auch, einerseits durch Nutzung neuer Halbleitermaterialien (*SiC*), die deutlich geringere Chipflächen ermöglichen als auch durch die Kombination von leistungselektronischen Stellgliedern mit Pulsweitenmodulation und mit magnetisch steuerbaren magnetischen Bauelementen die erforderliche Halbleiterfläche zu minimieren und die Lebensdauer und Robustheit zu maximieren.

1.5 Vernetzung und Zusammenarbeit

Die Arbeiten an der *Universität Kassel* untergliedern sich in mehrere, aufeinander aufbauende Phasen. Zunächst wurde eine Recherche zu magnetischen Wirkprinzipien und Stellgliedern durchgeführt. Diese Lösungsansätze wurden hinsichtlich ihrer Eignung als magnetisches Stellglied bewertet und abschließend wurden geeignete Konzepte für eine weitergehende experimentelle Untersuchung ausgewählt. Daraufhin wurden die magnetischen Wirkprinzipien in Form von skalierten Funktionsmustern aufgebaut und die Ergebnisse wurden mit der Firma *RPT Ruhstrat Power Technology GmbH* im Projekttreffen diskutiert. Auf Basis der Ergebnisse dieser Voruntersuchungen und Diskussionen mit den Projektpartnern im Rahmen von Projekttreffen wurden drei geeignete magnetische Konzepte zum Aufbau des *NS-Demonstrators* ausgewählt.

Die *Condensator Dominik GmbH* war hierbei als assoziierter Partner mit ihrer Expertise und Marktkenntnis im Bereich der Filteranlagen beratend tätig und wies auf aktuelle Probleme in industriellen Netzen hin. Durch diese aktuelle Problematik im Bereich der Stromüberschwingungen in industriellen wurde der Schwerpunkt des Gesamtvorhabens von der Kompensation von Verschiebungsblindleistung (Grundschiebungsblindleistung) auf die Kompensation von Verschiebungs- und Verzerrungsblindleistung (harmonische Oberschwingungsblindleistung) verlagert. In Anlehnung an ein reales Produkt in der *State-of-the-Art-*

Bauweise von *Condensator Dominit* wurde daher ein Saugkreisfilter mit magnetisch steuerbarer Drossel zur Filterung von Stromüberschwingungen als *NS*-Demonstrator aufgebaut und mit der *State-of-the-Art*-Bauweise verglichen. Die Auslegung des *NS*-Demonstrators erfolgte durch die *Universität Kassel* in Abstimmung mit der *RPT Ruhstrat Power Technology GmbH*, die die Prototypen der magnetisch steuerbaren Drosseln aufgebaut haben. Die abschließende Untersuchung und die Labortests des *NS*-Demonstrators wurden im Labor der *Universität Kassel* am Fachgebiet *KDEE-EVS* durchgeführt.

2 Eingehende Darstellung

2.1 Überblick über die durchgeführten Arbeiten

Die durchgeführten Arbeiten der *Universität Kassel* im Verbundvorhaben lassen sich neben der Projektkoordination in Anlehnung an den Aufbau der Arbeitspakete auf drei Schwerpunkte aufteilen.

In der ersten Konzeptphase wurden Anforderungen an innovative Stellglieder zum Blindleistungsmanagement ermittelt und geeignete magnetische sowie elektromagnetische Stellglieder im Rahmen von Recherchen ermittelt und hinsichtlich ihrer Integrations- und Funktionsfähigkeit innerhalb eines Filters bewertet.

Der zweite Schwerpunkt baut auf der Konzeptphase auf und beschäftigte sich tiefergehend mit den zuvor gewonnen Erkenntnissen sowie den elektromagnetischen Wirkkonzepten, die anhand von skalierten Funktionsmustern aufgebaut und experimentell untersucht wurden. Basierend auf diesen Untersuchungen wurden geeignete Wirkprinzipien für die Entwicklung und Dimensionierung des geplanten *NS*-Demonstrators ausgewählt.

Der letzte thematische Schwerpunkt befasste sich mit der Dimensionierung, Entwicklung und Aufbau eines *NS*-Demonstrators. Dieser stellt ein elektromagnetisch steuerbares Filter in Form eines Saugkreises dar, bei dem sich die Resonanzfrequenz des Filterkreises mit Hilfe einer magnetisch steuerbaren Drossel kontinuierlich (stufenlos) verstellen lässt. Dieser Aufbau spiegelt eine reale Anwendung für aktuelle Problematiken in industriellen Verteilnetzen wider, da es dort vermehrt durch leistungselektronische Stellglieder wie Antriebsumrichter, Gleichrichter oder auch andere nicht-lineare Verbraucher wie beispielsweise Schweißgeräte oder Lichtbogenöfen zu Spannungsverzerrungen kommt. Diese können bis hin zum Ausfall oder gar Störung ganzer Produktionsanlagen führen kann. Durch einen geeigneten Filterkreis lassen sich die harmonischen Stromüberschwingungen, die zu Spannungsverzerrungen in den Verteilnetzen führen können, zum einem Großteil kompensieren und soweit verbessern, dass die Normen der Spannungsqualität eingehalten wird und die Verfügbarkeit der Anlagen gegeben ist. Abschließend wurde der aufgebaute Demonstrator im Starkstromlabor der *Universität Kassel* untersucht und seine Funktionsfähigkeit in einem emulierten Industrienetz mit hoher Spannungsverzerrung nachgewiesen.

2.2 Prinzipielle Lösungsansätze zur Kompensation von Blindleistung

Die Motivation des Einsatzes von schnell regelbaren leistungselektronischen Betriebsmitteln (*FACTS*-Elemente) stammt im Wesentlichen aus der hiermit möglichen Erhöhung der statischen und dynamischen Übertragungskapazität von Transportnetzen. Kapazitätserhöhungen ergeben sich, da *FACTS*-Elemente einen Betrieb von Netzen nahe deren technischer Belastbarkeit und deren Stabilitätsgrenzen erlauben. *FACTS*-Elemente erweitern also die Steuerbarkeit von Übertragungssystemen; u.a. durch eine schnelle Regelung von Spannungen und Leistungsflüssen kann eine stärkere Auslastung von Übertragungssystemen unter Einhaltung stationärer Betriebsgrenzen (maximaler Übertragungswinkel, zulässiges Spannungsband, thermische Belastbarkeit der Betriebsmittel) und Wahrung der Stabilität erreicht werden. [1] [2]

In Serie geschaltete *FACTS*-Betriebsmittel dienen der gezielten Leistungsflusssteuerung von Leitungen durch die Einspeisung einer zusätzlichen Spannung im Netz. Dadurch können bspw. Ströme über parallele Leitungen gleichmäßig verteilt werden oder die Netzstabilität im Fehlerfall durch Begrenzung des Fehlerstroms erhöht werden. [1] [3]

Zu den wesentlichen Aufgaben von netzparallelen *FACTS*-Elementen gehört hingegen die Spannungsregelung bzw. das Blindleistungsmanagement sowohl zur Spannungshaltung bzw. der Lieferung von Kurzschlussströmen im Fehlerfall als auch zur Optimierung des Spannungsprofils im regulären stationären Betrieb [1] [4]. Darüber hinaus können ohmsche Leitungsverluste, die durch ungewollte Leistungsflüsse im Netz entstehen, reduziert werden [3]. Zur Erfüllung der von regenerativen Großkraftwerken durch die technischen Anforderungen der Übertragungsnetzbetreiber (engl.: Gridcodes) definierten Blindleistungsfähigkeit am Netzanschlusspunkt werden daher auch *FACTS*-Elemente eingesetzt (siehe bspw. [5]). Leistungselektronische Lösungen für die Blindleistungsbereitstellung in Hoch- und Mittelspannungsnetzen werden unter dem Oberbegriff der parallel geschalteten *FACTS*-Regler zusammengefasst. Diese leistungselektronischen Systeme haben gegenüber klassischen mechanisch geschalteten Kompensationsmitteln Vorteile besonders hinsichtlich der Regeldynamik. Weiterhin gibt es keine Limitierung bzgl. der zulässigen Schaltzyklen (siehe [6]: *SVC* und *STATCOM* sind weitestgehend wartungsfrei mit 1-2 Mann-Tagen pro Jahr; Einsatzzeit ca. 30 Jahre). So lässt sich nur mit leistungselektronischen Ventilen bzw. Stromrichtern eine hochdynamische und weitestgehend stufenlose Online-Spannungsregelung bzw. -Blindleistungsbereitstellung realisieren.

In Abb. 2 ist eine Übersicht über netzparallele *FACTS*-Regler (*TCR*, *TSC*, *STATCOM*, etc.) zur dynamischen Kompensation von Blindleistung, die ausschließlich auf Basis von aktiv

steuerbaren Leistungshalbleitern funktionieren, dargestellt. Wie bereits erwähnt, nutzen die klassischen *FACTS*-Regler leistungselektronische Ventile (Thyristoren) zur Netzkopplung von Reaktanzen. Dabei kommen zum einen thyristorgesteuerte Induktivitäten (*Thyristor-Controlled Reactor*, kurz: *TCR*) und zum anderen thyristorgesteuerte Kapazitäten (*Thyristor-Switched Capacitor*, kurz: *TSC*) zum Einsatz. Bei diesen Systemen sind ergänzend jeweils entsprechende Filterkreise zur Unterdrückung von Stromüberschwingungen notwendig, die durch eine Phasenanschnittsteuerung entstehen. Bei einer *STATCOM*-Anlage hingegen wird durch einen netzparallel angeschlossenen Stromrichter mit Spannungszwischenkreis eine steuerbare Spannungsquelle realisiert, welche induktiv (transformatorisch) an das Hoch- oder Mittelspannungsnetz gekoppelt wird und so eine kontinuierliche und hochdynamische Bereitstellung von Blindleistung ermöglicht (*Static Synchronous Compensator*, kurz: *STATCOM*). Der Filteraufwand bei *STATCOM*-Anlagen ist durch die erzeugte sinusförmige Spannungsform mit geringer Verzerrung wesentlich geringer als bei thyristorgesteuerten Reaktanzen (*TCR*, *TSC*). Mit den *STATCOM*-Anlagen ist es prinzipiell auch möglich weitere Energiespeicher einzubinden sowie andere Funktionalitäten, wie z.B. eine Spannungsregelung oder die Kompensation von Stromüberschwingungen, zu implementieren.

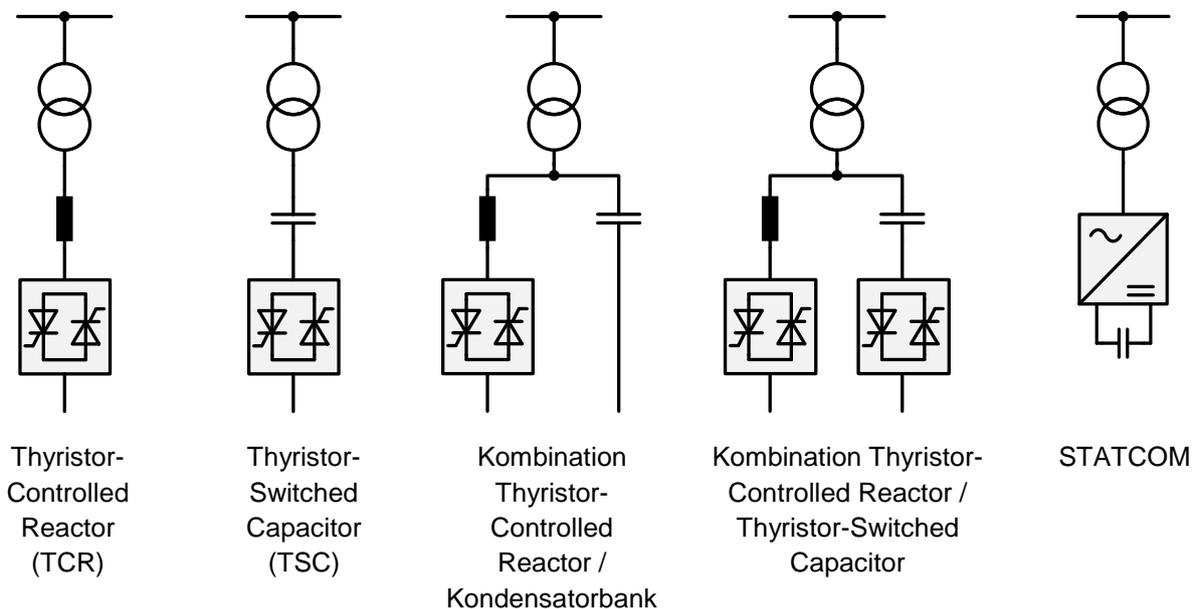


Abb. 2: Prinzipschaltungen der verschiedenen *FACTS*-Regler

In Tab. 4 werden die technischen Eigenschaften von den vorgestellten netzparallelen FACTS-Elementen mit leistungselektronischen Stellgliedern gegenübergestellt und hinsichtlich ihrer Funktionalität und Dynamik nach [4], [7] und [1] bewertet.

Eigenschaft	<i>TCR</i> <i>(mit Shunt Kondensatoren, falls erforderlich)</i>	<i>TSC</i> <i>(mit TCR, falls erforderlich)</i>	<i>STATCOM</i>
Genauigkeit der Kompensation	sehr gut	gut <i>(sehr gut mit TCR)</i>	hervorragend
U/I–Kennlinie	Gutes Überspannungsverhalten	Gutes Überspannungsverhalten	Sehr gutes Unterspannungsverhalten
Kompensationsfähigkeit	Indirekt <i>(induktiv/kapazitiv mit Shunt-Kondensatoren)</i>	indirekt <i>(kapazitiv/induktiv mit Shunt-Drosseln)</i>	direkt <i>(kapazitiv/induktiv)</i>
Steuerung	kontinuierlich	diskontinuierlich <i>(kontinuierlich mit TCR)</i>	kontinuierlich
Ansprechzeit	0,5...2 Zyklen	0,5...2 Zyklen	sehr schnell <i>(hängt von der Steuerung und Schaltfrequenz ab)</i>
Oberschwingungserzeugung	Sehr hoch <i>(Filter erforderlich)</i>	gering <i>(Filter sind mit TCR notwendig)</i>	Sehr gering <i>(hängt von Schaltmuster ab oder bei Eigenkompensation kann gänzlich auf Filter verzichtet werden)</i>
Kosten	moderat	moderat	Niedrig bis moderat
Verlustleistung	Gering	Gering	Sehr gering <i>(jedoch höher mit steigender Schaltfrequenz)</i>

Tab. 4: Vergleich und Bewertung der Eigenschaften der FACTS-Regler mit leistungselektronischen Stellgliedern

2.3 Anforderungen an Stellglieder zur Blindleistungskompensation

Dieses Kapitel beschreibt zunächst die normativen Anforderungen an die Spannungsqualität im öffentlichen Netz, welche die Grundlage für den Bedarf an innovativen Stellgliedern zur Blindleistungskompensation bilden. Dabei wird insbesondere auf die normativen Vorgaben hinsichtlich der max. zulässigen Spannungsverzerrung und der Entstehung bzw. deren Folgen für den Netzkunden mit einer derartig verzerrten Netzspannung eingegangen. Da diese vor allem in industriellen Netzen mit einer hohen Dichte an nicht linearen Verbrauchern Probleme hinsichtlich des Betriebs von Geräten und Anlagen am Netz entsteht, wird hierauf ein besonderes Augenmerk gelegt. Abschließend erfolgt ein Vergleich von aktiven (leistungselektronische Stellglieder) und passiven (neuartige, robuste magnetische Stellglieder) Filteranlagen zur Kompensation von Oberschwingungsströmen mit deren Möglichkeiten.

2.3.1 Normative Anforderungen an die Spannungsqualität

Um die Spannungsqualität im europäischen Verbundnetz zu regulieren und die Spannungsverzerrung zu begrenzen existieren einige Normen. Dabei gilt es sowohl gewisse Grenzwerte in Bezug auf die Injektion von Oberschwingungsströmen in das öffentliche Verteilnetz zu beachten als auch die Spannungsverzerrung an den Netzanschlusspunkten möglichst gering (innerhalb der normativen Anforderungen) zu halten. Die *DIN-Norm EN 50160* („*Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen*“) reguliert dabei die Qualität der Spannung im öffentlichen Verteilnetz und *DIN-Normen EN 61000-3-2* [8] sowie *EN 61000-3-12* [9] definieren die max. Oberschwingungsströme für Niederspannungsgeräte bis 16 A bzw. von mehr als 16 A bis max. 75 A.

Für das spätere Verständnis werden zunächst einige elektrotechnische Größen zur Definition von Verzerrungsblindleistung und die Beurteilung der Spannungsqualität definiert und näher erläutert. Die Grundschiwungsblindleistung Q_1 , auch Verschiebungsblindleistung genannt, ist als diejenige Blindleistung definiert, die aus dem Spannungseffektivwert und der Grundschiwungskomponente des Stroms resultiert.

$$Q_1 = U \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1$$

Diejenige Blindleistung, die durch nicht-lineare Verbraucher ins Netz injiziert wird und aufgrund von harmonischen Stromüberschwingungen entsteht, wird Verzerrungsblindleistung Q_D genannt. Diese wird in der Filteranwendung betrachtet und ist wie folgt definiert.

$$Q_D = U \cdot \sqrt{\sum_{v=2}^n I_v^2} \text{ mit } v = 2, 3, \dots, n$$

In der Energieversorgung wird $v = 40$ gesetzt, da die *DIN-Norm EN 50160* nur Grenzwerte bis zur 40. harmonischen Oberschwingung definiert [10].

Der Oberschwingungsgehalt D bezeichnet die Verzerrungsgröße in Relation zum gesamten Effektivwert. Demnach ergibt sich:

$$D = \frac{I_D}{I} = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I} \text{ mit } I_D = \sqrt{\sum_{v=2}^n I_v^2}$$

Aus Verschiebungsblindleistung Q_1 und Verzerrungsblindleistung Q_D ergibt sich die Gesamtblindleistung Q_{tot} aus der geometrischen Beziehung wie folgt

$$Q_{\text{tot}} = \sqrt{Q_1^2 + Q_D^2}.$$

Mit Hilfe dieser Definition lässt sich die gesamte elektrische Scheinleistung S_{tot} als

$$S_{\text{tot}} = \sqrt{P^2 + Q_1^2 + Q_D^2}$$

bezeichnen.

Zur Beurteilung der Spannungsqualität hinsichtlich der Verzerrung durch Oberschwingungen wird üblicherweise in der Energieversorgung neben dem klassischen Klirrfaktor der *THD* (engl.: Total Harmonic Distortion) angegeben. Dieser unterscheidet sich in der Hinsicht vom Klirrfaktor, dass der Oberschwingungsgehalt nicht in Bezug zum Gesamteffektivwert gesetzt wird, sondern auf den Grundschwingungsanteil von Strom oder Spannung bezogen wird. Demnach ergibt sich nach [11] (*IEEE-Standard 1459-2010*) folgende Definition für den THD_U der Spannung in der Energietechnik.

$$THD_U = \frac{\sqrt{U^2 - U_1^2}}{U_1}$$

Weiterhin unterscheidet man in der Energietechnik zwischen der Spannungs- und der Stromverzerrung, wobei analog zum THD_U der Spannung der THD_I des Stroms definiert ist [11].

$$\text{THD}_I = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1}$$

Grundsätzlich darf nach der *DIN-Norm EN 61000-2-2* und der *DIN-Norm EN 50160* die gesamte Spannungsverzerrung an einem beliebigem Netzanschlusspunkt einen $\text{THD}_U = 8\%$ nicht überschreiten [10] [12]. Betrachtet werden hierbei die Spannungsüberschwingungen bis zur 50. Ordnung. Neben der max. Gesamtspannungsverzerrung sind für die einzelnen harmonischen Spannungsüberschwingungen Grenzwerte bis zur 50. Harmonischen nach [12] festgelegt. Diese Überschwingungsanforderungen sind unter normalen Betriebsbedingungen für eine Dauer von je einer Woche definiert. Dabei müssen 95% der 10-Minuten-Effektivwerte kleiner oder gleich der Werte in nachstehender Tab. 5 sein [10].

Ungerade OS				Gerade OS	
Nichtvielfache von 3		Vielfache von 3			
Ordnung h	Relative Amplitude U_h	Ordnung h	Relative Amplitude U_h	Ordnung h	Relative Amplitude U_h
5	6,0%	3	5,0%	2	2,0%
7	5,0%	9	1,5%	4	1,0%
11	3,5%	15	0,5%	6	0,5%
13	3,0%	21	0,5%	8	0,5%
$17 \leq h \leq 49$	$2,27 \cdot (17/n) - 0,27$	$21 < h \leq 45$	0,2%	$10 \leq n \leq 50$	$2,25 \cdot (10/n) - 0,25$

Tab. 5: Grenzwerte der Überschwingungsspannungen an den Netzanschlusspunkten, in Prozent der Grundspannung [12] [13]

2.3.2 Entstehung von Stromüberschwingungen und Verzerrungsblindleistung

Durch den vermehrten Einsatz von leistungselektronischen Geräten und anderen nicht-linearen Lasten (wie z.B. Schalt- oder Kondensatornetzteilen) im Netz kommt es zunehmend zu Netzzrückwirkungen in Form von Stromüberschwingungen. Als Überschwingungen bezeichnet man ganzzahlige vielfache Schwingungen der Grundfrequenz, auch Harmonische genannt. Hauptsächlich werden Stromüberschwingungen von Geräten mit Eingangsgleichrichtern und auch zum Teil von elektrischen Motoren und Generatoren im Netz erzeugt [13]. Neben Strom- und Frequenzumrichtern für industrielle Antriebe erzeugen auch Lichtbogen- und Induktionsöfen sowie Schweißanlagen Stromüberschwingungen [14] [15]. Diese Stromüberschwingungen entstehen durch die Aufnahme von nicht sinusförmigen Lastströmen bei sinusförmiger Netzspannung. Folglich entstehen durch diese nicht-sinusförmigen Ströme

verzerrende Spannungsabfälle längs der Leitungsimpedanzen sowie an den parasitären Elementen der Netzbetriebsmittel.

Durch den Bezug dieser so entstandenen Verzerrungsblindleistung Q_D kommt es zu einer Spannungsverzerrung der Netzspannung im betroffenen Netzabschnitt. Je nach Amplitude, Phasenlage und Ordnung der Stromharmonischen entsteht eine beliebige Verzerrung der Netzspannung, die auch zu dem sogenannten „Flat-Topping“ der Netzspannung führen kann. Dabei überlagern sich die harmonischen Ströme derart, dass sie einen Spannungsabfall über der Netzimpedanz verursachen, der zu einer Abflachung bzw. zu einem horizontalen Abschnitt der zuvor sinusförmigen Netzspannung führt. In Abb. 3 wird nach [16] der Effekt des „Flat-Toppings“ der Netzspannung anhand von verschiedenen Stromformen gezeigt. Die Spannungsverzerrung THD_U liegt dabei in allen Fällen mit einem max. $THD_U = 5\%$ unter der von der *DIN-Norm EN 61000-2-2* geforderten Obergrenze der Spannungsverzerrung von max. $THD_U = 8\%$ [12].

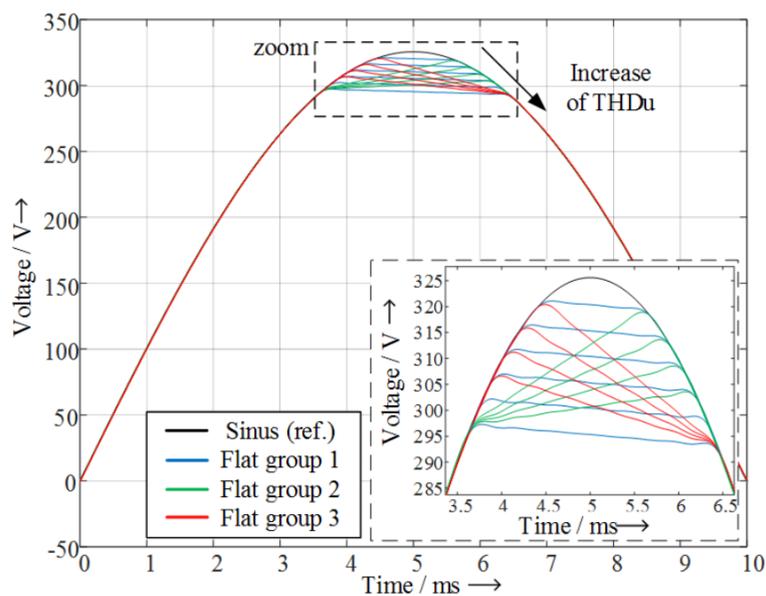


Abb. 3: Verzerrte Spannungskurvenformen mit „Flat-Top-Charakteristik“ [16]

Folglich sind auch andere Stromkunden im Netzsegment, die selbst keine Oberschwingungsströme erzeugen, von Oberschwingungsströmen durch die verzerrte Netzspannung betroffen. Dies hat somit unmittelbare Auswirkungen auf das Netz und auch Konsequenzen für die betroffenen Stromkunden. Es können Normverletzungen, wie z.B. Unterspannung, Spannungsunsymmetrien oder Gegendrehmomente in elektrischen Antrieben, aus der verzerrten Netzspannung resultieren [15] [17]. Darüber hinaus kommt es durch den Bezug Verzerrungsblindleistung Q_D zu zusätzlichen ohmschen Leitungsverlusten sowie Erwärmung von

Netzbetriebsmitteln. In speziellen Fällen kann es ggf. zu einer Überlastung von Netzbetriebsmitteln wie Transformatoren, Leitungen oder Leistungsschaltern kommen [17] [14].

Neben nicht-linearen Verbrauchern in Industriernetzen verursachen auch AC/DC-Netzteile wie Kondensatornetzteile oder Schaltnetzteile in der Consumerelektronik (z.B. PC-Netzteile, Ladegeräte, etc.) Stromharmonische, die abhängig von der verwendeten Topologie (Gleichrichter mit oder ohne Power Factor Correction) eine hohe Verzerrung in Form eines THD_I aufweisen [16]. Mit Hilfe einer *PFC*-Schaltung (Power Factor Correction) lassen sich nach [16] die Netzrückwirkungen und die Stromverzerrung zwar reduzieren, aber es verbleibt jedoch eine Restverzerrung des aufgenommenen Netzstromes. Darüber hinaus wurde in [16] gezeigt, dass Topologien ohne eine aktive *PFC*, gegenüber einer verzerrten Netzspannung sensibler reagieren und die Verzerrung des aufgenommenen Netzstromes weiter ansteigt. Dies bedeutet, dass bei einer bereits vorliegenden Spannungsverzerrung im betrachteten Netzabschnitt die erzeugten Stromüberschwingungen in Abhängigkeit der verwendeten Gleich- oder Umrichter-Topologie der Last im Vergleich zu einer Versorgung mit einer rein sinusförmigen Netzspannung weiter ansteigen [16].

Daraus folgen einige negative Konsequenzen für den betroffenen industriellen Stromkunden und den Netzbetreiber. Zum einen kann es durch beim Industriekunden Unterspannung o. ä. zum Ausfall von Steuerungen und somit auch zu Produktionsausfällen kommen. Durch einen Betrieb der Anlagen außerhalb der normativen Richtlinien kann es zudem zu einem Verlust von Gewährleistungsansprüchen kommen. Zum anderen kommt es durch die Übertragung von zusätzlichen harmonischen Oberschwingungsströmen beim Netzbetreiber und Industriekunden neben erhöhten Geräuschemissionen an Verbrauchern und Transformatoren zu erhöhten Verlustleistungen und Temperaturerhöhungen an sämtlichen Netzbetriebsmitteln wie Transformatoren und Leitungen. Dies reduziert die Lebensdauer von Netzbetriebsmitteln und Verbrauchern und führt letztlich zu erhöhten CO₂-Emissionen, die durch zusätzlichen Kühlungsbedarf und ohmsche Leitungsverluste verursacht werden. [17] [15]

Im Folgenden sollen am Beispiel der Simulation einer netzgekoppelten B6-Brückengleichrichter Topologie, die typischerweise bei Antriebsumrichtern als vorgeschalteter Gleichrichter in industriellen Netzen verwendet wird, die Entstehung von Stromüberschwingungen und das entstehende Frequenzspektrum mit Hilfe einer *FFT*-Analyse gezeigt werden. In Abb. 4 ist ein B6-Brückengleichrichter mit Spannungszwischenkreis dargestellt mit vorgelagertem Niederspannungsnetz (400 V) dargestellt.

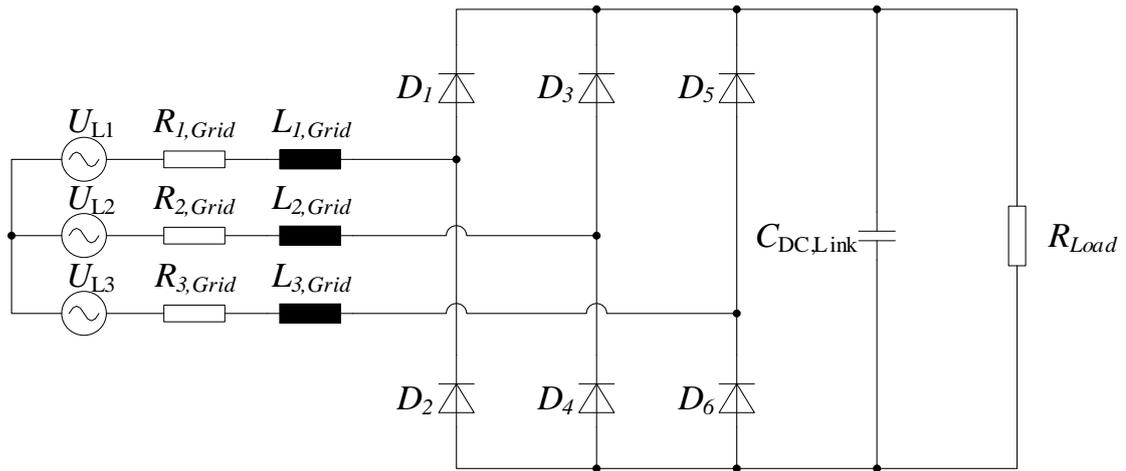


Abb. 4: Typische B6-Brückengleichrichterschaltung in industriellen Netzen

In diesem Beispiel wird in der Schaltungssimulation die Widerstandslast derart gewählt, so dass das Netz mit einer 3-phasigen Wirkleistung von 10 kW belastet wird. Für diesen Fall ergeben sich folgende Stromverläufe für den 3-phasigen Netzstrom (siehe Abb. 5).

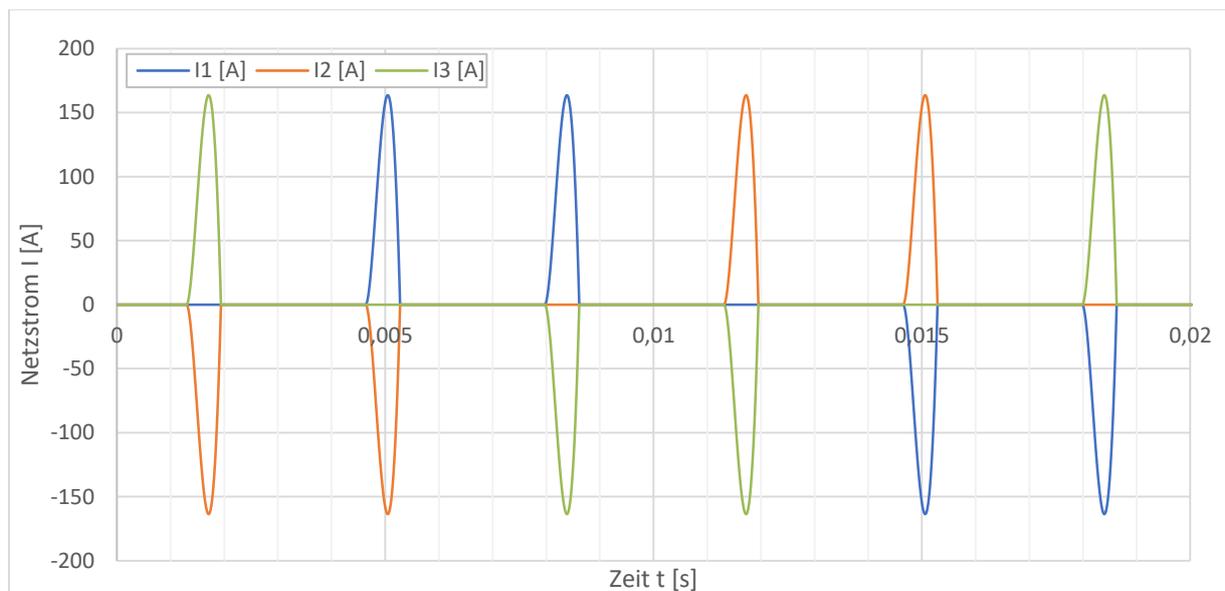


Abb. 5: Zeitlicher Verlauf des 3-phasigen Netzstroms bei einem B6-Brückengleichrichter mit Spannungszwischenkreis

Anhand des zeitlichen Verlaufs des Netzstroms lässt sich eine impulsartige Stromcharakteristik erkennen. Pro Periode besitzt der Netzstrom zwei positive und zwei negative Stromspitzen, die den Spannungszwischenkreiskondensator aufladen, der wiederum die Last bzw. nachgeschaltete Stromrichter versorgt. Für den stark verzerrten Netzstrom ergibt sich ein hoher THD_I von 243,7%, wenn keine Maßnahmen zur Filterung der Stromüberschwingungen, beispielsweise durch Saugkreise getroffen wurde.

Mit Hilfe einer diskreten Fourieranalyse (kurz: *dFFT*) lässt sich das Frequenzspektrum des Netzstromes berechnen, um dominante harmonische Oberschwingungen für eine etwaige Filterauslegung zu identifizieren. In Abb. 6 ist das Frequenzspektrum des 3-phasigen Netzstroms für die obige B6-Brückengleichrichterschaltung dargestellt.

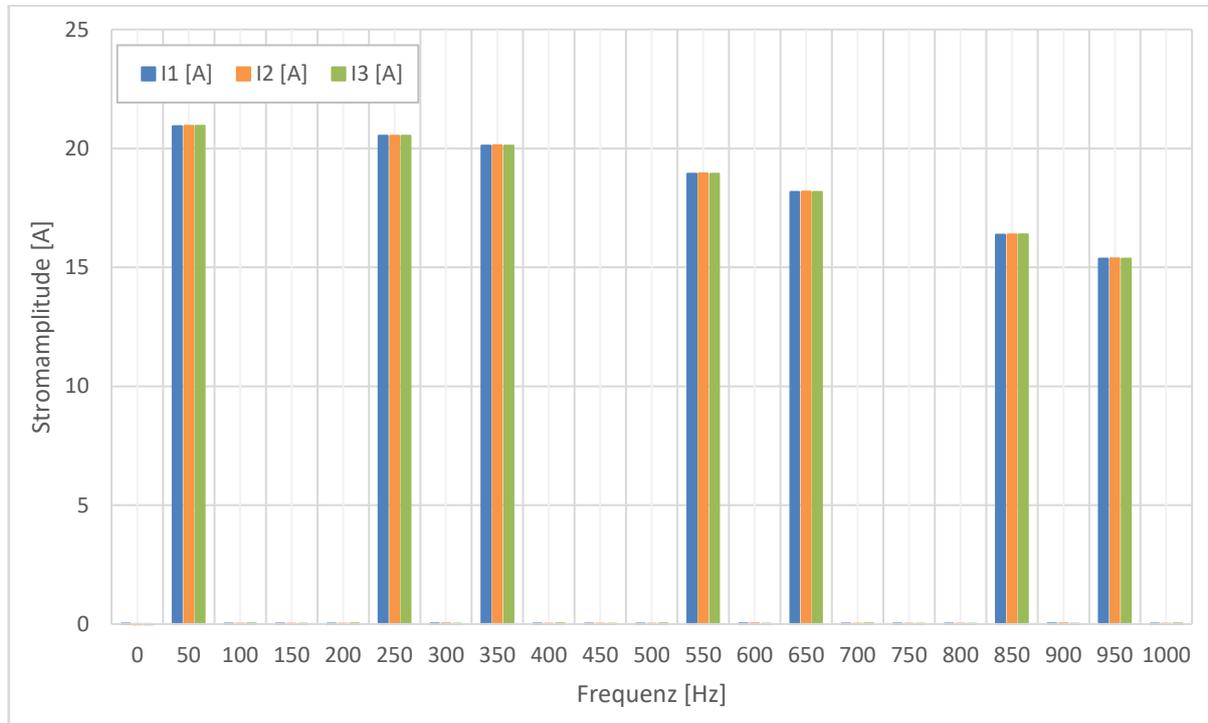


Abb. 6: Frequenzspektrum des 3-phasigen Netzstroms bei einem B6-Brückengleichrichter mit Spannungszwischenkreis

Die Fourieranalyse zeigt, dass vor allem ungerade harmonische Oberschwingungen ab der 5. Harmonischen durch den pulsartigen Netzstrom generiert werden. Die 5. und 7. Harmonische sind dabei die dominantesten Oberschwingungsanteile die mit steigender Last höher werden. Dies bedeutet im Umkehrschluss, dass mit steigender Belastung des Netzes mit B6-Gleichrichtern ein Spannungsabfall der 5., 7. und ungeraden Harmonischen höherer Ordnung über der Netzimpedanz entsteht, der je nach Phasenlage und Kurvenform zu der zuvor dargestellten Verzerrung der Netzspannung (z.B. „Flat-Topping“) führt. Aus dieser Problematik heraus entsteht der Bedarf eines Oberschwingungsfilters, um dieser Art der Netzurückwirkungen entgegen zu wirken. Die so entstandene Verzerrungsblindleistung muss möglichst nahe an der Störquelle kompensiert werden, um die entstehenden Längsspannungsabfälle zu minimieren. Hierdurch wird folglich der Strom aufgrund der Problematik des hohen Oberschwingungsgehaltes entzerrt und geltende Anschlussnormen können wiederum eingehalten werden.

2.3.3 Aufbau und Vergleich von passiven und aktiven Filtern

Grundsätzlich besitzt jede klassische verdrosselte Kompensationsanlage eine moderate Filterwirkung in Bezug auf Oberschwingungsströme. Die Filterwirkung entsteht durch eine gezielte Auslegung der Resonanzfrequenz des LC -Filterkreises auf die erste dominante Oberschwingung, um Resonanzerscheinungen zu dämpfen bzw. zu verhindern [15]. Die Resonanzfrequenz f_{res} für einen LC -Saugfilterkreis ergibt sich wie folgt:

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

In Abhängigkeit des Verdrosselungsfaktors

$$p = \frac{X_L}{X_C}$$

der eingesetzten Kondensatoren entsteht eine Saugwirkung für Oberschwingungsströme, die durch den Verlauf der Impedanz des Saugkreises in Abhängigkeit der Frequenz beschrieben wird. Mit steigendem Effektivstrom in der Filteranlage nimmt die Induktivität der Drossel, bedingt durch die nicht-lineare Kennlinie im Sättigungsbereich, ab und die resultierende Resonanzfrequenz wird größer (näht sich der ersten dominanten Oberschwingung). Dies kommt der Filterwirkung ebenfalls entgegen, da die Impedanz des Saugkreises für harmonische Oberschwingungsströme weiter sinkt und die Saugwirkung größer wird. [15]

Bei höheren Oberschwingungspegeln in industriellen Netzen mit hohem Anteil von Umrichtern und anderen nicht-linearen Verbrauchern findet mit klassischen Kompensationsanlagen (Kompensation von Verschiebungsblindleistung) zwar eine Entlastung der Netzbetriebsmittel statt, die aber durch die begrenzte Filterwirkung oftmals nicht ausreicht, um die Vorgaben der Netzbetreiber bezüglich der Emissionswerte der angeschlossenen kundenseitigen Verbraucher zu erfüllen. Für diesen Fall werden gezielte Filtermaßnahmen in Form von passiven oder aktiven Oberschwingungsfiltren nötig. [15]

Passive Saugkreisfilter bestehen wie Kompensationsanlagen für die Grundschwingungsblindleistung aus einem LC -Saugkreis, dessen Resonanzfrequenz nahe auf eine oder mehrere ganzzahlige ungerade Harmonische ($n = 5, 7, 11, \dots$) der Grundschwingung mit Hilfe einer zweiten Filterstufe abgestimmt ist. Bei einer Serienresonanz ist die Impedanz des Saugkreises idealerweise unter Vernachlässigung der ohmschen Anteile bei der Resonanzfrequenz gleich Null. Hierdurch ergibt sich eine starke Saugwirkung des Filterkreises für die Oberschwingungsströme in der Nähe von dessen Resonanzfrequenz.

Die Filterleistung bzw. die Strombelastbarkeit des passiven Filterkreises wird in der Regel auf Basis von Messungen im Verbrauchernetz oder aber aufgrund von Erfahrungswerten und den verwendeten Verbrauchertypen sowie deren Topologien (z.B. B6-Gleichrichter) ausgelegt. Dadurch ist die Filterleistung bzw. der aufgenommene Filterstrom nach oben begrenzt und der gesamte Filter (Drossel und Kondensatoren) wird auch im Teillastbereich mit dem Filterstrom belastet. Um diesem Nachteil entgegen zu wirken kann das passive Filter auf der Niederspannungsebene um eine Zu- oder Abschaltung von Kondensatoren oder Drosseln je nach Auslastung des Filters erweitert werden. Dies führt zu einer gestuften Steuerbarkeit des Filterstroms in den Grenzen der verwendeten Filterelemente. Dafür muss lediglich der Eingangsstrom des Filters gemessen werden und je nach Auslastung werden mit Niederspannungsschützen die Kondensatoren zu- oder abgeschaltet. Auf der Mittelspannungsebene stellt dies keine wirtschaftliche Lösung dar, da dort mech. Schalter nicht verfügbar sind bzw. mit einem geringem Schaltspiel sehr kostenintensiv sind. In Abb. 7 werden beide Varianten des Filterkreises dargestellt.

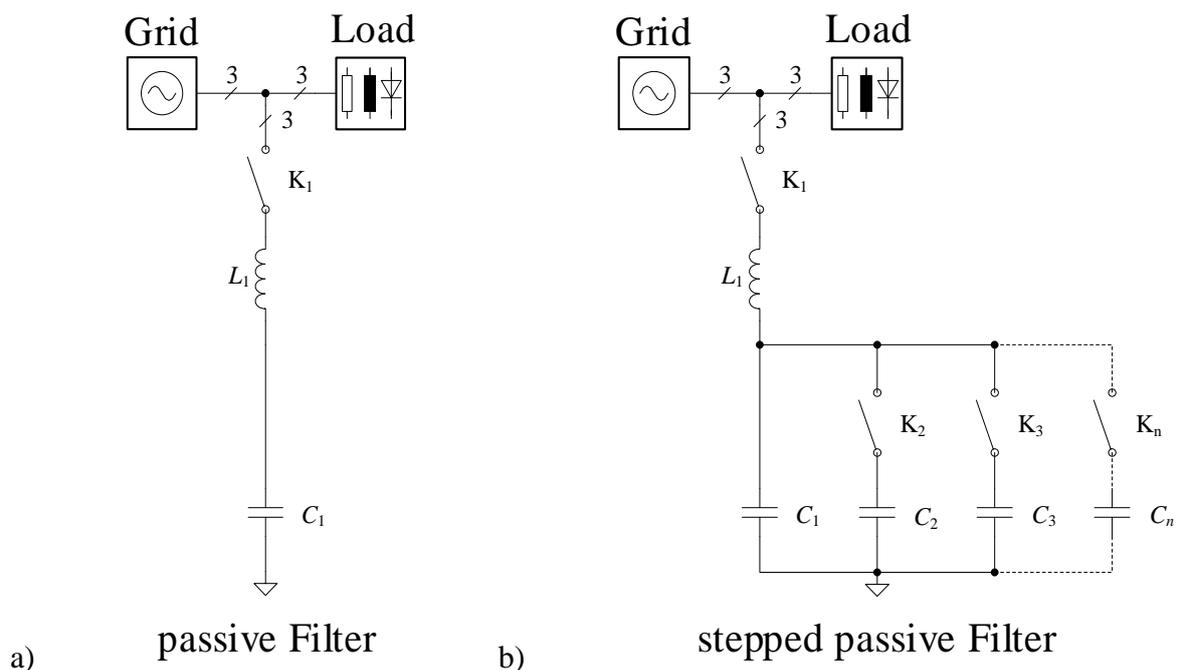
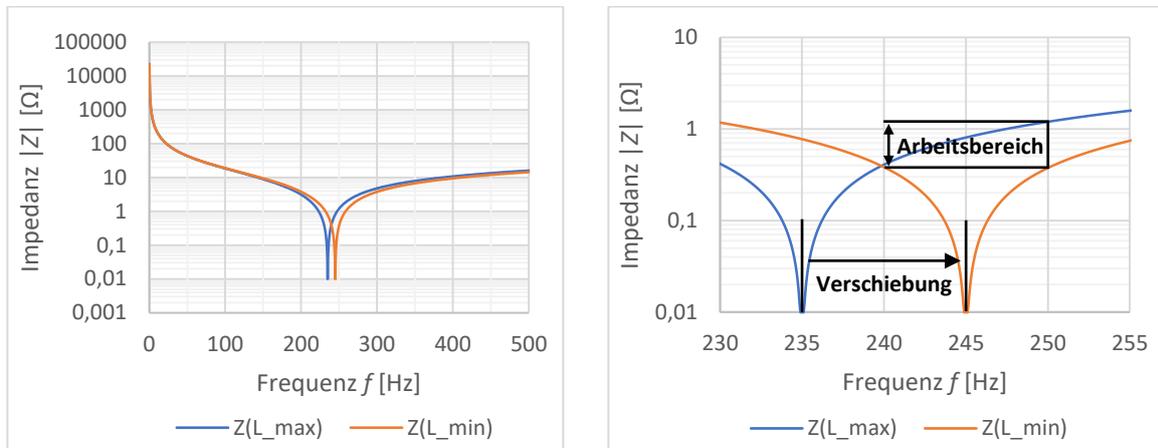


Abb. 7: Passive Oberschwingungsfiler: a) Saugkreis mit fester Resonanzfrequenz, b) Saugkreis mit gestuft abstimmbarer Resonanzfrequenz (schaltbaren Kondensatoren)

Das mechanische Zu- oder Abschalten von Kondensatoren nach dem Eingangsstrom des Filters bewirkt einer gestuften Verstellung der Resonanzfrequenz des Filterkreises und durch Verschiebung der Resonanzfrequenz an die Frequenz der Oberschwingung steigt der Filterstrom folglich an. Dadurch wird die Ausnutzung des Filterkreises je nach zugeschalteter Stufe verbessert. In Abb. 8 ist die resultierende Impedanz in Abhängigkeit der Frequenz mit der

Verschiebung der Resonanzfrequenz f_{Res} am Beispiel eines Filterkreises für die fünfte harmonische Oberschwingung ($f_n = 250 \text{ Hz}$) dargestellt.



a)

b)

Abb. 8: Impedanzverhalten eines Saugkreisfilters in Abhängigkeit der Frequenz:
a) Gesamtbereich, b) Ausschnitt des Arbeitsbereichs

Bei der Auslegung der Kondensatoren hinsichtlich ihrer Stromtragfähigkeit muss zwingend neben der Belastung durch den Grundschwingungsstrom die weitaus höhere Belastung durch Oberschwingungsströme berücksichtigt werden [15]. Darüber hinaus muss ebenfalls die Vorbelastung durch eine Spannungsverzerrung am Netzanschlusspunkt mitbetrachtet werden. Da der passive Filterkreis spannungsgeführt ist, d.h. dass sich der Filterstrom aus der Impedanz des Saugkreises und der Höhe der Verzerrung der speisenden Netzspannung ergibt, kann es zu einer Überlastung des Filters kommen [15]. Dieser ist durch entsprechende Schutztechnik und Abschaltung des Filters bei Überstrom entgegen zu wirken. Gleichzeitig ist dies ein Vorteil dieser Variante eines Oberschwingungsfilters, da auch netzseitige Oberschwingungsströme mitkompensiert werden. In Abb. 9 ist die Aufteilung von Oberschwingungsströmen eines Saugkreisfilters auf Niederspannungsebene mit übergeordnetem Mittelspannungsnetz und bereits verzerrter Mittelspannung schematisch dargestellt.

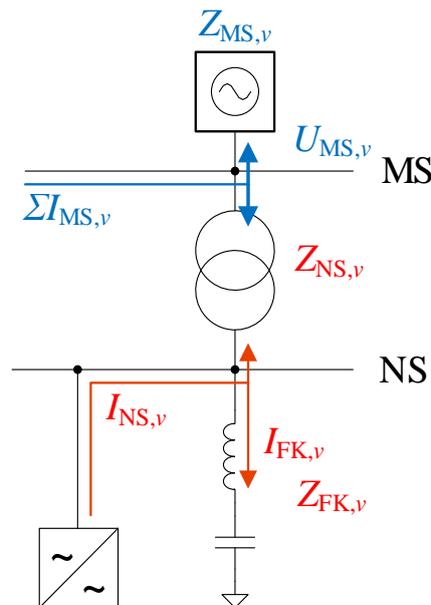


Abb. 9: Oberschwingungsstromaufteilung mit Filterkreis auf Niederspannungsebene und übergeordnetem Mittelspannungsnetz [15]

Anhand von Abb. 9 kann man den Begriff der Saugwirkung eines passiven Filters mit Serienresonanz definieren. Die Saugwirkung bezeichnet den relativen Oberschwingungsstrom im Verhältnis zum gesamten Oberschwingungsstrom auf einer Netzebene, der durch den Filter kompensiert wird bzw. dem Netz entzogen wird. Der Oberschwingungsstrom, der von Umrichtern oder anderen nicht linearen Lasten auf der Niederspannungsebene verursacht wird, dient hierbei als Bezugsgröße. Mit Hilfe des Verhältnisses aus Impedanz der Betriebsmittel, der Filterimpedanz und der Netzimpedanzen lässt sich die Stromaufteilung und somit die Saugwirkung wie folgt beschreiben. [15]

$$\frac{I_{FK,v}}{I_{NS,v}} = \frac{Z_{NS,v} + Z_{MS,v}}{Z_{NS,v} + Z_{MS,v} + Z_{FK,v}}$$

Ideale Filterkreise besitzen nach dieser Definition bei ihrer Resonanzfrequenz eine Saugwirkung von 100%. Bedingt durch ohmsche Verluste in Drossel, Kondensator und Leitungen reduziert sich die Saugwirkung in der Realität. Darüber hinaus wird ein Saugkreisfilter in der realen Anwendung nie exakt auf die Resonanzfrequenz ausgelegt, da der Kompensationsstrom, der in den Filter fließt, aufgrund der äußerst geringen Filterimpedanz bei der Abstimmfrequenz sonst zu groß werden würde. Die Saugwirkung eines passiven Oberschwingungsfilters ist demnach unter Vernachlässigung ohmscher Verluste in den Bauteilen abhängig von der Netzimpedanz im betrachteten Netzabschnitt, der Abstimmfrequenz und der installierten Filterleistung bzw. Stromtragfähigkeit des Filters. Abschließend bleibt noch zu bemerken,

dass passive Oberschwingungsfilter nicht nur bei ihrer Abstimmfrequenz f_{Res} eine hohe Saugwirkung besitzen, sondern ebenfalls bei Oberschwingungen höherer Ordnung eine gewisse Saugwirkung besitzen, die bei einer modularen Bauweise des Filterkreises mit mehreren Filterstufen für beispielsweise die 5., 7. und 11. Harmonische weiter ansteigt. Somit besitzen selbst auf eine Frequenz abgestimmte Saugkreise je nach Bauweise eine breitbandige Filterwirkung und können selbst Harmonische sehr viel höherer Ordnung zum Teil mitkompensieren. [15]

Neben passiven Saugkreisfiltern existieren am Markt ebenfalls spezifische leistungselektronische Aktivfilter, die zur Kompensation von Verzerrungsblindleistung bzw. Filterung harmonischer Oberschwingungsströme eingesetzt werden. Sie fungieren dabei als eine Stromquelle, die den Oberschwingungsstrom bzw. die Verzerrungsblindleistung für die angeschlossenen nicht-linearen Lasten liefert. Dadurch muss im Idealfall bei einer 100%igen Kompensation das Netz die Last lediglich mit reiner Wirkleistung und Grundschwingungsblindleistung versorgen, da die benötigte Verzerrungsblindleistung vom Aktivfilter geliefert wird. Am häufigsten wird im Bereich der Aktivfilter ein netzparalleler Stromrichter mit Spannungszwischenkreis eingesetzt. Diese besitzen Niederspannungssegment die höchste Marktpräsenz [15]. In der Regel bestehen die eingesetzten Stromrichter aus einer Brückenschaltung (z.B. im einfachsten Fall eine B6-Topologie) mit IGBT-Leistungshalbleitern (siehe Abb. 10).

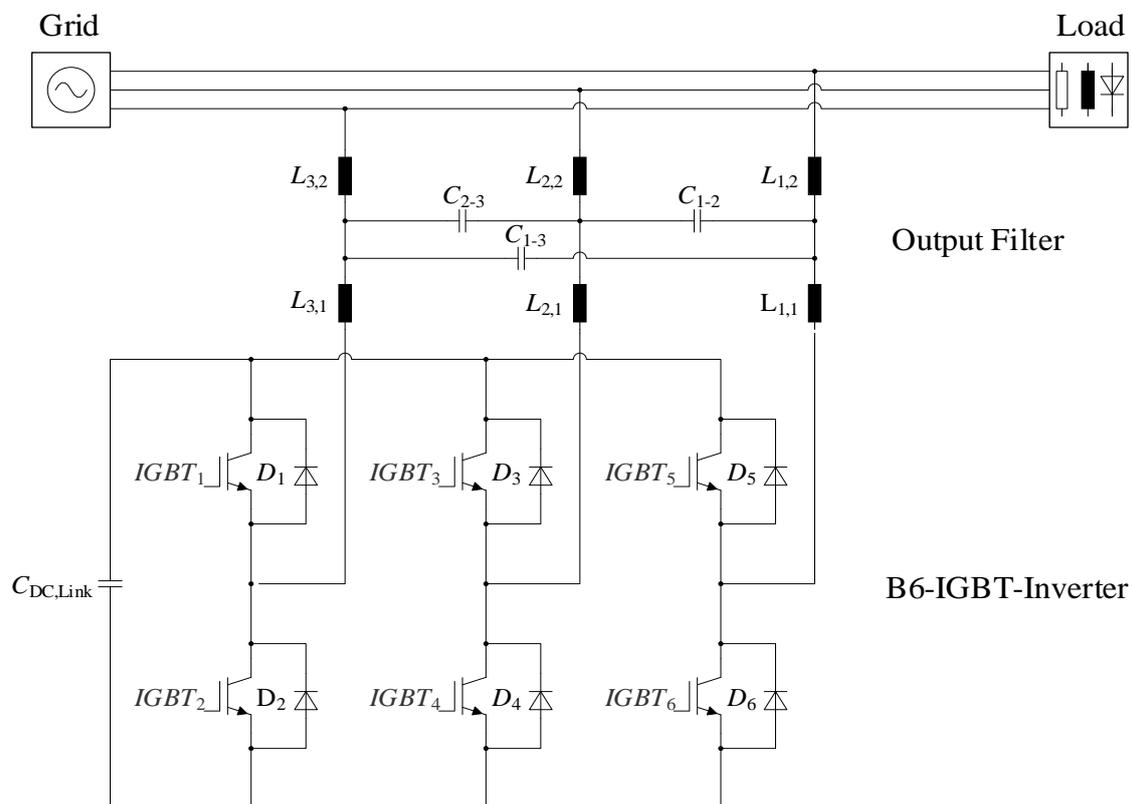


Abb. 10: Netzparalleles aktives Oberschwingungsfilter mit einem B6-IGBT-Umrichter

Die Halbleiterschalter werden mit Hilfe einer Pulsweitenmodulation (kurz: *PWM*) angesteuert und können innerhalb der Möglichkeiten ihrer Dimensionierung Ströme beliebiger Kurvenform und Frequenz ins Netz einprägen. Dadurch können durch Messung des Last- und des Netzstromes die Differenzströme in Form von Stromüberschwingungsströmen beliebig hoher Ordnung zur Kompensation eingespeist werden. Dabei gilt es zu beachten, dass die mindestens erforderliche Taktfrequenz, mit der die Leistungshalbleiter angesteuert werden, nach dem Nyquistkriterium mindestens doppelt so hoch sein muss wie die höchste zu kompensierende Stromüberschwingung. Da die meisten Normen und technischen Anwendungsregeln Oberschwingungsgrenzwerte bis zur 50. Oberschwingung definieren, ist mindestens eine Taktfrequenz von 5 kHz zur Ansteuerung der Halbleiterschalter notwendig. [15]

Um einen Strom beispielsweise mit einer klassischen B6-Topologie ins Netz einprägen zu können, muss die Zwischenkreisspannung stets höher als die Amplitude der Netzspannung sein. Mit Hilfe der Spannungsdifferenz wird ein Strom vom Zwischenkreis über die Stromdrossel und den Ausgangsfilter ins Netz eingepreßt. Dabei gilt es zu beachten, dass mit steigender Frequenz der Oberschwingungsanteile im erzeugten Kompensationsstrom auch die Ausgangsreaktanz ansteigt. Dadurch sinkt der Oberschwingungsstrom mit steigender Frequenz, den der Aktivfilter zur Kompensation von Stromharmonischen höherer Ordnung einspeisen kann. Folglich begrenzt hierbei nicht die thermische Belastbarkeit in Form eines max. Effektivstromes der eingesetzten Bauteile, sondern die Höhe der Zwischenkreisspannung und die der Ausgangsreaktanz die Kompensation von Stromharmonischen höherer Ordnung. Dies stellt aber allgemein bei der Auslegung eines Aktivfilters kein Problem dar, da auch mit steigender Frequenz typischerweise die Oberschwingungsanteile im Laststrom geringer werden. [15]

Bei der Dimensionierung des Aktivfilters muss bei einem bekannten Oberschwingungsspektrum die Strombelastbarkeit auf die geometrische Summe der zu kompensierenden harmonischen Stromüberschwingungen ausgelegt werden. Weiterhin gilt es zu beachten, dass durch typische netzgeführte Gleichrichterschaltungen ohne PFC-Schaltung der Zwischenkreis von angeschlossenen leistungselektronischen Verbrauchern im Maximum der Spannung nachgeladen wird. Dies führt zu einem relativen hohen Spitzenstrom im Maximum der Netzspannung im Vergleich zum Grundschwingungsstrom. Diesen Strom muss der Aktivfilter bereitstellen können, um die Stromüberschwingungen effektiv reduzieren zu können. [15]

Der Regelkreis und die Steuerelektronik ist neben der reinen Hardware ein essenzieller Bestandteil in einer aktiven Filteranlage. Erst durch die Möglichkeit der Regelung von eingespeistem Strom und der Ausgangsspannung lassen sich diverse Funktionalitäten

implementieren. Durch die digitale Signalverarbeitung und leistungsfähige Microcontroller ist es möglich den gemessenen Laststrom mit Hilfe einer *FFT*-Analyse in sein Frequenzspektrum zu zerlegen. Dadurch können gezielt Kompensationsströme berechnet werden, um einzelne Stromüberschwingungen so weit zu kompensieren, dass sie unter normative oder vorgegebene Grenzwerte sinken. Die Idee bei der Stromregelung ist, dass Aktivfilter den Oberschwingungsstrom bzw. die Verzerrungsblindleistung liefern, die andernfalls das Netz bereitstellen müsste. Folglich sind Aktivfilter in der Regel stromgeführt und versuchen in einer closed-loop Regelung den Differenzstrom aus Laststrom und Filterstrom unter einen gegebenen Grenzwert oder vollständig auszuregeln [15]. Vorteil ist hierbei, dass Aktivfilter nicht überlastet werden können, da sie nur so weit Oberschwingungsströme kompensieren bis sie ihren Nennstrom erreichen. Der restliche Strom fließt ungefiltert ab, bzw. das Netz muss die entsprechende verbleibende Verzerrungsblindleistung liefern. Im Gegensatz zur zuvor dargestellten Passivlösung können Aktivfilter nur den lastseitigen Oberschwingungsstrom, nicht aber den netzseitigen Oberschwingungsstrom, der durch Oberschwingungspegel in der Mittelspannung verursacht wird, kompensieren.

Neben einer gezielten Kompensation von Oberschwingungsströmen kann ein Aktivfilter im Vergleich zum Passivfilter noch einige zusätzliche Funktionalitäten zur Verbesserung der Spannungsqualität und Flexibilität des Netzes bieten. In [18] wird die Verbesserung der Spannungsqualität eines derartigen multifunktionalen Umrichters gezeigt, der neben einer Regelung der Netzspannung (Korrektur von Unterspannungen oder Begrenzung von Überspannungen) am Anschlusspunkt ebenfalls harmonische Stromüberschwingungen bis unter die normativen Vorgaben reduzieren kann. Ebenfalls kann ein solcher Aktivfilter nicht nur zur Kompensation der Verzerrungsblindleistung, sondern auch zur Kompensation der Verschiebungsblindleistung eingesetzt werden.

Andere Funktionalitäten zur Verbesserung der Netzqualität, wie z.B. die Kompensation von Neutralleiterströmen, können mit einem Aktivfilter realisiert werden. Diese Funktionalitäten führen letztlich alle zur Verbesserung der Spannungsqualität, Verringerung der Übertragungsverluste sowie Entlastung von Netzbetriebsmitteln und schützen empfindliche Geräte auf der Verbraucherseite vor Fehlfunktionen oder Ausfällen. In Tab. 6 werden die wichtigsten Eigenschaften von Aktiv- und Passivfilter noch einmal übersichtlich gegenübergestellt.

	Passivfilter (netzparalleles Saugkreisfilter)	Aktivfilter (netzparalleler B6-Umrichter)
Generelle Funktionsweise	<ul style="list-style-type: none"> spannungsgeführt, d.h. je nach Filterkreisimpedanz und Spannungsverzerrung ergibt sich der Filterstrom 	<ul style="list-style-type: none"> stromgeführt, d.h. je nach Laststrom wird ein entsprechender Kompensationsstrom ins Netz eingespeist
Filterwirkung	<ul style="list-style-type: none"> Kompensation von netz- und lastseitigen OS möglich Besitzen eine breitbandige Filterwirkung auch bei OS höherer Ordnung 	<ul style="list-style-type: none"> Nur Kompensation von lastseitigen OS möglich Selektives Filtern einzelner Frequenzanteile möglich
Überlastfähigkeit	<ul style="list-style-type: none"> Prinzipiell überlastbar bei entsprechender Auslegung der Filterelemente 	<ul style="list-style-type: none"> Bezogen auf max. OS-Strom nicht überlastbar, da nur bis Nennstrom belastbar
Platzbedarf	<ul style="list-style-type: none"> Moderater Platzbedarf je nach Filterleitung und -stufen 	<ul style="list-style-type: none"> geringer Platzbedarf durch hohe Leistungsdichte
Kosten	<ul style="list-style-type: none"> gering (meistens im Direktvergleich preiswerter) 	<ul style="list-style-type: none"> moderat (abhängig von der Filterleistung)
Zusätzliche Funktionalitäten	<ul style="list-style-type: none"> (Teil-) Kompensation von induktiver Verschiebungsblindleistung durch kapazitive Auslegung möglich 	<ul style="list-style-type: none"> Zusätzliche Kompensation von Grundschiebungsblindleistung Spannungshaltung am NAP Kompensation von Neutralleiterströmen möglich

Tab. 6: Tabellarischer Vergleich von Passiv- und Aktivfiltern zur Kompensation von Verzerrungsblindleistung

2.4 Grundlagen der magnetischen Wirkprinzipien und Konzeptvergleich

In diesem Kapitel werden zunächst die grundlegenden magnetischen Wirkprinzipien zur Steuerung von magnetischen Bauelementen dargestellt. Dabei lag der Fokus auf der elektromagnetischen Wirkung des Gleichstroms auf den resultierenden Wechselstrom in Abhängigkeit der Geometrie, des magnetischen Kreises und der Anordnung der Steuer- sowie Wechselstromwicklung. Die magnetische Wirkweise der einzelnen Konzepte wurde anhand von experimentell ermittelten Magnetisierungskennlinien dargestellt und unter realen Bedingungen nachgewiesen.

2.4.1 Grundlagen der magnetischen Wirkprinzipien

Die Grundlagen der magnetischen Bauelemente, welche elektrisch steuerbar und praktikabel umsetzbar sind, wurden in [19] ermittelt und beschrieben. Ziel dabei ist es, den Strom der Wechselstromwicklung in Abhängigkeit eines Gleichstromes mittels einer zusätzlichen Gleichstromwicklung zu beeinflussen, so dass sich die Induktivität des Bauelements steuern lässt. Dabei lassen sich die praktikablen Konzepte in drei grundsätzliche Steuermethoden einteilen. Diese sind in Abb. 11 schematisch dargestellt und zeigen die magnetische Wirkweise auf.

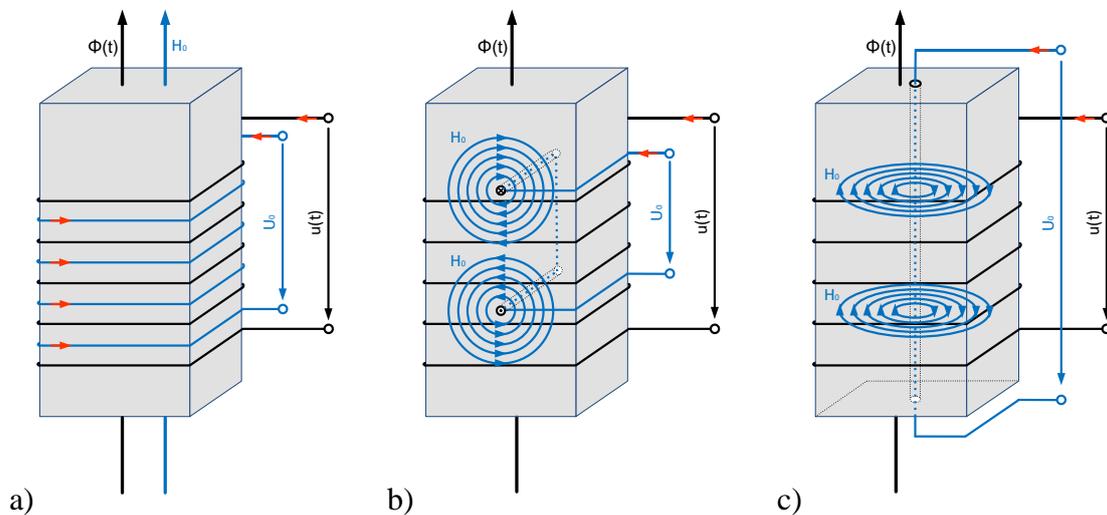


Abb. 11: Steuerbare Konzepte, schematische Darstellung der Vormagnetisierung an einem Kernabschnitt: a) parallele, b) radiale, c) orthogonale Vormagnetisierung

Grundlegend lassen sich die steuerbaren Konzepte in drei verschiedene magnetische Wirkmechanismen einteilen:

- a) **parallele Vormagnetisierung** (nachfolgend als *Magnetically Controlled Reactor-Konzept*, kurz: **MCR-Konzept** bezeichnet):

Die parallele Vormagnetisierung beruht darauf, dass durch den Stromfluss in der Gleichstromwicklung eine magnetische Durchflutung über den gesamten Kern aufgebaut wird. Die magnetischen Felder im Kernmaterial überlagern sich hierbei in paralleler bzw. antiparalleler Weise.

- b) **radiale Vormagnetisierung** (nachfolgend als *Virtual-Air-Gap-Konzept*, kurz: **VAG-Konzept** bezeichnet):

Die radiale Durchflutung baut ein lokal begrenztes Steuerfeld auf, welches nicht über den gesamten Kern wirksam ist. Hierbei sind in dem Kern *orthogonal* zur magnetischen Flussrichtung der Wechselstromwicklung eine oder mehrere Bohrungen eingebracht, in dem sich jeweils ein stromdurchflossener Leiter befindet. Dieser baut im Kernmaterial, in unmittelbarer Nähe seiner Bohrung, eine magnetische Durchflutung auf.

- c) **orthogonale Vormagnetisierung:**

Bei der *orthogonalen* Vormagnetisierung wird die Durchflutung der Gleichstromwicklung in einer anderen Raumebene des Materials, welche nicht durch den Wechselfluss verwendet wird, eingeprägt. Dafür kann bspw. eine Bohrung parallel zur Flussrichtung der Wechselstromwicklung in das Kernmaterial eingebracht werden. Hierdurch wirkt die Durchflutung der Gleichstromwicklung *orthogonal* zur Magnetisierungsrichtung der Wechselstromwicklung im Material.

2.4.2 Ergebnisse und Konzeptvergleich der aufgebauten Funktionsmuster

Im Folgenden werden die drei Wirkkonzepte anhand von Funktionsmustern aufgebaut und experimentell untersucht, wie diese in Abb. 12 dargestellt sind. Dabei wird der magnetische Fluss Φ im Material durch eine sinusförmige Wechselspannung variiert und mittels Ψ - I Kennlinie dargestellt. Weiterhin wird der Einfluss zur Absenkung der Induktivität, bedingt durch die Steuerdurchflutung der Vormagnetisierung, mittels L - I Kennlinie verdeutlicht. Die Flussverkettung wird mit einer Messwicklung durch die Integration der induzierten Spannung gewonnen, wobei für die Erregungs- und Messwicklung ein gemeinsames Kabel mit Doppellader verwendet wird.

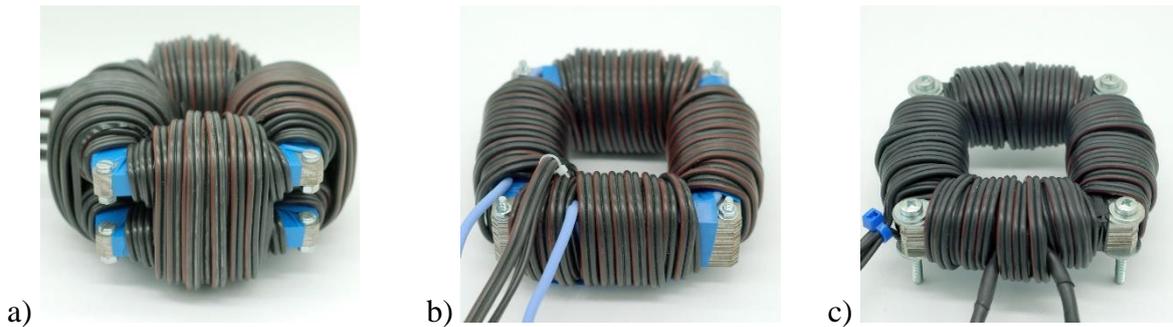


Abb. 12: Aufgebaute Funktionsmuster: a) paralleles, b) VAG-, c) orthogonales Konzept

Diese drei Wirkkonzepte aus Abb. 12 wurden anhand von skalierten Funktionsmustern aufgebaut und untersucht. Als Kernmaterial wurde ein Elektroband mit der Materialgüte *M530-50A* verwendet. Die Kerngeometrie wurde mit M-Blechen mit einer Länge des Jochs von 102 mm ausgeführt, wobei der Mittelschenkel entfernt wurde, um einen geschlossenen mag. Kreis ohne Luftspalt zu gewährleisten. Die Wechselstromwicklung ist mit den benötigten Windungen gleichmäßig auf die Schenkel und Joche verteilt worden.

Bei dem parallelen Konzept findet unter den Transduktoren Anwendung u.a. in [20] [21], wobei immer zwei Kerne benötigt werden, welcher in Abb. 12 a) zu erkennen ist. Die beiden getrennten Kerne werden für den Wechselfluss in unterschiedlicher Richtung durch den Gleichstrom der Gleichstromwicklung vormagnetisiert. Darunter ist ein punktsymmetrischer Strom der Wechselstromwicklung zu erreichen. Die Wechselstromwicklungen können dabei in reihe oder parallel verschaltet werden, wobei gleichermaßen der stromgesteuerte Transduktor hervorgeht. An dieser Stelle wird beispielhaft der Transduktor mit einer Reihenschaltung der Wechselstromwicklung betrachtet.

Für das VAG-Konzept des Funktionsmuster in Abb. 12 b) wurden mittig auf der Schenkelbreite Löcher in das Blechpaket eingebracht, worin der stromdurchflossene Leiter zur Vormagnetisierung eingelegt wurde. Dabei beträgt der Abstand zwischen den Bohrungen die doppelte Schenkelbreite. Zu beachten ist, dass bei diesem Konzept eine lokale Flussdichteerhöhung im Material an den Bohrungen entsteht, da hierdurch eine Verjüngung des Querschnittes vorliegt und somit den Wechselfluss limitiert.

Für das Funktionsmuster *orthogonale* Konzept nach Abb. 12 c) wurden Nuten in die mittleren Bleche des Blechpaketes gefräst. Hierdurch wurde erreicht, dass sich die Gleichstromwicklung mittig im Querschnitt des Blechpaketes befindet. Durch den geschaffenen Hohlraum

im Material zum Einlegen der Gleichstromwicklung ist jedoch im Vergleich zu dem Funktionsmuster des Transduktors und des VAG-Konzepts unter gleichen Außenabmessungen des Blechpaketes der Querschnitt verjüngt worden und wirkt daher Flusslimitierend.

Das Ergebnis der experimentellen Untersuchung zu den Funktionsmustern aus Abb. 12 ist mittels der Ψ - I -Magnetisierungskennlinie und der L - I -Induktivitätskennlinie unter dem Einfluss des Vormagnetisierungsstromes dargestellt, wobei als Steuerstrom ein Gleichstrom verwendet wurde.

Betrachtet man die Ergebnisse des parallelen Konzeptes eines Transduktor nach Abb. 13 sind hierbei die doppel-S-Kurven auffällig, die durch die Vormagnetisierung bedingt werden. Dieses bedeutet, dass sich unter der Vormagnetisierung ein rechteckförmiger Strom der Wechselstromwicklung ausprägt. Die Höhe des Rechteckstromes ergibt sich aus Höhe des Vormagnetisierungsstromes im Wicklungszahlverhältnis von Wechsel- zu Gleichstromwicklung. Im gesättigten Bereich des Materials besitzt die Vormagnetisierung keinen Einfluss mehr, wodurch keine Stromerhöhung hierrunter zu erreichen ist.

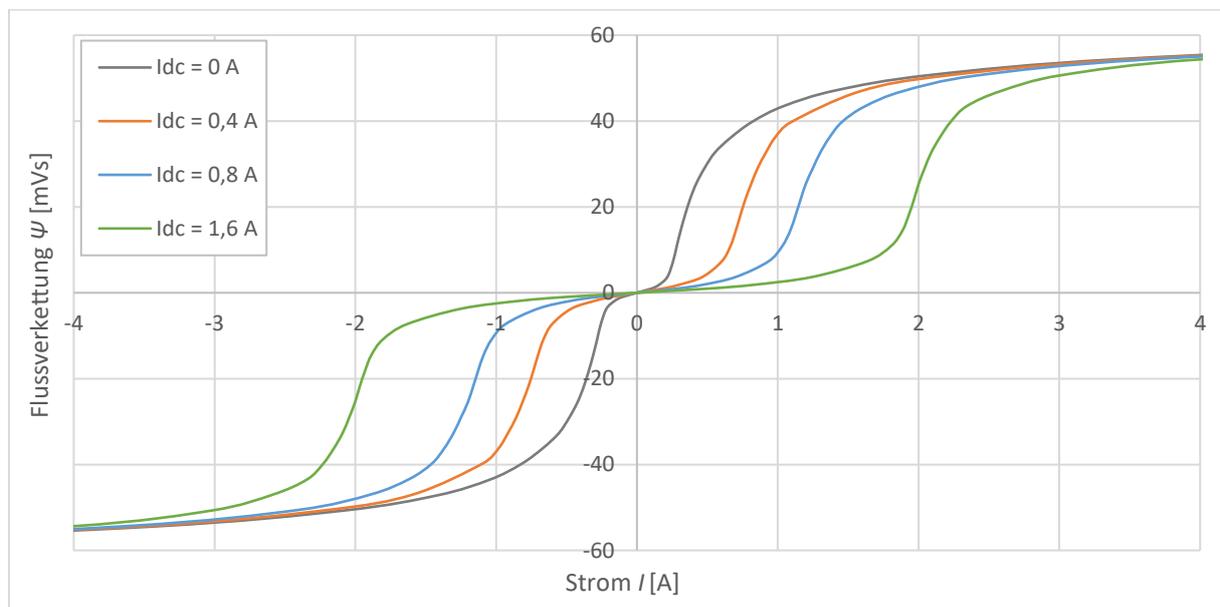


Abb. 13: Ψ - I -Kennlinien des Transduktors mit Reihenschaltung der Wechselstromwicklungen in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms I_{DC}

In der L - I -Kennlinie nach Abb. 14 ist der Einfluss des Rechteckstroms ebenfalls zu erkennen. Hierbei wird die Induktivität im Bereich geringerer Ströme der Wechselstromwicklung deutlich abgesenkt, jedoch steigt die Induktivität bei einer Stromerhöhung der Wechselstromwicklung in Abhängigkeit der Höhe des Gleichstroms zur Vormagnetisierung des Kernmaterials wieder an. Eine Erhöhung der Induktivität über der des nicht vormagnetisierten Zustands ist nicht möglich.

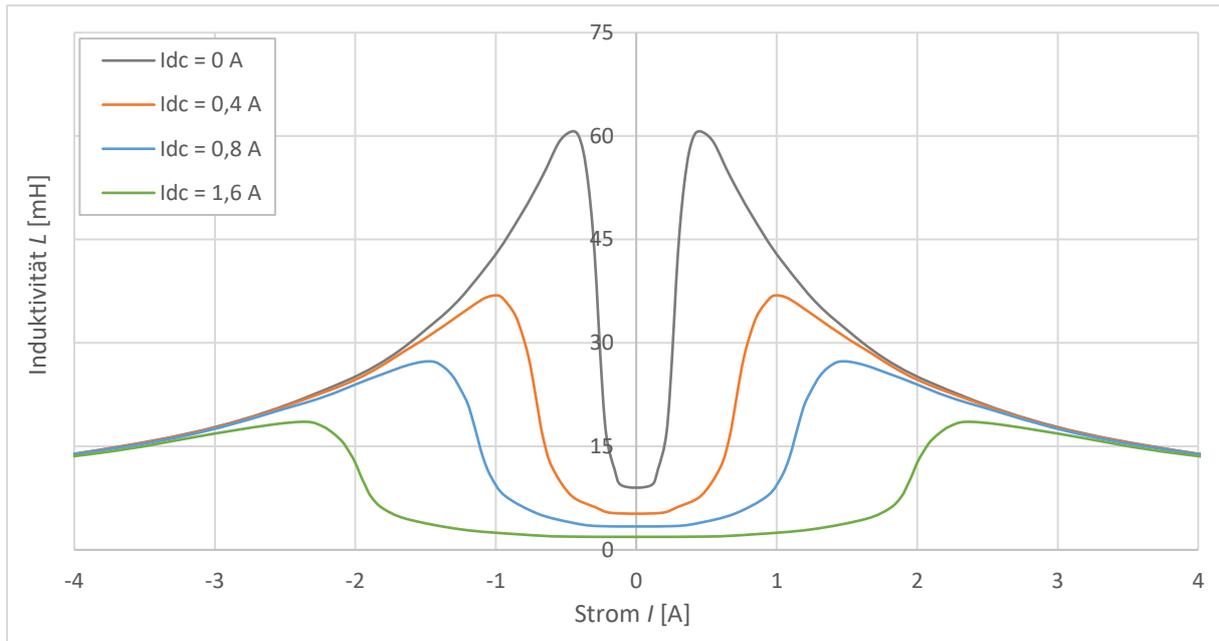


Abb. 14: L - I -Kennlinien des Transduktors mit Reihenschaltung der Wechselstromwicklungen in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms I_{DC}

Die Ergebnisse des Funktionsmusters mit dem VAG-Konzept sind in Abb. 15 dargestellt, wobei die Charakteristik der Ψ - I -Kennlinien der des MCR-Konzepts (Transduktors) aus Abb. 13 entspricht. Hierbei prägen sich ebenfalls durch den Vormagnetisierungsstrom doppel-S-Kurven aus, wodurch ein rechteckförmiger Strom entsteht. Der benötigte Vormagnetisierungsstrom ist hierbei konzeptbedingt höher, da die Vormagnetisierung des VAG-Konzeptes aus keiner Wicklung, sondern i.d.R. aus einem einzigen stromdurchflossenen Leiter besteht.

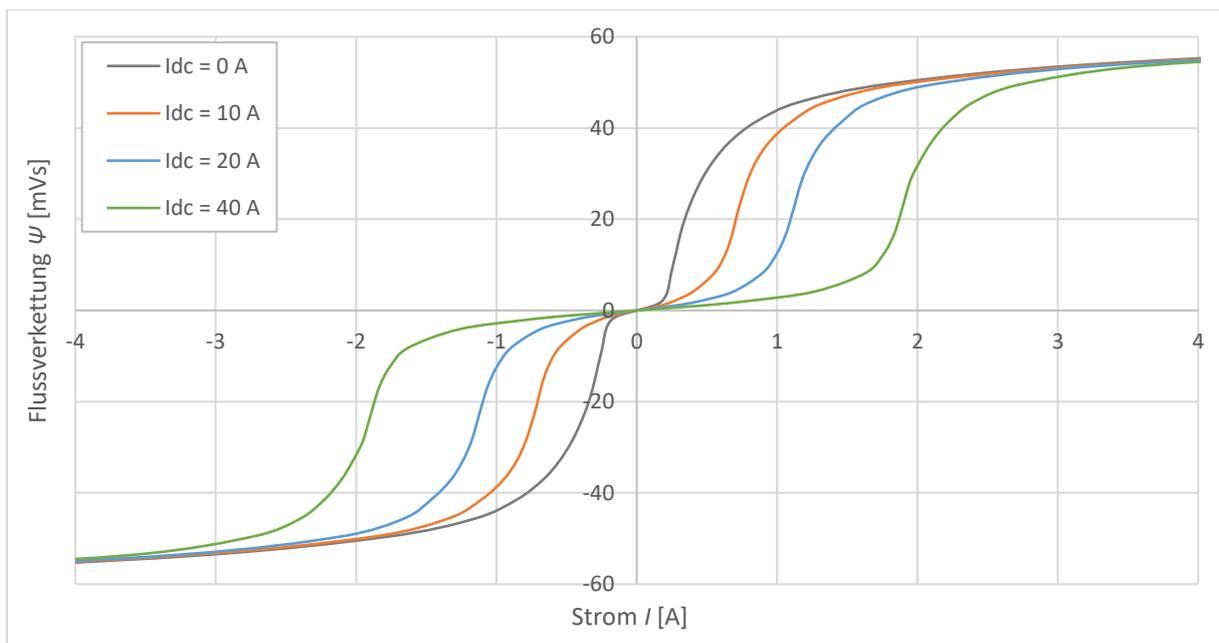


Abb. 15: Ψ - I -Kennlinien des VAG-Konzepts in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms I_{DC}

Ebenfalls entsprechen die L - I -Kennlinien des VAG-Konzeptes in Abb. 16 der Charakteristik des Transduktors nach Abb. 14. Dieses setzt somit eine gleiche Wirkungsweise der beiden Konzepte voraus. Ein großer Vorteil des VAG-Konzeptes gegenüber dem Transduktor liegt in den deutlich geringeren induzierten Spannungen der Gleichstromwicklung bedingt durch den magnetischen Fluss Ψ der Wechselstromwicklung im Kern. Vorteilhaft bei diesem Konzept ist, dass im Gegensatz zum Transduktor, nur ein Kern mit einer Wechselstrom- und einer Gleichstromwicklung zur Vormagnetisierung des Kernmaterials verwendet wird. Weiterhin kann in Bereiche des Kernmaterials, welche kein magnetisches Feld durch die Vormagnetisierung erfahren, ein Luftspalt zur Einstellung der Startinduktivität eingebracht werden.

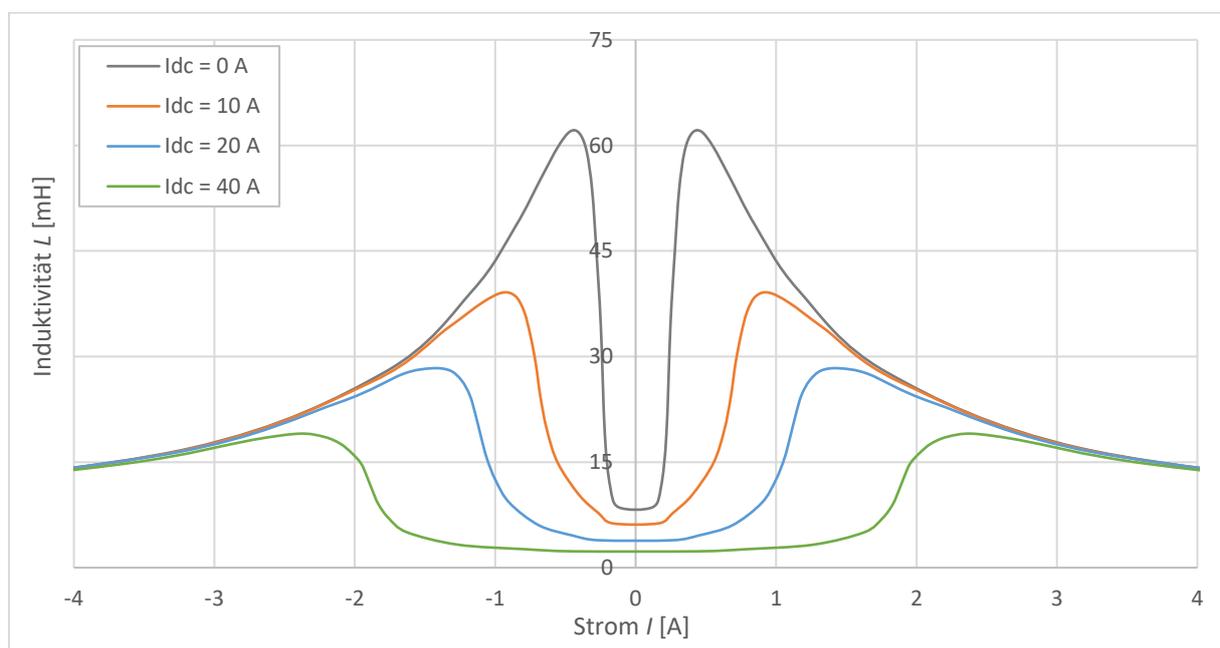


Abb. 16: L - I -Kennlinien des VAG-Konzeptes in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms I_{DC}

Das *orthogonale* Konzept mittels der Ψ - I -Kennlinien in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms I_{DC} ist in Abb. 17 dargestellt. Das Wirkkonzept entspricht am ehesten einer Scherung der Magnetisierungskennlinie durch einen „realen“ Luftspalt. Eine Ausprägung von den Rechteckströmen, wie diesen unter dem Transduktor und VAG-Konzept vorliegt, ist nicht zu erkennen.

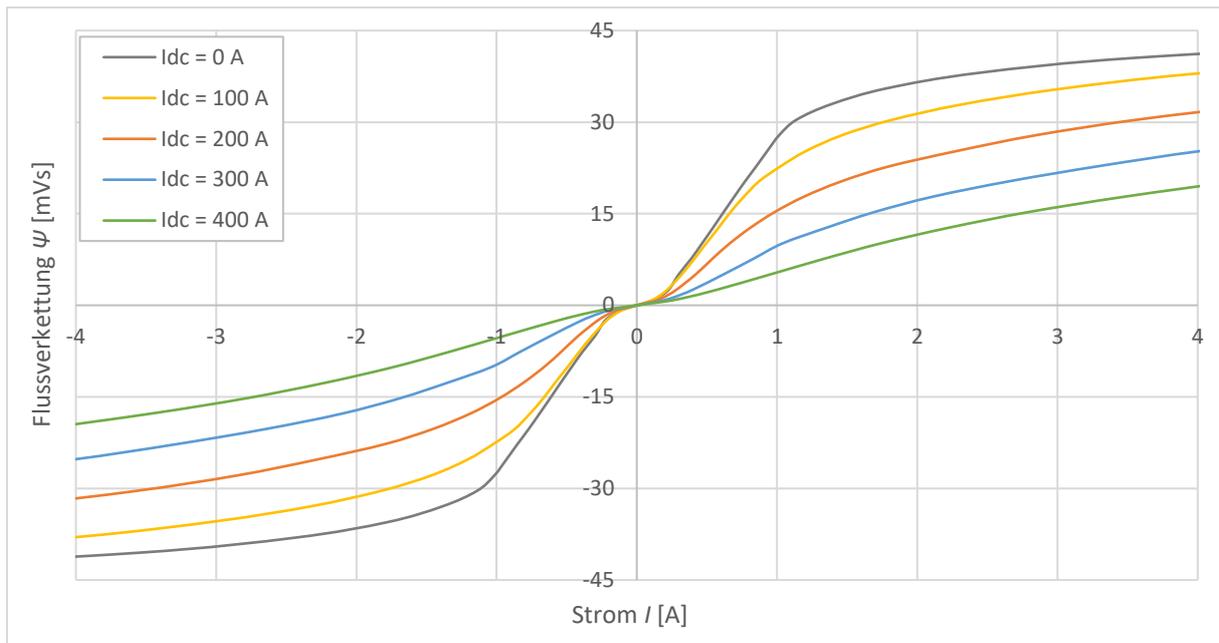


Abb. 17: Ψ - I -Kennlinien des orthogonalen Konzepts in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms I_{DC}

Auch bei den L - I -Kennlinien des *orthogonalen* Konzepts in Abb. 18 wird die gleichmäßige Absenkung der Induktivität in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms über den Strombereich deutlich. Dieser Effekt ist am wünschenswertesten für die Anwendung, jedoch ist dieser stark vom Kernaufbau und des verwendeten Elektrobandes abhängig.

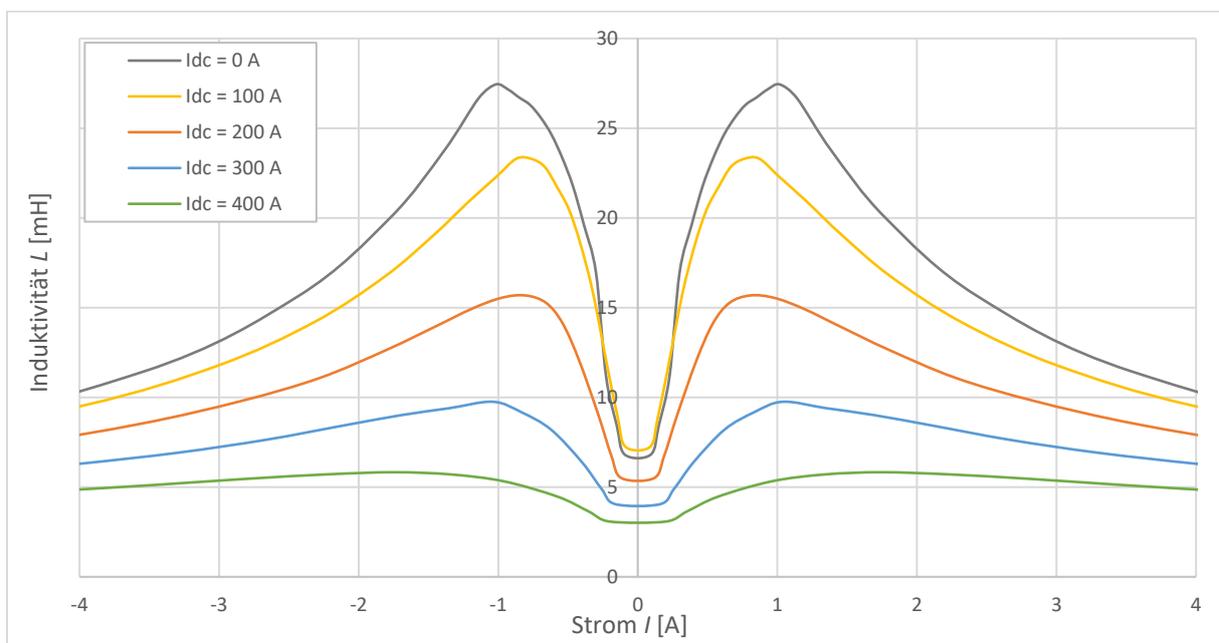


Abb. 18: L - I -Kennlinien des orthogonalen Konzepts in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms I_{DC}

Als größter Nachteil des Konzepts ist hierbei die Laminierung des Blechpaketes anzusehen. Durch die Laminierung des magnetischen Kerns wird zwar eine Reduktion der Wirbelströme erreicht, wobei dies durch die Isolation der einzelnen Bleche mit einer sehr dünnen Lackbeschichtung erreicht wird. Diese Lackschicht verhält sich jedoch annähernd für magnetische Felder wie ein Luftspalt in dessen Lackdicke. Unter einer Vormagnetisierung, welche quer durch die Laminierung verläuft, fällt somit der größte Teil der Steuerdurchflutung im Luftspalt anstatt im Material ab. Hierdurch ist die Beschreibung analytisch nicht möglich, da sich keine linearen oder radialen Felder ausbilden und einen Bedarf an 3D-Feldsimulationen mit einem entsprechendem Simulationsprogramm erfordert. Ebenfalls muss die Permeabilität in allen Raumebenen sowie in deren Abhängigkeit bekannt sein, was bei Elektroband nicht ohne Weiteres gegeben ist. Aus diesem Grund wird das *orthogonale* Konzept im Rahmen des Projekts und für den Einsatz als steuerbare Drossel für Netzanwendungen nicht weiter betrachtet.

2.4.3 Fazit des Konzeptvergleichs

Zusammenfassend ist festzuhalten, dass aus dem parallelen-Konzeptes des Transduktors und des VAG-Konzeptes die gleiche Charakteristik der Kennlinien hervorgeht. Hierbei liefern beide Effekte doppelt-S-förmige Ψ - I -Kennlinien, wodurch sich ein rechteckförmiger Strom ausprägt. Der Transduktor kann über eine Erhöhung der Windungsanzahl der Gleichstromwicklung zu geringeren Vormagnetisierungsströmen hin optimiert werden, wodurch die Problematik von induzierten Spannungen in der Gleichstromwicklung wiederum ansteigt. Das VAG-Konzept wird i.d.R. durch einen einzigen Leiter in der Vormagnetisierungsbohrung realisiert, wobei höhere Vormagnetisierungsströme als beim Transduktor bei gleicher magnetischer Wirkung benötigt werden. Um bei dem VAG-Konzept ein Maximum des Kernvolumens durch die Vormagnetisierung zu beeinflussen, muss der Abstand zwischen den Bohrungen der Schenkelbreite entsprechen und die Anordnung mittig über der Schenkelbreite erfolgen. Als positiv beim VAG-Konzept ist die Möglichkeit der Integration eines Luftspaltes in den magnetischen Kreis zur Einstellung der Startinduktivität zu beurteilen, was wiederum bei einem Transduktor in Standard-Bauform nicht möglich ist. Der Luftspalt würde durch den Gleichstrom hervorgerufenen Fluss im Kern unterbinden und somit wäre keine Steuerung des Wechselstromes durch einen Gleichstrom möglich. Abschließend ist festzuhalten, dass sich bei hinreichend großer Vormagnetisierung beim MCR-Konzept und VAG-Konzept der Gleichstrom im transformatorischen Verhältnis auf den Wechselstrom auswirkt und bei dem *orthogonalen* Konzept der Gleichstrom eine Schwenkung der Magnetisierungskennlinie unter der Beeinflussung des Permeabilitätstensors $\mu_{x,y,z}$ des Materials hervorruft.

2.4.4 Untersuchung eines modifizierten Transduktors

Aus Kapitel 2.4.3 geht hervor, dass der größte Nachteil des Transduktors für die Netzanwendung in der Einstellung der Startinduktivität liegt. Diese ist ohne jegliche Vormagnetisierung des Kernmaterials sehr hoch und sperrt daher nahezu den Stromfluss. Dieser Effekt ist dem Aufbau der magnetischen Kreise geschuldet, da die Standardbauweise des Transduktors zwei Kerne mit einen jeweils geschlossenen Eisenkeis mit dessen Wechselstrom- und Gleichstromwicklung umfasst.

Hierbei ist kann es zweckmäßig sein, wenn die Startinduktivität durch einen Luftspalt frei eingestellt werden kann, um die Transduktoren auch für netzserielle und -parallele Anwendungen einsetzen zu können. Dieses kann grundsätzlich über eine Parallelschaltung mit einer weiteren Induktivität erreicht werden, jedoch benötigt dieser Gesamtaufbau unter Umständen deutlich mehr Materialeinsatz, da beide Bauteile für die gleiche Flussverketung ausgelegt sein müssen. Daher bietet sich unter gewissen Umständen eine integrierte Lösung an, wobei ein Luftspalt in einen Transduktor zu integrieren ist. Schlussendlich ist der Luftspalt für die Scheuerung der Materialkennlinie (Einstellung der Startinduktivität) verantwortlich und das *MCR*-Konzept zur Absenkung der Induktivität zuständig. Aus diesen Gesichtsründen kann der prinzipielle Aufbau aus [22] deutlich zielführender als eine diskrete Lösung sein. Im Folgenden wird dieser integrierte Ansatz durch ein Funktionsmuster skaliert aufgebaut und experimentell untersucht, welcher in Abb. 19 dargestellt ist.

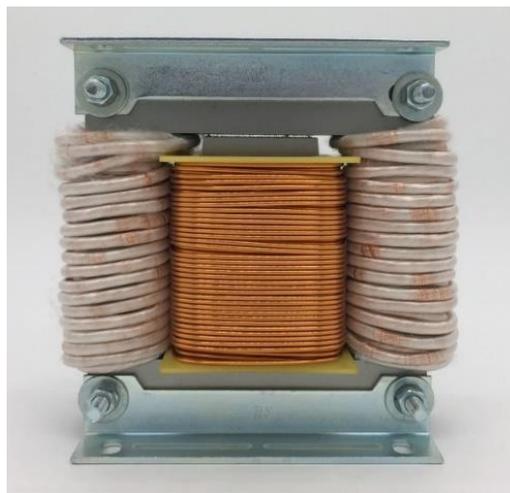


Abb. 19: Modifizierter Transduktor mit Luftspalt

Hierfür wurde ein Mantelkern verwendet, welcher auf dem Mittelschenkel einen Luftspalt δ besitzt und darunter die Wechselstromwicklung trägt. Die Gleichstromwicklung zur Vormagnetisierung des Kernmaterials wurde auf die beiden Außenschenkel aufgeteilt und in Reihe verschaltet. Dadurch wird durch den Gleichstrom ein Steuerfeld über das Joch und die

Außenschenkel aufgebaut. Mit dieser Kerngeometrie und Wicklungsanordnung kann ein modifizierter Transduktor aufgebaut werden, der einen symmetrischen Stromverlauf in der Wechselstromwicklung mit nur einem Kern und einen integrierten Luftspalt zur Einstellung der Startinduktivität besitzt.

Die resultierenden Ψ - I -Magnetisierungskennlinien in Abhängigkeit des Gleichstroms zur Vormagnetisierung des Kernmaterials sind in Abb. 20 dargestellt. Hierbei ist die Scherung der Materialkennlinie durch den Luftspalt zu erkennen, wobei durch den Gleichstrom zur Vormagnetisierung eine weitere Scherung zu höheren Strömen der Wechselstromwicklung erfolgt. Somit wird die Flussverkettung durch einen Vormagnetisierungsstrom zu höheren Strömen hin verschoben.

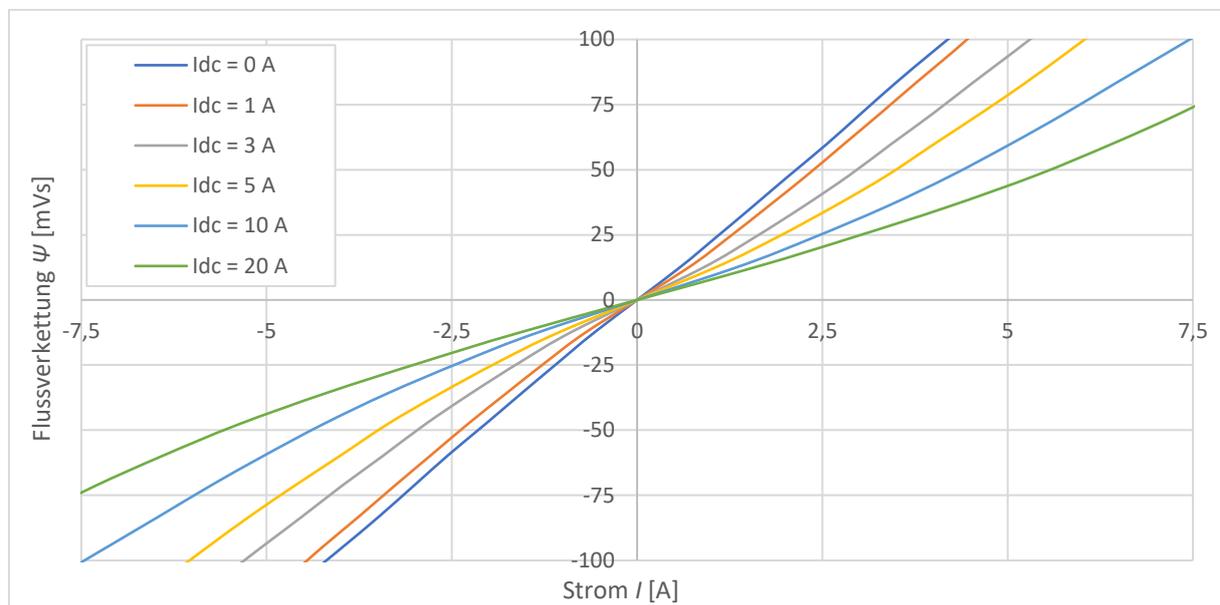


Abb. 20: Ψ - I -Kennlinien des modifizierten Transduktors in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms I_{DC}

Konzeptbedingt ist jedoch von der Generierung eines rechteckförmigen Stromes durch die Vormagnetisierung auszugehen. Ersichtlich wird dieses ebenfalls in der Induktivitätskennlinie, welche in Abb. 21 dargestellt ist. Hierbei ist ein Anstieg der Induktivität mit steigendem Strom ersichtlich, welcher dem Anteil des generierten Rechteckstromes des Konzeptes geschuldet ist.

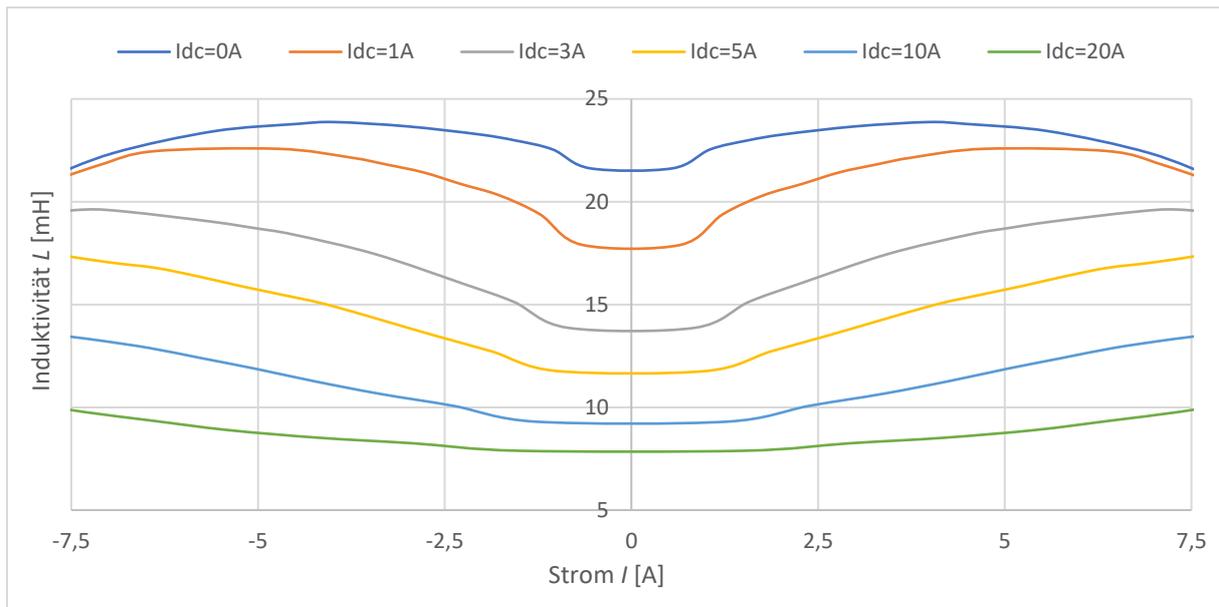


Abb. 21: L - I -Kennlinien des modifizierten Transduktors in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms I_{DC}

Einsetzbar ist diese Bauart u.a. zur Kompensation der Verschiebungsblindleistung. In Abb. 22 ist die Verschiebungsblindleistung Q_1 in Abhängigkeit des Gleichstroms I_{DC} aufgetragen. Dabei ist eine die Erhöhung der Verschiebungsblindleistung erkennbar, wobei die Erhöhung der Verschiebungsblindleistung annähernd im konstanten Verhältnis des eingepprägten Vormagnetisierungsstromes vorliegt.

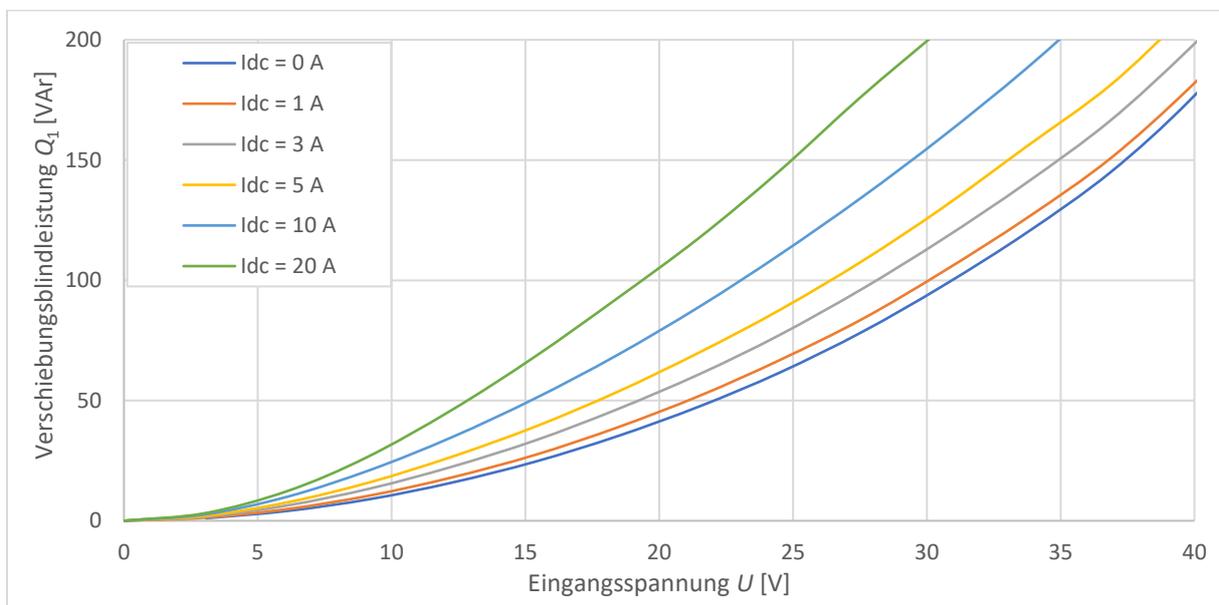


Abb. 22: Verschiebungsblindleistung Q_1 in Abhängigkeit des Gleichstroms I_{DC} für den modifizierten Transduktor

2.5 Simulative Untersuchung der Linearität einer steuerbaren Drossel

Die Auslegung einer steuerbaren Drossel kann bspw. mittels einer 3D-FEM-Feldsimulation erfolgen. Zweckmäßig ist es, die Magnetisierungskennlinie $\frac{\psi}{I}$ zu berechnen, da diese das elektrische Verhalten beschreibt. Hierbei wurde eine Drossel in Ringkernbauweise mit einer, senkrecht in das Kernmaterial, eingebrachten Gleichstromwicklung zusätzlich zur Wechselstromwicklung (Hauptwicklung mit angelegter Erregungsspannung) untersucht, wie in Abb. 23 dargestellt. Die Wechselstromwicklung wurde für eine Spannungsbelastung von 230 V ausgelegt, wie diese im Niederspannungsnetz als netzparallel Anwendung vorliegt.

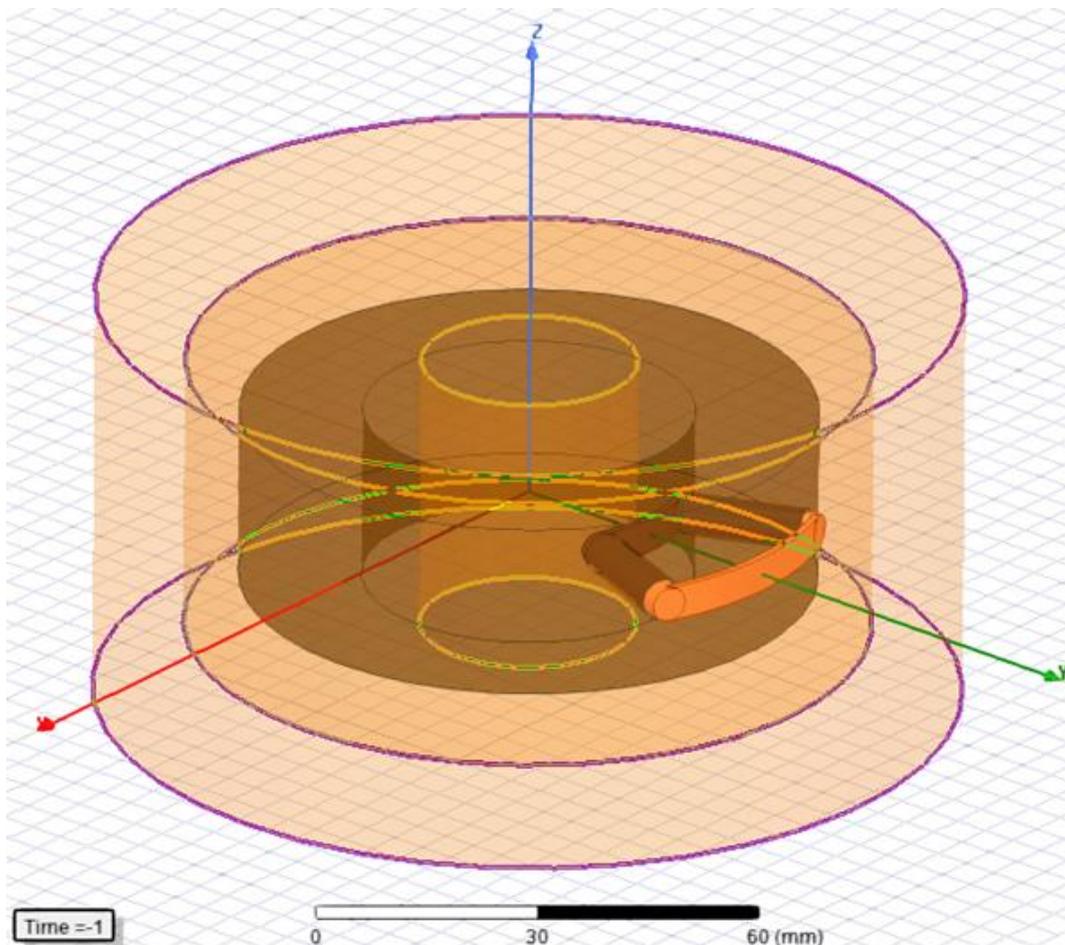


Abb. 23: Drossel in Ringkernbauweise mit Gleichstromwicklung zur Vormagnetisierung des Kernmaterials

Bei der 3D-FEM-Untersuchung wurden die Vormagnetisierungsströme der Gleichstromwicklung und die Magnetisierung durch die Wechselstromwicklung variiert, um mithilfe der resultierenden $\frac{\psi}{I}$ - Kennlinien im Anschluss zeitlich veränderliche Signale in einer Schaltungssimulationssoftware zu untersuchen. In der folgenden Abb. 24 sind die Ergebnisse der 3D-

FEM-Simulation des Ringkerns in Form von Magnetisierungskennlinien für die einzelnen Vormagnetisierungsströme bzw. Vormagnetisierungsdurchflutungen gezeigt.

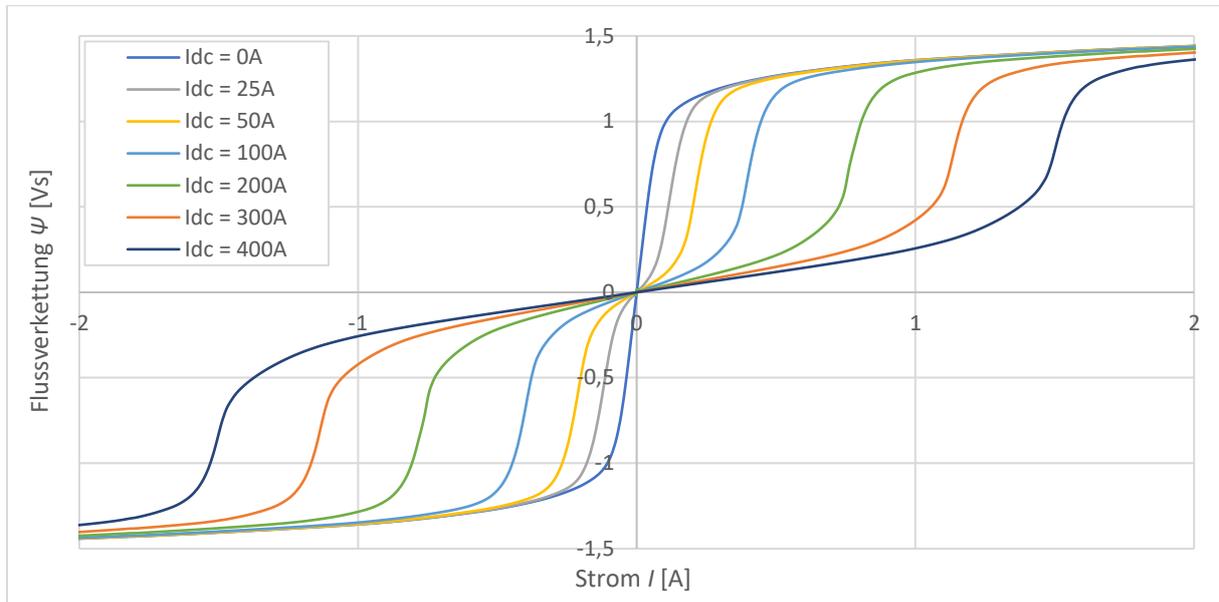


Abb. 24: Berechnete Magnetisierungskennlinien aus der 3D-FEM-Simulation für verschiedene Vormagnetisierungsdurchflutungen

Die derart gewonnenen Magnetisierungskennlinien für die einzelnen Vormagnetisierungsdurchflutungen Θ_{DC} wurden im Schaltungssimulationsmodell zur weiteren Untersuchung in der steuerbaren Drossel L_1 hinterlegt (siehe Abb. 25).

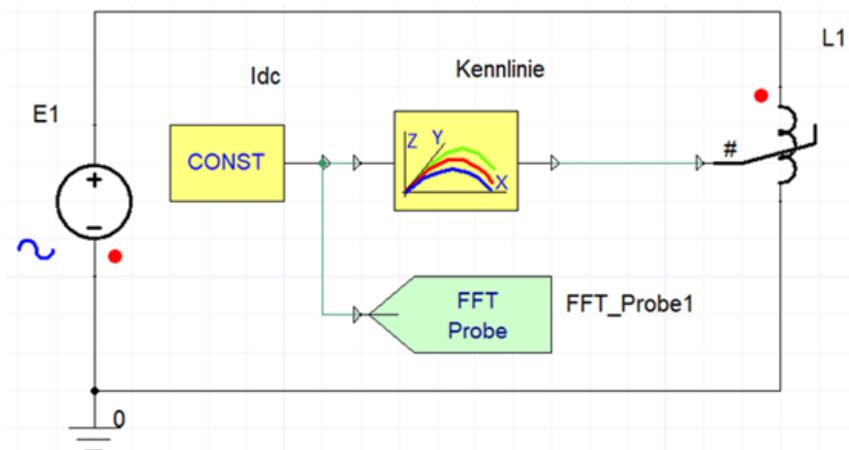


Abb. 25: Simulationsmodell der steuerbaren Drossel bei Netzspannung

Wird die regelbare Drossel sinusförmig mit $f = 50$ Hz ohne Vormagnetisierung des Kernmaterials erregt, fließt der charakteristische Magnetisierungsstrom in der Wechselstromwicklung (siehe Abb. 26 a)). Die resultierende Ψ - I -Kennlinie spiegelt die Nicht-Linearität des Materials wider.

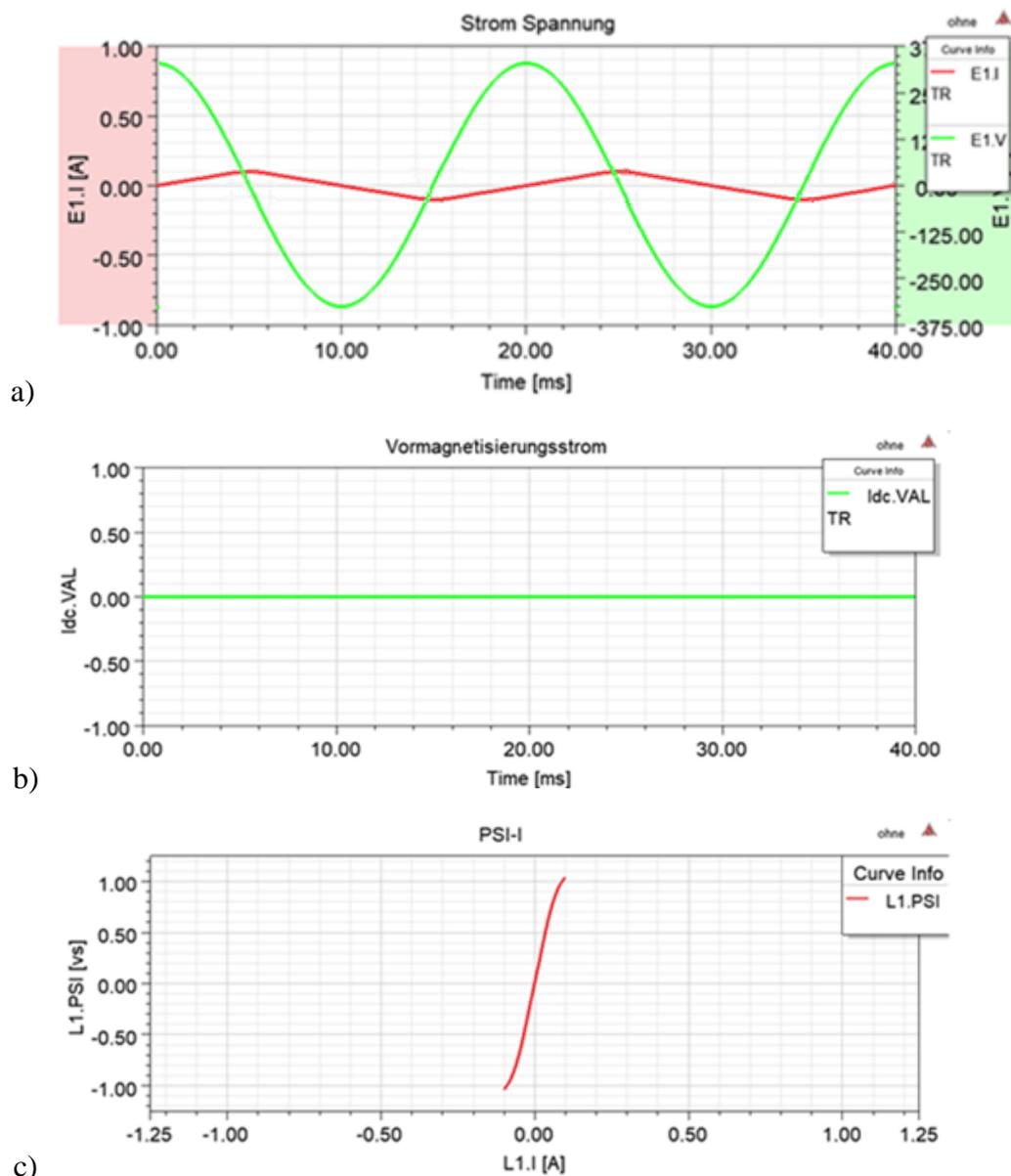


Abb. 26: Simulationsergebnisse der steuerbaren Drossel ohne Vormagnetisierung:
a) Strom- und Spannungsverlauf, b) Vormagnetisierungsstromverlauf, c) resultierende Ψ -I-Kennlinie

Wird zusätzlicher zur sinusförmigen Erregung der Wechselstromwicklung ein konstanter Strom (bspw. $I_{DC} = 245$ A) in die Wechselstromwicklung eingeprägt und das Kernmaterial somit vormagnetisiert, ergibt sich neben einer Stromverstärkung ein nicht sinusförmiger Strom in der Wechselstromwicklung. Die Kurvenform des Wechselstroms entspricht einem Rechteckstrom. Daraus lässt sich schließen, dass die 50 Hz-Grundschiwingung des Stroms von ungeraden harmonischen Stromüberschwingungen überlagert wird und so zu einer Stromverzerrung führt. Diese nicht-linearen Eigenschaften werden ebenfalls durch die verzerrte Ψ -I-Kennlinie in Abb. 27 dargestellt.

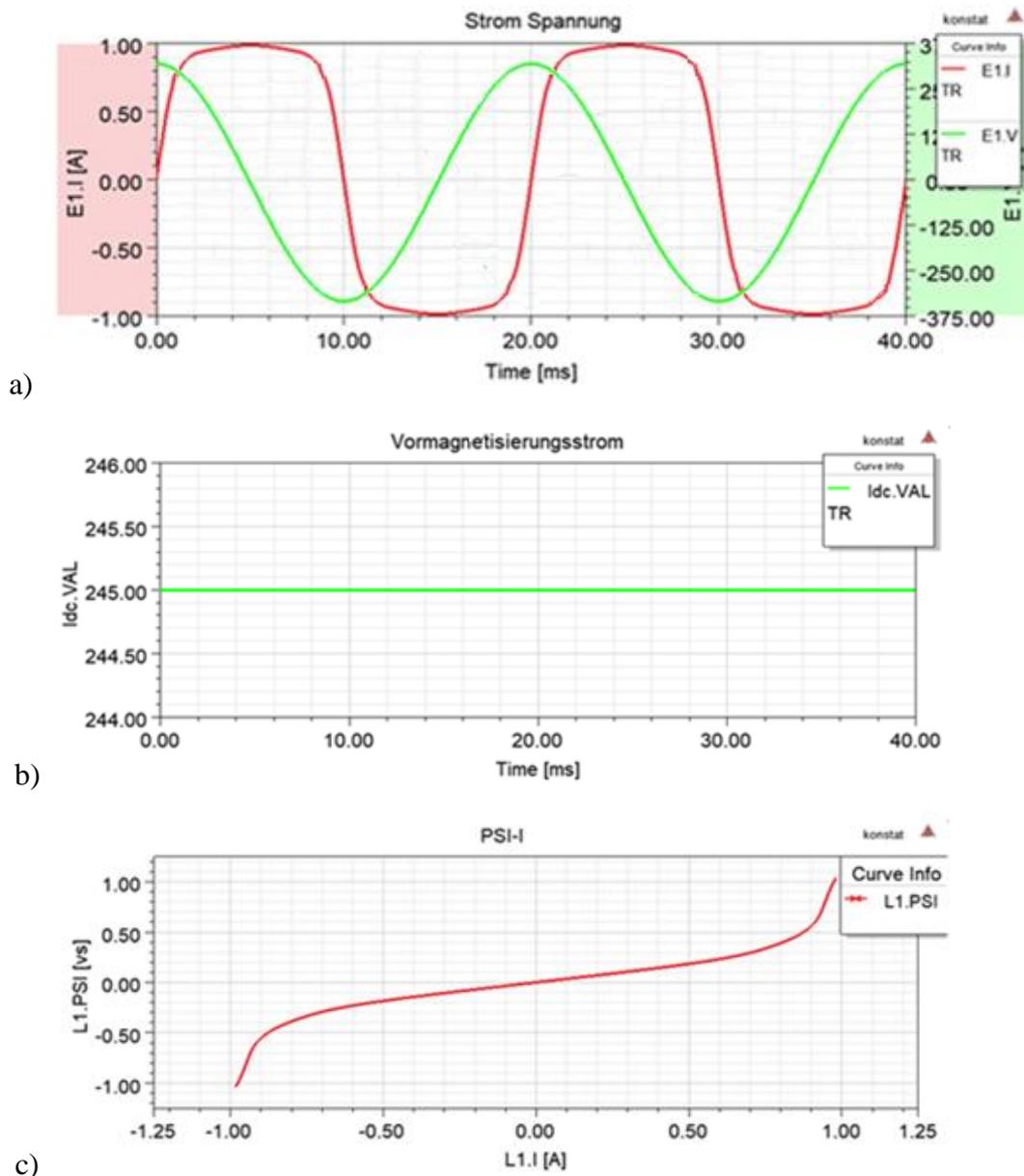


Abb. 27: Simulationsergebnisse der steuerbaren Drossel mit konstanter Vormagnetisierung: a) Strom- und Spannungsverlauf, b) Vormagnetisierungsstromverlauf, c) resultierende Ψ -I-Kennlinie

Um der Stromverzerrung der Wechselstromwicklung bedingt durch die Vormagnetisierung des Kernmaterials mit einem konstanten Gleichstrom entgegen zu wirken, muss der Vormagnetisierungsstrom aktiv geregelt werden. Durch die Überlagerung eines gleichgerichteten 50 Hz-Anteils mit einem reinen Gleichstrom zur Vormagnetisierung des Kernmaterials lässt sich der Stromverzerrung entgegenwirken und die Sinusform des Wechselstroms wiederherstellen. Durch die Regelung des Wechselstroms auf eine konstante Flussverkettung im Verhältnis zum Strom ($\frac{\Psi}{I} = const.$), wird neben der eliminierten Stromverzerrung eine Linearität der Drossel über ihren gesamten Arbeitsbereich erreicht (siehe Abb. 28).

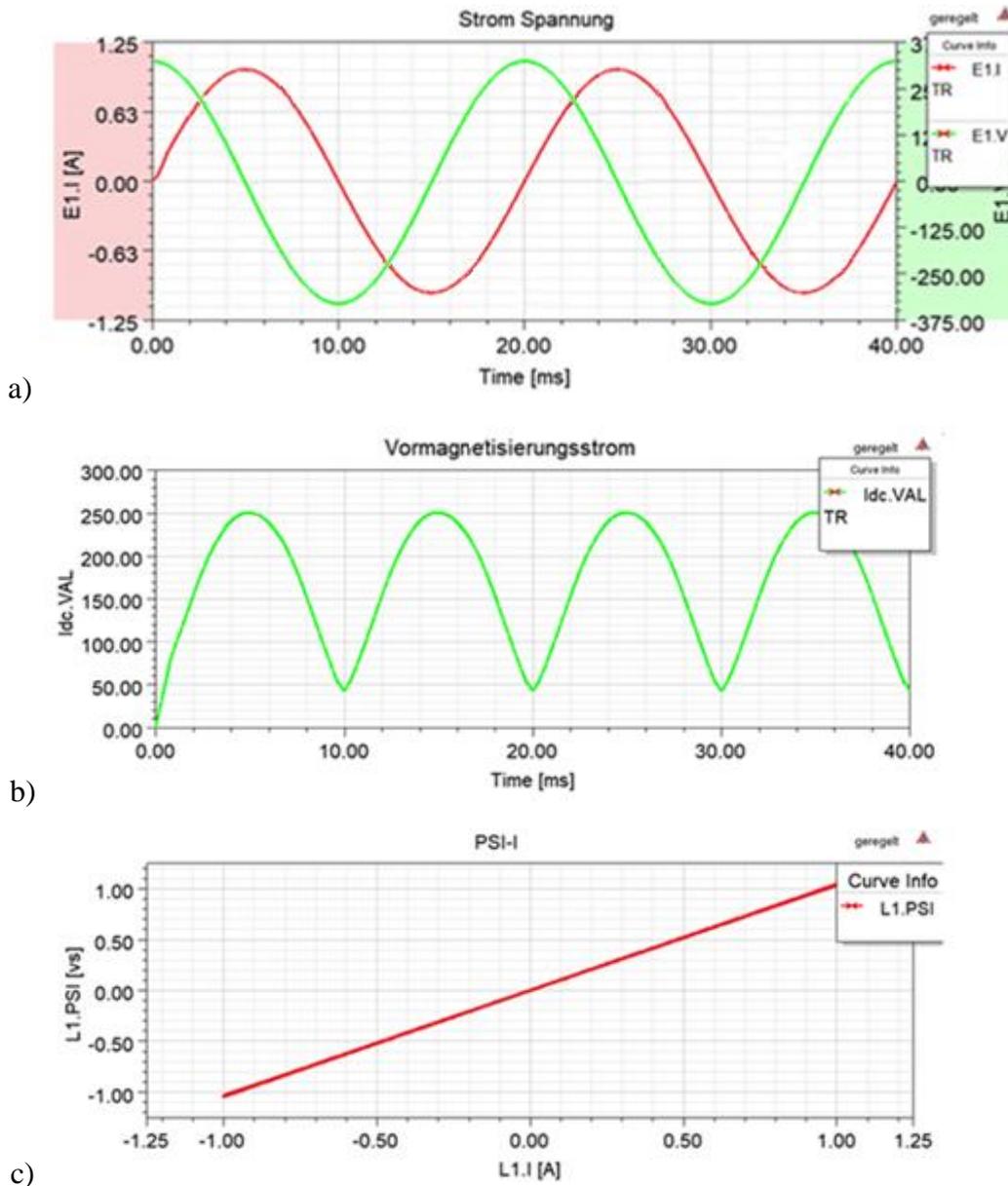


Abb. 28: Simulationsergebnisse der steuerbaren Drossel mit geregelter Vormagnetisierung: a) Strom- und Spannungsverlauf, b) Vormagnetisierungsstromverlauf, c) resultierende Ψ -I-Kennlinie

Anhand der Simulationsergebnisse ist zu erkennen, dass durch den geregelten Vormagnetisierungsstrom eine lineare Magnetisierungskennlinie (Ψ -I-Kennlinie) entsteht. Der Drosselstrom ist linear und entspricht dem Verhalten einer Drossel mit eingefügtem Luftspalt im Magnetkreis. Durch die Einspeisung eines gleichgerichteten 50 Hz-Stroms ist jedoch ein überschwingungsbehafteter Vormagnetisierungsstrom erforderlich. Hierbei beträgt in diesem Arbeitspunkt der Gleichstromanteil und die zweite Oberschwingung des Drosselstromes in Summe über 90% des Spektrums des Vormagnetisierungsstromes. In Abb. 29 ist beispielhaft das Frequenzspektrum des Vormagnetisierungsstromes aus Abb. 28 b) mit Hilfe einer FFT-Analyse dargestellt.

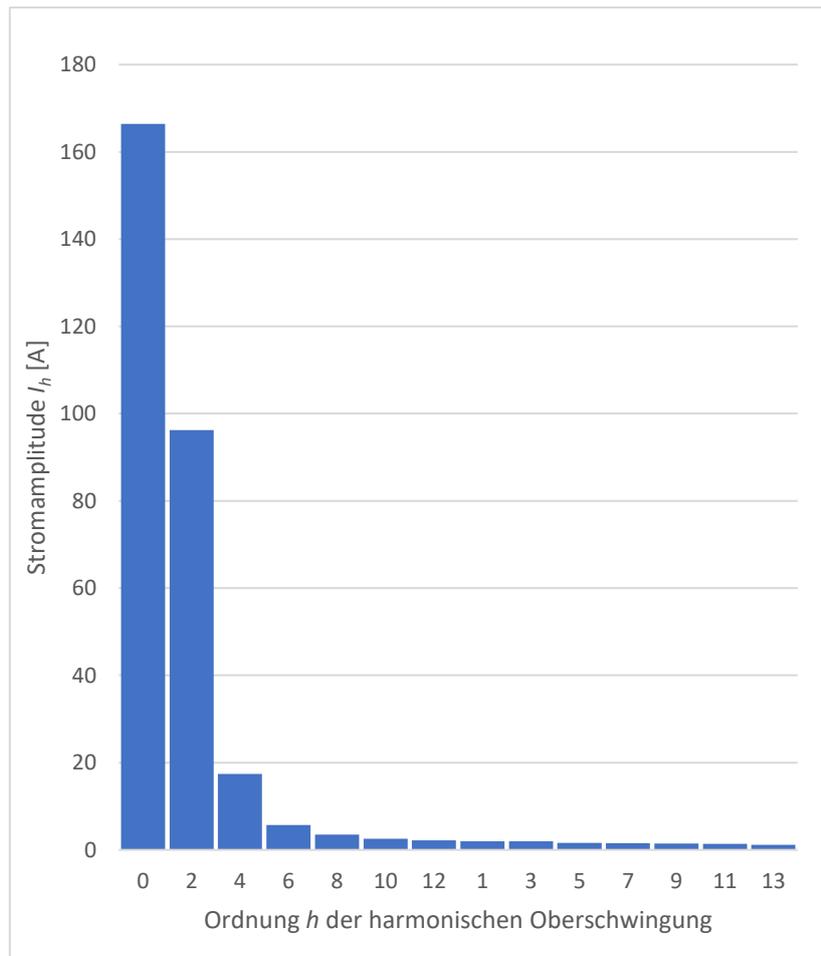


Abb. 29: Frequenzspektrum mit Anteilen harmonischer Oberschwingungsströme des geregelten Vormagnetisierungsstroms I_{DC}

2.6 Dimensionierung, Aufbau und Messergebnisse des Demonstrators

Im Rahmen des Gesamtvorhabens wurde ein Niederspannungsdemonstrator (kurz: *NS-Demonstrator*) am *KDEE-EVS* der *Universität Kassel* zur Filterung von harmonischen Stromüberschwingungen bzw. Verzerrungsblindleistung aus dem Netz aufgebaut. Da es zunehmend zu Problemen in Industrienetzen mit der 5. harmonischen und ungerader harmonischer Oberschwingungen höherer Ordnung im Netz (siehe Kapitel 2.3) kommt, wurde ein Saugkreisfilter mit steuerbarer Resonanzfrequenz zur Filterung der 5. Harmonischen Stromüberschwingung aus dem Netz aufgebaut. Die Steuerung der Resonanzfrequenz bzw. die Höhe des aufgenommenen Filterstromes erfolgt dabei über eine magnetisch steuerbare Induktivität, wobei die nicht-lineare Kennlinie des Kernmaterials zur Verschiebung des Arbeitspunkts in den Sättigungsbereich mit Hilfe eines Gleichstroms genutzt wird. Für die Auslegung des Gesamtsystems wurden zunächst einige simulative Voruntersuchungen durchgeführt, um die Anforderungen an die Vormagnetisierungseinheit und die induktiven Bauelemente des Filters zu bestimmen. Daraufhin folgt die Dimensionierung des Saugkreisfilters und die Auslegung der magnetisch steuerbaren Induktivität als Kernkomponente des Filters auf Basis der Voruntersuchungen (siehe Kapitel 2.4 und 2.5). Abschließend werden die gewonnenen Messergebnisse der einzelnen magnetischen Wirkkonzepte unter der Einspeisung von zusätzlichen harmonischen Stromüberschwingungen durch einen Umrichter dargestellt.

2.6.1 Anforderungen an die Vormagnetisierungseinheit

Um die Anforderungen an die Vormagnetisierungseinheit hinsichtlich der Höhe und Form des bereitgestellten Gleichstromes zur Steuerung der Induktivität bzw. des aufgenommenen Filterstromes bestimmen zu können, wurde ein Simulationsmodell mit Hilfe der Software *ANSYS Simplorer* erstellt. Wie in Kapitel 2.5 bereits dargestellt wurde, lässt sich mit Hilfe eines geregelten Vormagnetisierungsstroms die Magnetisierungskennlinie der steuerbaren Drossel linearisieren. Eine annähernd lineare Drossel führt zu geringen Netzrückwirkungen in Form einer geringen Stromverzerrung und es resultiert demnach ein niedriger THD_I . In der späteren Applikation wird die magnetisch steuerbare Drossel in einem Saugkreisfilter eingesetzt, um die Resonanzfrequenz und somit die Stromaufnahme des Filters zu steuern. Im Weiteren soll der Einfluss der Steuerbarkeit des Vormagnetisierungsstroms auf die Eigenschaften des Filters und der Netzrückwirkungen im Rahmen des Simulationsmodells für den Aufbau des Niederspannungsdemonstrators näher untersucht werden.

Der Niederspannungsdemonstrator soll die fünfte harmonische Stromüberschwingung aus dem Netz filtern sowie für einen Gesamtstrom von bis zu 120 A ausgelegt und aufgebaut

werden. Hierbei wird der Filter aus einem Saugkreis mittels Reihenschaltung von Induktivität und Kapazität realisiert. Dabei besteht die Induktivität des Filters aus einer Serienschaltung von einem linearen, konstanten und einem nicht-linearen, steuerbaren Teil. Die steuerbare Drossel stellt hierbei die Kombination eines klassischen Transduktors (nicht linearer und steuerbarer Teil der Induktivität) mit einer Standarddrossel, die durch einen entsprechenden Luftspalt linearisiert wird (linearer und konstanter Teil der Induktivität). Dies lässt sich in der Realität zum einen durch die Integration eines Luftspalts in einen magnetischen Kern in z.B. M-Bauform und entsprechender Aufteilung der Wechselstrom- und der Gleichstromwicklung auf die einzelnen Schenkel realisieren. Zum anderen kann die hohe Induktivität des klassischen Transduktors ohne Luftspalt durch Parallelschaltung einer linearen Drossel mit Luftspalt erreichen. Dies senkt die resultierende Induktivität der Parallelschaltung und sorgt für eine gewisse Startinduktivität bzw. Abstimmfrequenz des Filterkreises im nicht vormagnetisierten Zustand. Eine gewisse Startinduktivität ist nötig, da der Filter andernfalls bei einer unbestimmten Resonanzfrequenz im nicht vormagnetisierten Zustand startet und durch die Vormagnetisierung und folglich Absenkung der Impedanz des Filters ggf. Resonanzstellen bei niedrigeren Frequenzen im Vergleich zur Abstimmfrequenz von 250 Hz durchfährt. Dies kann zu Anregung von Schwingungen und schließlich zur thermischen Überlastung des Filters führen. Für die Simulation wurden folgende Werte bei der Auslegung des Saugkreisfilters für den NS-Demonstrator festgelegt (siehe Tab. 7).

Konstante Drossel (linearer Teil)	Steuerbare Drossel (nicht linearer Teil)	Kapazität des Kondensators
710 μH	180 μH	600 μF

Tab. 7: Dimensionierung des Saugkreisfilters für die Simulation des Gesamtsystems

Das eingesetzte Simulationsmodell zur Simulation des steuerbaren Saugkreisfilters in einem Netz mit hoher Spannungsverzerrung ist in Abb. 30 dargestellt. Dabei wird die Netzspannung zusätzlich zur Grundschwingungskomponente von 50 Hz mit einer Oberschwingungskomponente von 250 Hz überlagert.

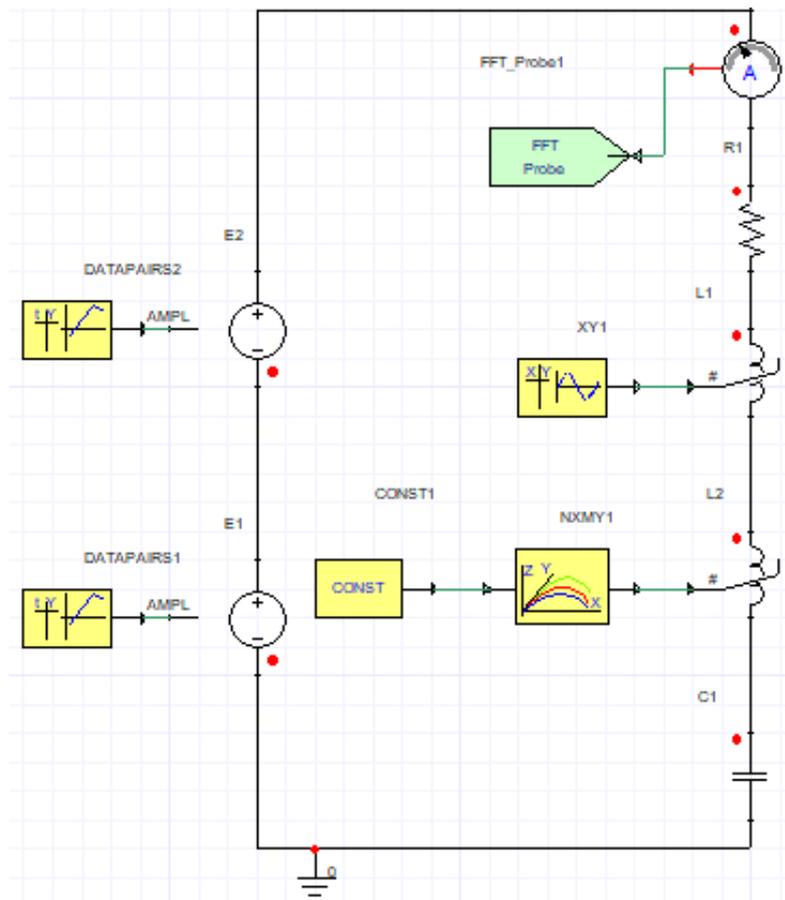


Abb. 30: Simulationsmodell des Saugkreisfilters als Gesamtsystem

Für die Simulation des Saugkreisfilters in einem verzerrten Netz, müssen die magnetischen Eigenschaften der nicht-linearen, steuerbaren Induktivität hinreichend beschrieben werden. Um die magnetischen Eigenschaften eines induktiven Bauelements zu beschreiben und in das Simulationsmodell zu integrieren, muss neben der Geometrie und Dimensionierung der Drossel die materialspezifische Magnetisierungskennlinie für den nicht-linearen Teil der Induktivität im Saugkreisfilter für verschiedene Arbeitspunkte und Steuerdurchflutungen bekannt sein. Um die nötigen Magnetisierungskennlinien zu erstellen, wurde ein Algorithmus erstellt, der die Auslegung der induktiven Bauelemente für die Simulation widerspiegelt. Hierbei werden die Geometrie, Materialkennlinie, der Luftspalt und die Steuerdurchflutung berücksichtigt. Dies ist beispielhaft in Abb. 31 für zwei Vormagnetisierungsströme I_{DC} dargestellt. Dabei werden die Kennlinien linear überlagert und zu einer resultierenden Gesamtkennlinie (blau dargestellt) zusammengefügt. Die Vormagnetisierung wird über die Materialkennlinie mittels des eingprägten Vormagnetisierungsstrom I_{DC} der Gleichstromwicklung zur Wechselstromwicklung mit einem Algorithmus berechnet und als Look-Up-Table im Simulationsmodell hinterlegt.

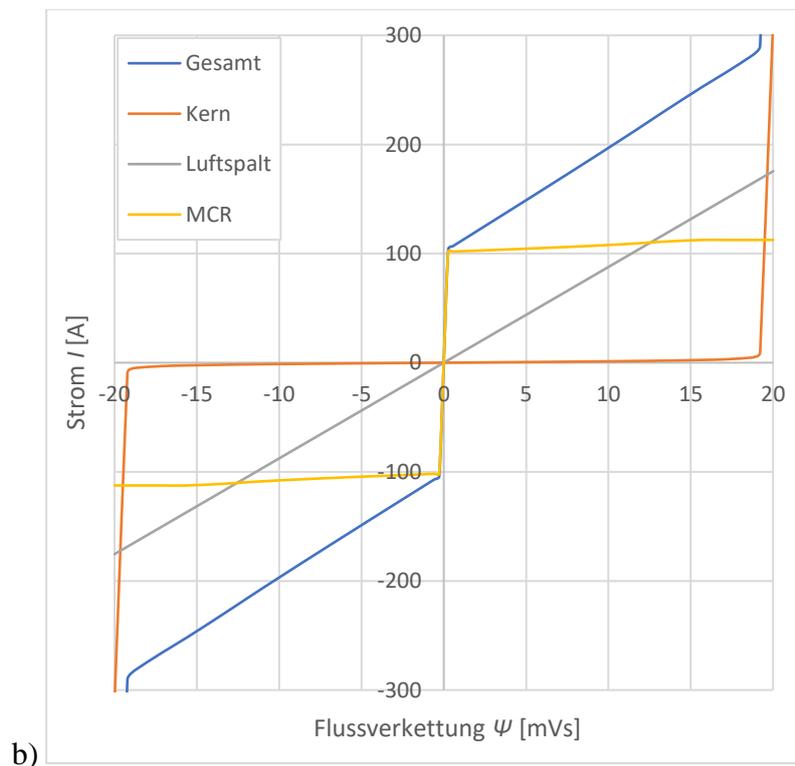
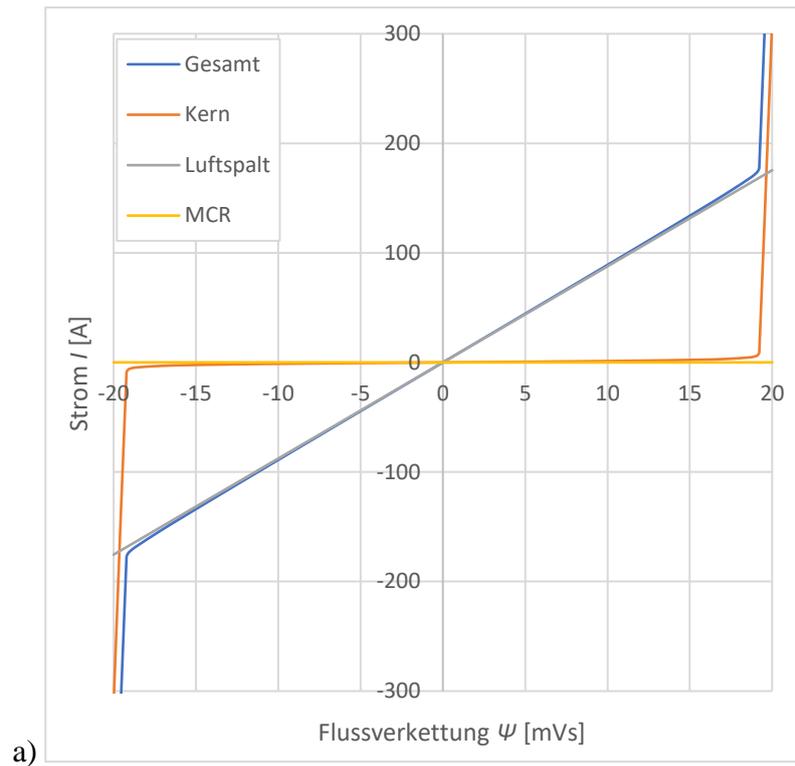


Abb. 31: Kennliniengenerierung des modifizierten Transduktors für a) $I_{DC} = 0 \text{ A}$ und b) $I_{DC} = 200 \text{ A}$

In folgenden Abbildungen werden die verschiedenen Betriebsarten des Filters miteinander verglichen. Dabei wurde zwischen einem konstanten und einem geregelten Vormagnetisierungsstrom unterscheiden. Als Ausgangspunkt dient das Betriebsverhalten im

2. EINGEHENDE DARSTELLUNG

nicht vormagnetisierten Zustand mit $\Theta_{DC} = 0$ A. Der Betrieb des Filters ohne Vormagnetisierung ist in Abb. 32 dargestellt.

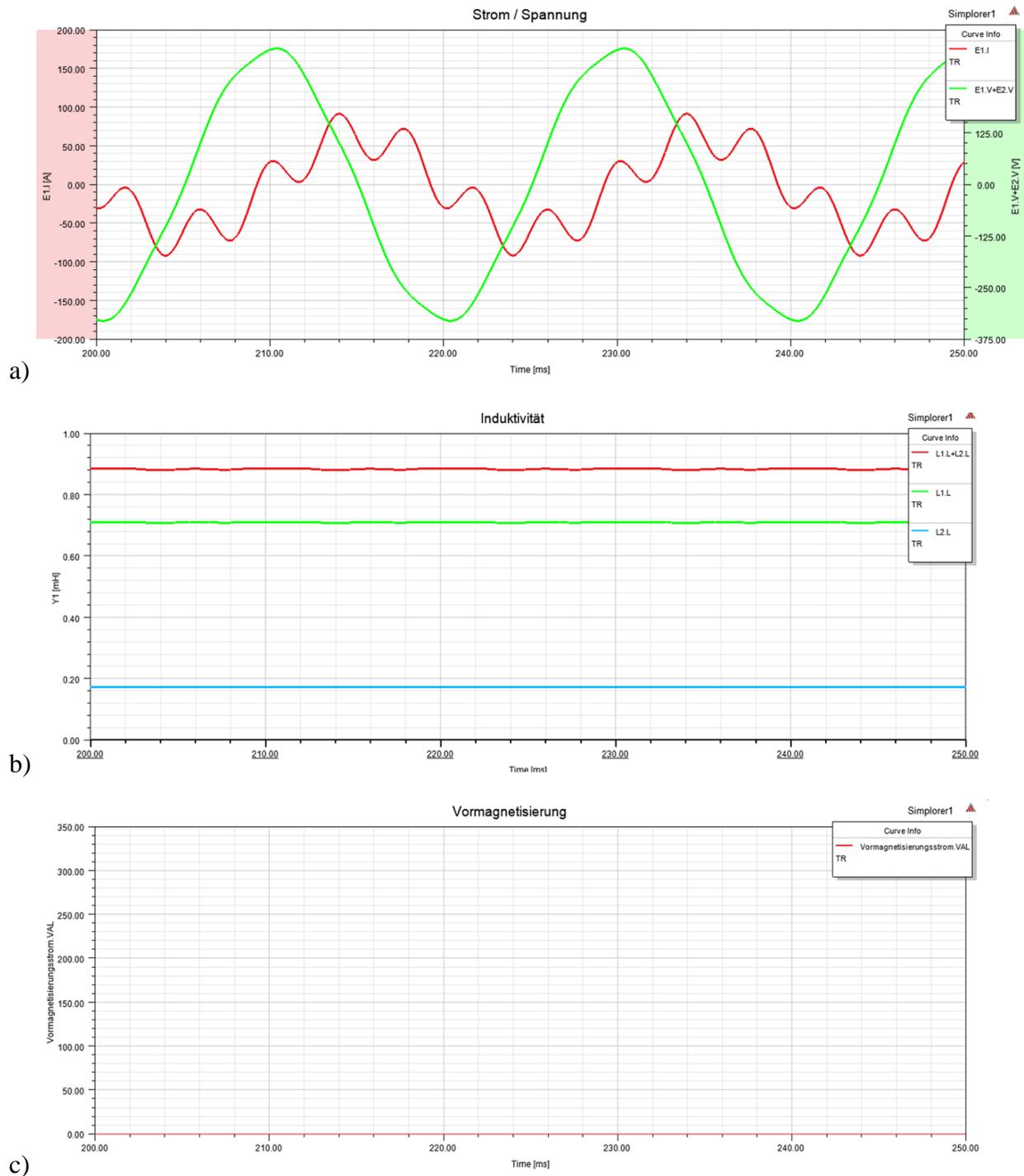


Abb. 32: Saugkreisfilter ohne Vormagnetisierungsstrom: a) Netzspannung und Eingangsstrom des Filters, b) Induktivitätsverläufe des linearen und steuerbaren Teils, c) Verlauf des Vormagnetisierungsstroms

In Abb. 33 sind die Ergebnisse für einen konstanten Vormagnetisierungsstrom von $\Theta_{DC} = 200$ A dargestellt. Hierbei ist deutlich die springende Induktivität bei hohen Strömen zu

erkennen. Daher ist bei diesem Konzept der Vormagnetisierung mit keiner konstanten Induktivität über den zeitlichen Stromverlauf im Betrieb des Filters zu rechnen.

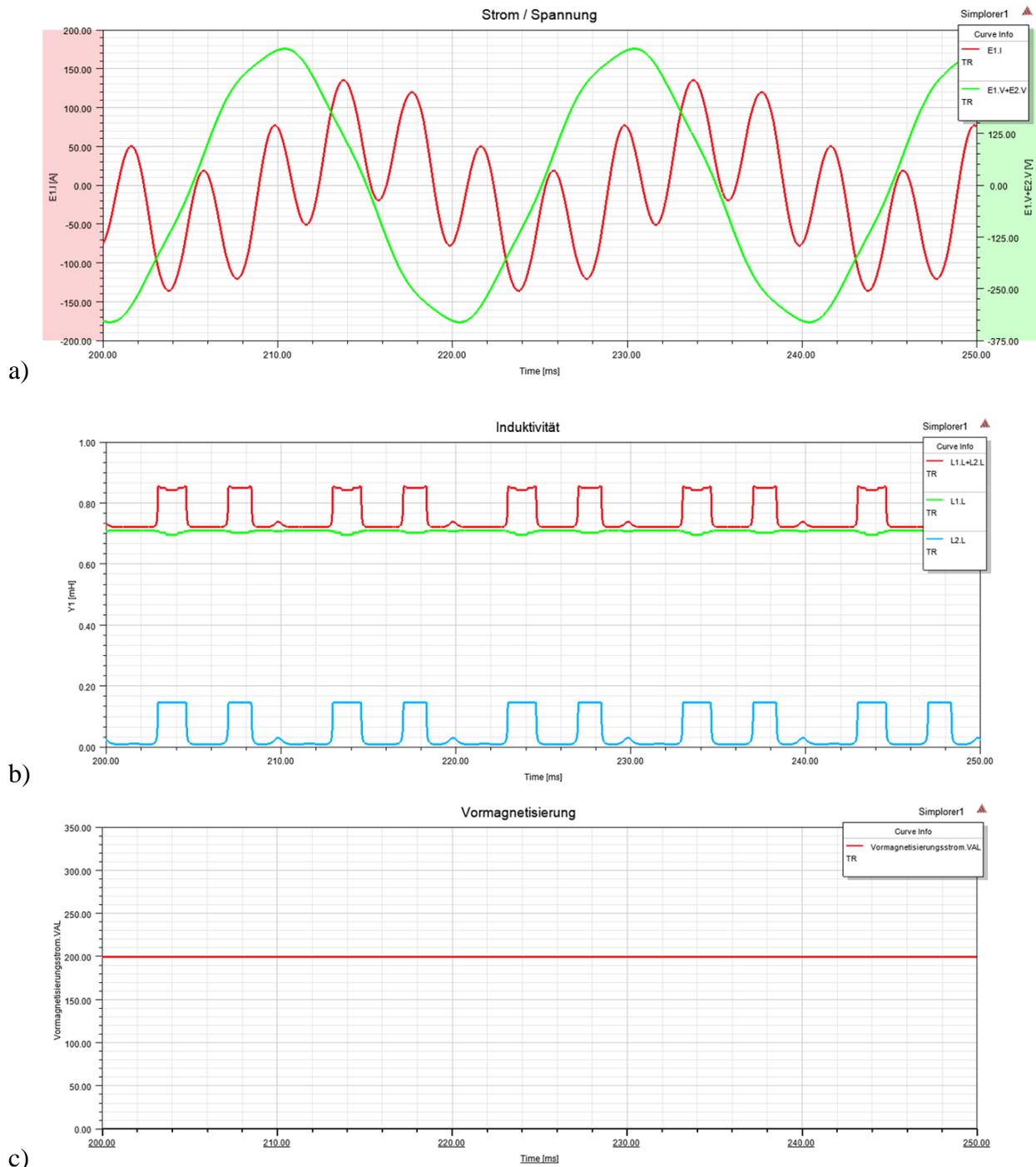


Abb. 33: Saugkreisfilter mit konstantem Vormagnetisierungsstrom: a) Netzspannung und Eingangsstrom des Filters, b) Induktivitätsverläufe des linearen und steuerbaren Teils, c) Verlauf des Vormagnetisierungsstroms

Durch die aktive Regelung des Vormagnetisierungsstroms erhält man eine konstante Induktivität, welche abgesenkt werden kann. Hierbei muss ein Vormagnetisierungsstrom bereitgestellt werden, welcher sich durch die überlagerten Schwingungen von 250 Hz zu der

2. EINGEHENDE DARSTELLUNG

Grundschwingung von 50 Hz komplexer gestaltet als für eine reine 50 Hz-Schwingung. Daher muss zur Gleichstromkomponente etliche Oberschwingungsströme höherer Ordnung von 50 Hz zur Vormagnetisierung enthalten sein (siehe Abb. 34).

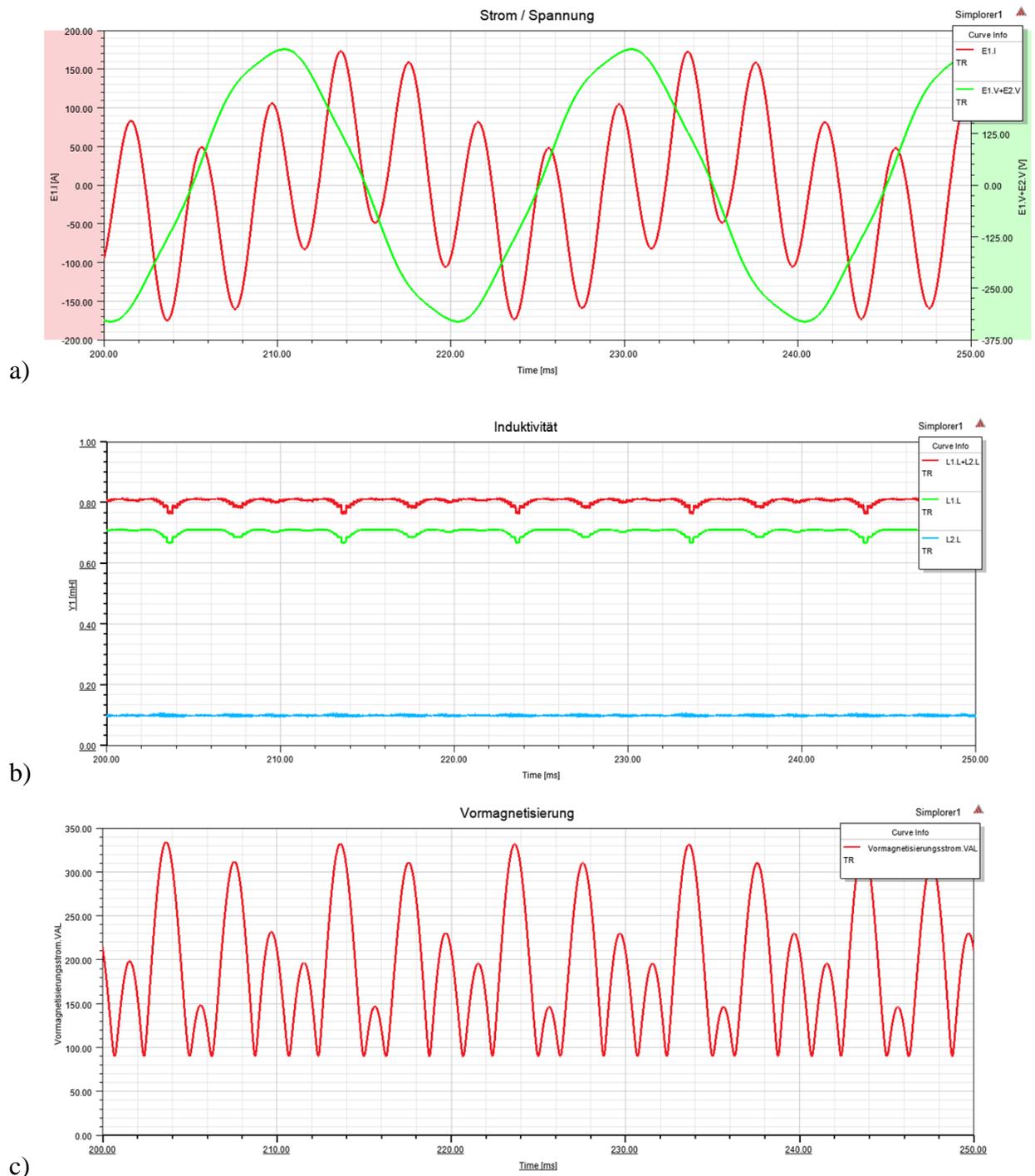


Abb. 34: Saugkreisfilter mit geregeltm Vormagnetisierungsstrom: a) Netzspannung und Eingangsstrom des Filters, b) Induktivitätsverläufe des linearen und steuerbaren Teils, c) Verlauf des Vormagnetisierungsstroms

Um die beiden Betriebsarten zwischen konstantem und geregeltm Vormagnetisierungsstrom zu vergleichen, wurde dieser über den gesamten Stellbereich der Induktivität

variiert. Dabei ist die Größe des geregelten Vormagnetisierungsstroms auf dessen Effektivwert bezogen, um diesen mit der konstanten Vormagnetisierung zu vergleichen. Die Ergebnisse des Induktivitätsverlaufs sind in Abb. 35 dargestellt. Ebenfalls ist die springende Induktivität durch die konstante Vormagnetisierung zu erkennen, welche mit steigendem Gleichstrom zur Vormagnetisierung des Kernmaterials ansteigt.

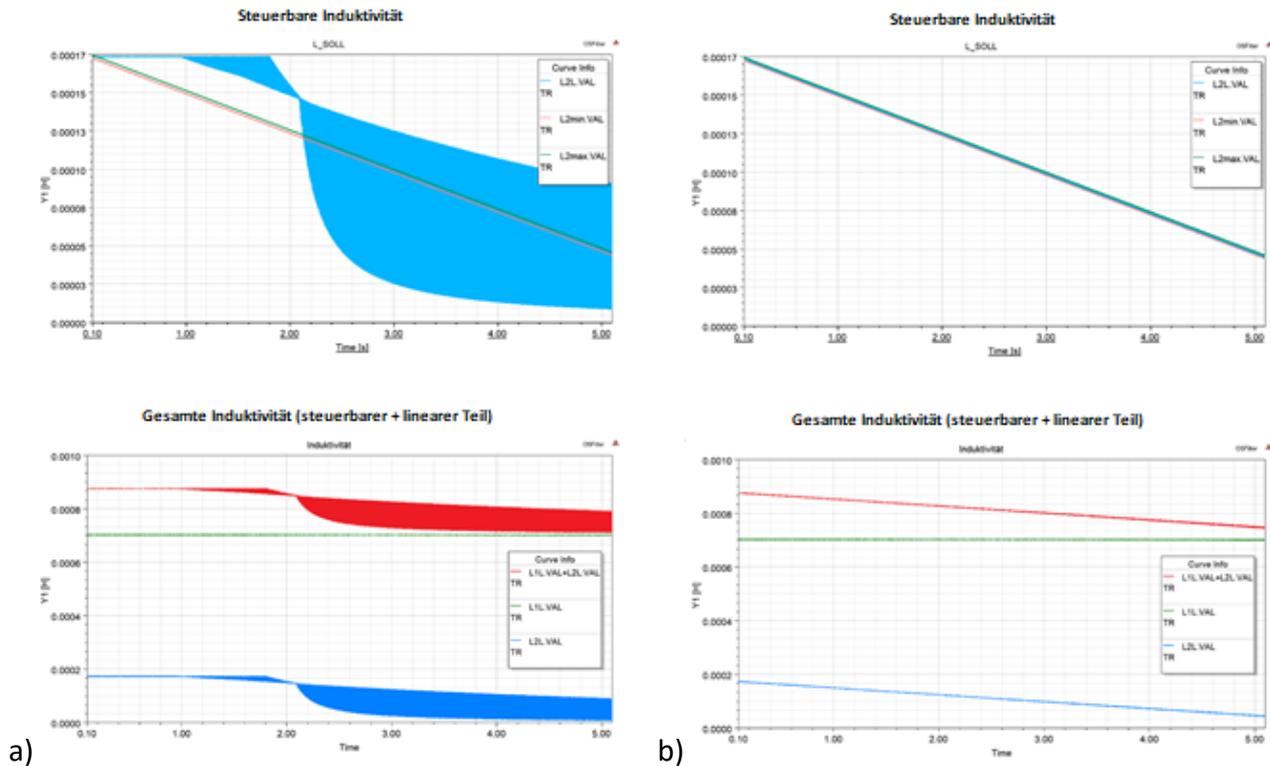
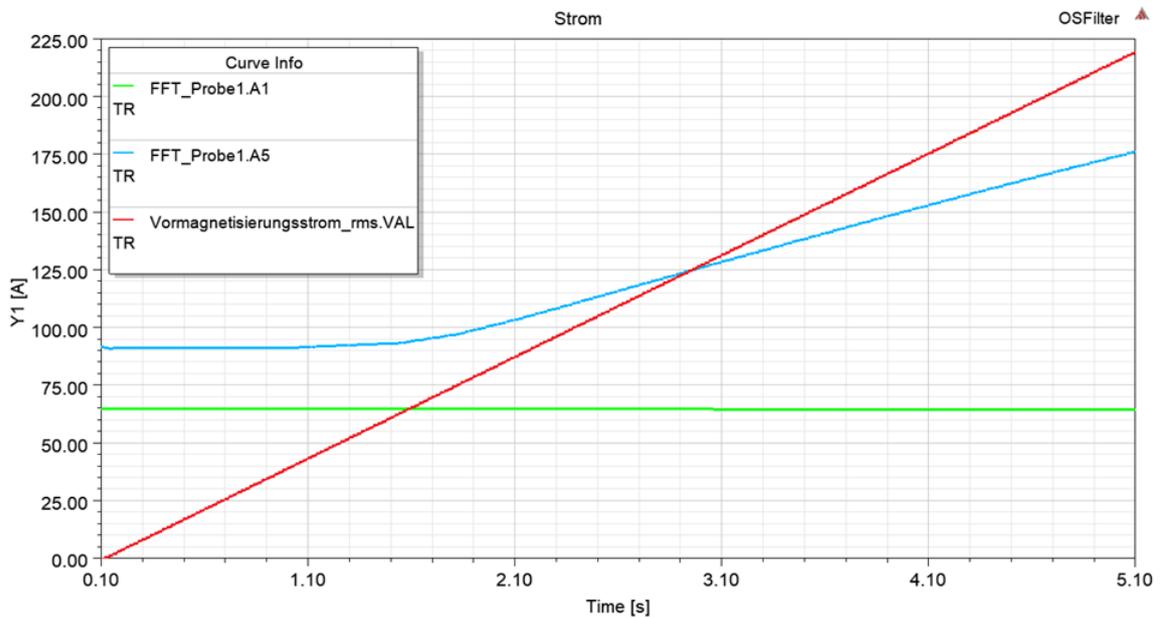


Abb. 35: Induktivitätsverläufe in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms: a) konstanter Vormagnetisierungsstrom, b) geregelter Vormagnetisierungsstrom

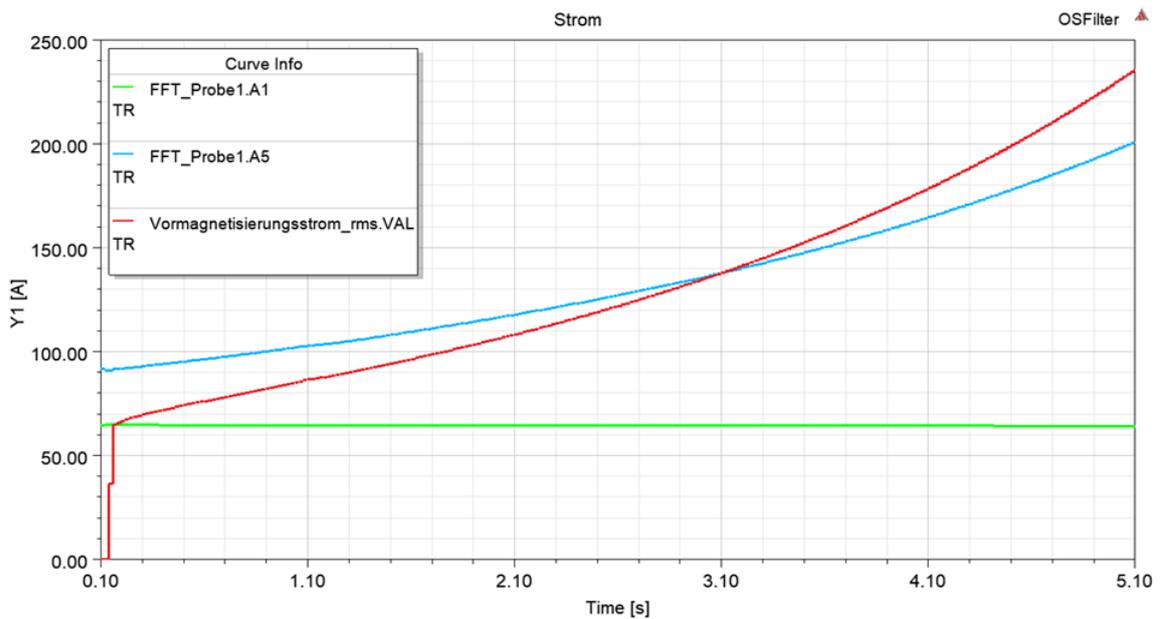
Im nächsten Schritt wurden die beiden Vormagnetisierungsarten aus Sicht des Versorgungsnetzes und Effizienz der Anlage analysiert. Dazu wurde mittels einer *FFT*-Analyse der Eingangstrom des Filters in sein Frequenzspektrum zerlegt. Dabei liegt der Fokus auf dem Grundschwingungsstrom (50 Hz-Anteil) und der fünften Stromoberschwingung (250 Hz-Anteil). Mit steigender Steurdurchflutung bzw. steigendem Vormagnetisierungsstrom bei gleichbleibender Höhe sowie Verzerrung der Netzspannung wird der Anteil der 250 Hz-Anteil im Filterstrom größer (siehe Abb. 36).

konstanter Vormagnetisierungsstrom



a)

geregelter Vormagnetisierungsstrom



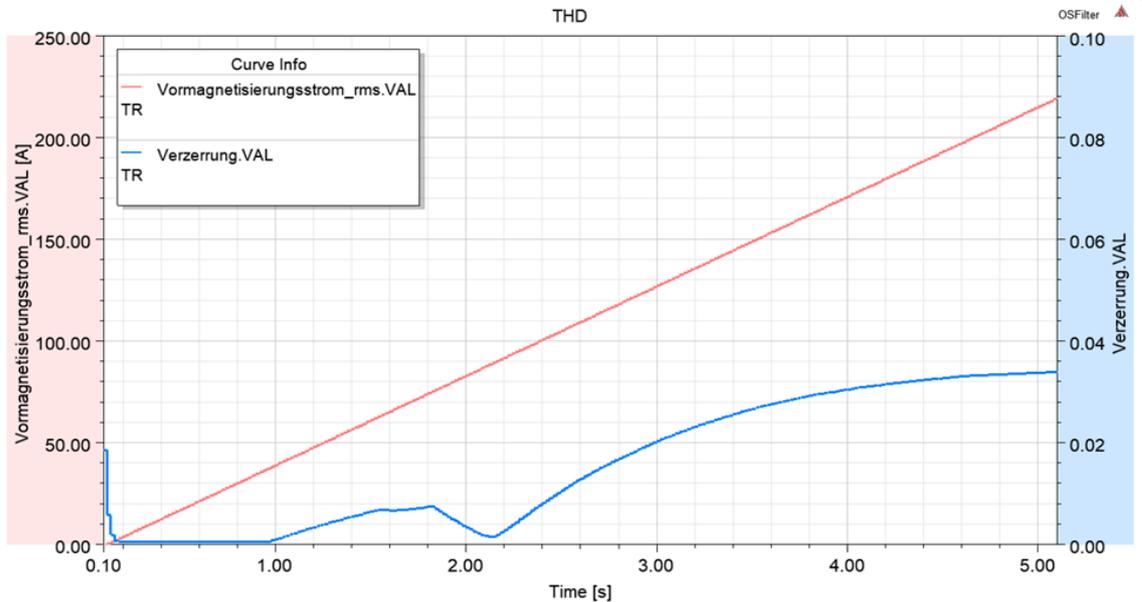
b)

Abb. 36: Effizienz bzgl. Netzstrom des 50 Hz- und 250 Hz-Anteils: a) konstanter Vormagnetisierungsstrom, b) geregelter Vormagnetisierungsstrom

Die Effizienz der Anlage wird hauptsächlich durch die Verluste des Vormagnetisierungsstroms bestimmt. Daher werden die bereitgestellten Vormagnetisierungsströme der beiden Betriebsarten miteinander verglichen, unter der Annahme, dass die Gleichstromwicklung unverändert bleibt. Die Ergebnisse hierfür sind in der Abb. 37 dargestellt, wobei der Effektivwert des Vormagnetisierungsstromes gleichbleibt. Jedoch wird mit dem regeltem

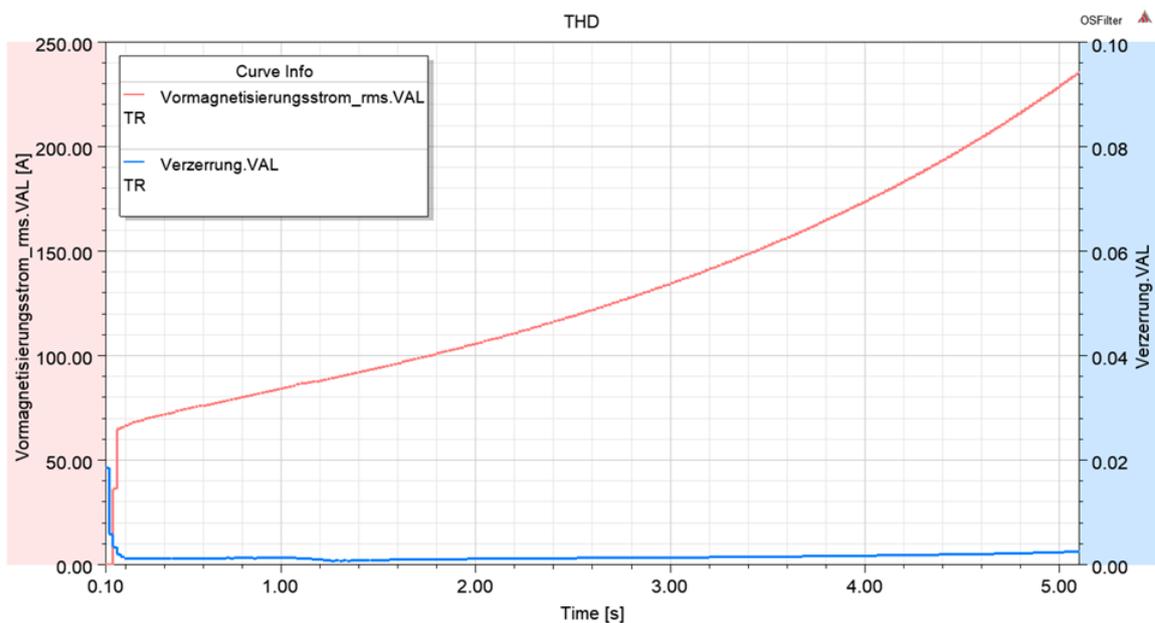
Vormagnetisierungsstrom mehr Oberschwingungsstrom des 250 Hz im Vergleich zur konstanten Vormagnetisierungsstrom entzogen

konstanter Vormagnetisierungsstrom



a)

geregelter Vormagnetisierungsstrom



b)

Abb. 37: THD_1 des Netzstroms bzgl. der Vormagnetisierungsart: a) unregelmäßiger Vormagnetisierungsstrom, b) geregelter Vormagnetisierungsstrom

Durch einem konstanten gegenüber einem geregelterm Vormagnetisierungsstrom entsteht ein THD -Gehalt von maximal 4%. Ebenso muss bei einer konstanten Vormagnetisierung im Vergleich zu einer aktiven Regelung des Vormagnetisierungsstroms ein ca. 12,5% höherer

Gleichstrom als Steuerdurchflutung bereitgestellt werden, um den gleichen Wechselstromfluss bzw. die gleiche mittlere Induktivität der Drossel zu erreichen.

Positiv dem gegenüber steht jedoch der Aufbau des benötigten Stromstellers, welcher deutlich kleiner und kostengünstiger erfolgen kann, da zum einen das Spektrum des Wechselstromanteils zur aktiven Regelung der Induktivität entfällt. Zum anderen können durch die Betriebsweise mit einem konstanten Vormagnetisierungsstrom im Versorgungsnetz alle Gleichstromwicklungen des 3-Phasen-Systems mit deren drei Induktivitäten versorgt werden. Bei einer aktiven Regelung muss der Stromsteller dreifach bzgl. der phasenverschobenen magnetischen Flüsse aufgebaut werden, um eine Linearisierung der steuerbaren Induktivität zu ermöglichen. Weiterhin kann auf eine komplexe Regelung zur Generierung des geregelten Vormagnetisierungsstromes durch die Bestimmung und Messung der magnetischen Flussmessung und damit verbundenen Peripherie verzichtet werden.

2.6.2 Auslegung und Dimensionierung des Saugkreisfilters

Im Folgenden wird genauer auf die Dimensionierung der Saugkreisfilteranlage zur Kompensation der 5. Harmonischen Stromoberschwingung eingegangen, welche für die Kompensation der verursachten Verzerrungsblindleistung und der Steuerung des Filterstromes zuständig ist. Diese bildet somit das Kernkonzept des aufgebauten Niederspannungsdemonstrators. In den Niederspannungsdemonstrator wurden insgesamt vier verschiedene Konzepte integriert, um diese hinsichtlich ihrer Filterwirkung, Funktionalität und Verlustleistung vergleichen zu können. Dabei bildet die *State-of-the-Art* Bauweise des Projektpartners *Condensator Dominit* die Vergleichsgrundlage. Auf Basis der Erkenntnisse der Betrachtung möglicher magnetischer Wirkprinzipien und den Voruntersuchungen dieser durch skalierte Funktionsmuster im Labor, wurden drei verschiedene Konzepte zur Steuerung der Induktivität im Saugkreisfilter für den Niederspannungsdemonstrator ausgewählt (siehe Kapitel 2.4). Zum einen wurde eine 3-phasige Drossel mit dem *VAG*-Konzept (siehe Kapitel 2.6.3.1) und zum anderen ein klassischer Transduktor auf Basis des *MCR*-Konzepts (siehe Kapitel 2.6.3.2) aufgebaut. Dieser besteht aus drei 1-phasigen Drosseln mit jeweils zwei verschiedenen magnetischen Ringkernen. Durch Parallelschaltung bzw. Reihenschaltung der Hauptwicklungen des klassischen Transduktors wurde zwei verschiedene Varianten mit unterschiedlicher Wirkung aufgebaut (siehe Kapitel 2.4.2 und 2.6.3.2). Im Folgenden wird ein Überblick über die Auslegung und den elektrischen Aufbau der Saugkreisfilter der verschiedenen Konzepte gegeben.

Beim *State-of-the-Art*-Konzept werden mit Hilfe von mechanischen Schaltern (Schützen) Kapazitäten zur gestuften Steuerung der Filterimpedanz und des Filterstroms eingesetzt

(siehe Kapitel 2.3.3). Der Vorteil hierbei liegt in der Vereinfachung der Auslegung für das Kundennetz. Bei starren (nicht steuerbaren) passiven Filteranlagen ist eine genaue Kenntnis der Netzdaten des Kunden oder sogar eine Messung im jeweiligen Kundennetz erforderlich, um die Filteranlage korrekt dimensionieren zu können. Hier liegt der Vorteil des gestuft steuerbaren Saugkreisfilters. In Abhängigkeit der Belastung des Netzes durch Stromüberschwingungen und einer daraus entstehenden Spannungsverzerrung, kann die spannungsgeführte Filteranlage durch Messung des Filterstroms eine entsprechende Filterstufe einstellen. Dadurch wird der Filter nur bis zum max. Nennstrom ausgelastet und kann je nach Last umgeschaltet werden. Im Vergleich zu einer starren Filteranlage wird hier die Dimensionierung erleichtert, da man Filtereinheiten mit einem max. Filterstrom modular aufbauen kann und die Ausnutzung der Filteranlage durch das Umschalten der Stufen verbessert wird.

Die elektrische Auslegung der Filteranlage mit dem gestuften Konzept (*State-of-the-Art*) erfolgte in Absprache mit den Projektpartnern *Ruhstrat* und *Condensator Dominit*. Im Wesentlichen besteht dieser aus der Serienschaltung einer 3-phasigen Drossel und mehrerer paralleler 3-phasiger Kondensatoren. Diese können je nach Filterstufe mit mech. Schaltern (Schützen) zu- oder abgeschaltet werden, um die Resonanzfrequenz und somit die Impedanz des Saugkreises in Stufen zu verändern. Das entsprechende elektrische Ersatzschaltbild mit der Dimensionierung des Saugkreisfilters in der *State-of-the-Art*-Bauweise ist in Abb. 38 dargestellt.

Nach Abstimmung mit den Projektpartnern *Ruhstrat* und *Condensator Dominit* wurde ein OberschwingungsfILTER zur Filterung der 5. Harmonischen mit einem Filterstrom von 100 A bei einer Frequenz von 250 Hz ausgelegt. Dies stellt bei *Condensator Dominit* ein reales Produkt des Oberschwingungsfilters *SΦFIA®mod-400/50-100-H5* in modularer Bauweise dar. Da die Filteranlage ebenfalls eine Impedanz für die Grundschwingung besitzt, nimmt diese einen Leerlaufstrom von ca. 45 A bis 52 A mit 50 Hz auf. Dieser muss bei der Auslegung des Filters mitberücksichtigt werden, da Drossel und Kondensatoren entsprechend auf den höheren geometrischen Summenstrom aus 50 Hz, 250 Hz sowie ggf. weiteren harmonischen Stromüberschwingungen ausgelegt werden müssen. Dadurch wurde in diesem Fall die Filtereinheit (Drossel und Kondensatoren) für einen geometrischen Summenstrom (Effektivwert des Grund- und Oberschwingungsstroms) von 120 A ausgelegt.

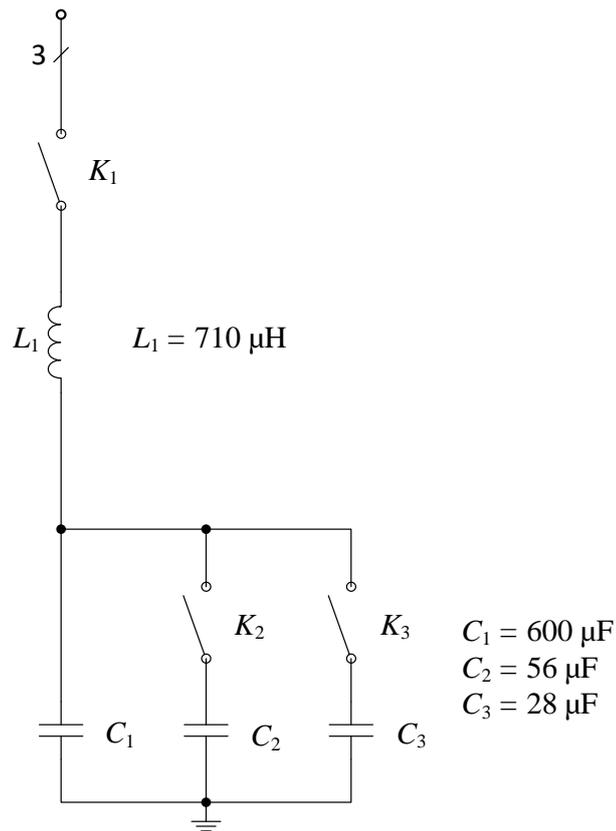


Abb. 38: Dimensionierung des Filterkreises in der State-of-the-Art Bauweise (gestuftes Konzept)

Der Saugkreisfilter besitzt neben der Induktivität von 710 µH und einer großen Kapazität 600 µF zwei weitere zu- oder abschaltbare kleinere Kapazitäten von 56 µF und 28 µF. Daraus gehen insgesamt vier mögliche Schaltzustände hervor und damit ist eine Verstellung der Resonanzfrequenz f_{Res} bzw. Impedanz Z_{Ges} bei 250 Hz in vier Stufen möglich (siehe Tab. 8).

Stufe	Resonanzfrequenz f_{Res}	Impedanz Z_{Ges} bei $f = 250 \text{ Hz}$	Schaltkombination	Gesamtkapazität C_{ges}	Induktivität L_1
1	228,4 Hz	182 mΩ	K ₁ , K ₂ , K ₃ ein	682 µF	710 µH
2	233,4 Hz	142 mΩ	K ₁ , K ₂ ein	654 µF	710 µH
3	238,4 Hz	102 mΩ	K ₁ , K ₃ ein	628 µF	710 µH
4	245,9 Hz	54 mΩ	K ₁ ein	600 µF	710 µH

Tab. 8: Auslegung des gestuften Filterkonzepts mit Resonanzfrequenzen

Dabei startet die Resonanzfrequenz bei 228,38 Hz im mit max. kapazitiver Impedanz und durch sukzessives Ab- und Zuschalten der Kondensatoren entsprechend der Tab. 8 nähert

sich die Resonanzfrequenz des Filters der Frequenz der zu kompensierenden Oberschwingung von 250 Hz immer weiter an. In der 4. Stufe besitzt der Saugkreis eine max. Abstimmfrequenz von 245,85 Hz. Dadurch wird sichergestellt, dass die Resonanzfrequenz von 250 Hz nicht durchfahren wird, da bei einer abgestimmten Reihenresonanz nur noch der Wirkwiderstand der Bauelemente den Filterstrom begrenzen würde. Ein entsprechender Sicherheitsabstand zur Resonanzfrequenz verhindert somit eine thermische Überlastung des spannungsgeführten Filters. Folglich ergibt sich hierbei ein Stellbereich der Gesamtkapazität von ca. 12% und ein Stellbereich der Resonanzfrequenz von insgesamt 7%. Diese Dimensionierung wird vom Projektpartner *Condensator Dominitt* erfolgreich in Filteranlagen eingesetzt und dient als Grundlage für den Aufbau der Saugkreisfilter mit den steuerbaren Induktivitäten.

Um die *State-of-the-Art*-Bauweise mit den Varianten eines Saugkreisfilters mit steuerbarer Induktivität vergleichen zu können, wurden die Kondensatoren des *State-of-the-Art* Saugkreises ebenfalls für die Varianten mit der steuerbaren Induktivität verwendet und die Auslegung der steuerbaren Drosseln erfolgte derart, so dass ein ähnlicher Stellbereich der Resonanzfrequenz möglich ist. Im aufgebauten Niederspannungsdemonstrator (siehe Kapitel 2.6.5) lassen sich die einzelnen Konzepte über mechanische Schalter (Schütze) umschalten und ermöglichen somit eine hohe Flexibilität ohne Wartezeiten durch ggf. Umbaumaßnahmen.

Für die Variante mit der steuerbaren Induktivität mit Hilfe des *VAG*-Konzepts wurde ein Stellbereich der Drossel von ca. 14% festgelegt. Für diese Variante wurde in Abstimmung mit der *Universität Kassel* von der Firma *Ruhstrat* eine Drossel mit einer Induktivität von 824 μH im nicht vormagnetisierten Zustand ausgelegt (siehe Kapitel 2.6.3.1). Diese ersetzte die Drossel im *State-of-the-Art*-Konzept mit 710 μH . Durch die Vormagnetisierung des Kernmaterials mit Hilfe der Gleichstromwicklung war mit einer Absenkung der Induktivität der steuerbaren Drossel auf 710 μH zu rechnen. Die Kapazität im Reihenschwingkreis bildet der Kondensator mit 600 μF aus dem *State-of-the-Art*-Konzept. Durch diese Dimensionierung ergibt sich wiederum im Vergleich zu *State-of-the-Art*-Bauweise der gleiche Stellbereich der Impedanz des spannungsgeführten Oberschwingungsfilters und demnach ebenfalls die gleiche Saugwirkung bzgl. der 5. Harmonischen. Aufgrund der steuerbaren Drossel kommt es zu einer Vereinfachung des Saugkreises, der im Vergleich zur *State-of-the-Art*-Bauweise nur noch aus der magnetisch steuerbaren Drossel und dem Kondensator besteht. Vorteilhaft hierbei ist, dass keine zusätzlichen mechanischen Schalter und zusätzliche Kondensatoren zur Umschaltung der Stufen benötigt werden. Weiterhin ist damit eine kontinuierliche Einstellung des Filterstroms bzw. der

Abstimmfrequenz des Filters auf die zu kompensierenden Oberschwingungsanteile des Laststroms möglich. Der veränderte Saugkreisfilter mit der steuerbaren Drossel mit dem VAG-Konzept ist in Abb. 39 dargestellt.

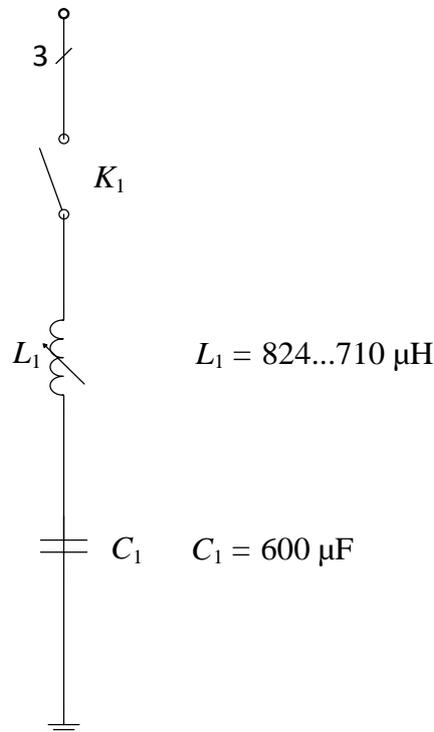


Abb. 39: Dimensionierung des Filterkreises mit der steuerbaren Drossel durch das VAG-Konzept

Durch den Stellbereich der Induktivität der VAG-Drossel von insgesamt ca. 14% ergibt sich eine kontinuierliche Verstellung der Resonanzfrequenz des Filters von $f_{\text{res}} = 226,35 \text{ Hz}$ im nicht vormagnetisierten Zustand bis zu einer Resonanzfrequenz im vormagnetisierten Zustand von $f_{\text{res}} = 243,85 \text{ Hz}$ (siehe Tab. 9). Dadurch lässt sich der Eingangsstrom des Filters im Vergleich zum *State-of-the-Art*-Konzept an die wechselnden Belastungen durch netz- oder lastseitige Oberschwingungsströme anpassen. Die Filtereinheit kann auf diese Weise immer optimal ausgelastet werden. Bei Überschreitung des max. Filterstroms kann die Impedanz des Filterkreises kontinuierlich reduziert werden, so dass die Filterkapazität ausgeschöpft werden kann und ein Eingangsstrom von 120 A erreicht bzw. aufrechterhalten wird.

Stellbereich durch Vormagnetisierung	Resonanzfrequenz f_{res}	Impedanz Z_{Ges} bei $f = 250 \text{ Hz}$	Steuerbare Induktivität L_1	Kapazität C_1
Start (ohne Vormagnetisierung)	226,4 Hz	233 m Ω	824 μH	600 μF
Ende (mit max. Vormagnetisierung)	243,9 Hz	54 m Ω	710 μH	600 μF

Tab. 9: Auslegung des steuerbaren Filterkonzepts mit Hilfe des VAG-Konzepts

Beim entwickelten Demonstrator mit dem *MCR*-Konzept wird die Induktivität des Reihenschwingkreises auf einen konstanten und einen steuerbaren Anteil aufgeteilt. Für den konstanten Teil wird die Drossel aus dem *State-of-the-Art* mit $L_3 = 710 \mu\text{H}$ verwendet. Da das *MCR*-Konzept aus drei 1-phasigen Induktivitäten in Ringkernbauweise mit einem hoch permeablen Kernmaterial mit einer Z-förmigen Kennlinie ohne Luftspalt besteht, besitzt der Transduktor eine sehr hohe Impedanz respektive Induktivität im nicht vormagnetisierten Zustand (siehe Auslegung in Kapitel 2.6.3.2). Dadurch wirkt dieser für den Wechselstrom des Filters sperrend und es wurde eine weitere parallel geschaltete Drossel benötigt, um der hohen Startinduktivität des Transduktors entgegen zu wirken. Für diesen Zweck wurde eine Drossel mit einer konstanten Induktivität von 114 μH parallel zu den drei 1-phasigen Transduktoren geschaltet. Dadurch erhält man wiederum analog zum *VAG*-Konzept eine Startinduktivität von ca. 824 μH in der Reihenschaltung mit der konstanten Induktivität von 710 μH . Im aufgebauten Niederspannungsdemonstrator wurden beide Varianten der Verschaltung der Wechselstromwicklung hinsichtlich ihres Durchgriffs der Steuerdurchflutung Θ_{DC} auf die Induktivität untersucht. Der elektrische Aufbau des Filterkreises mit dem *MCR*-Konzept ist in Abb. 40 dargestellt.

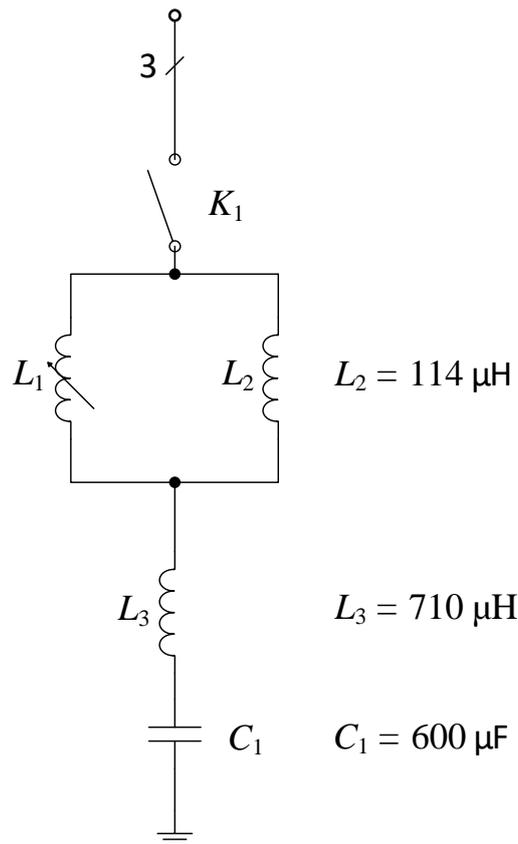


Abb. 40: Dimensionierung des Filterkreises mit der steuerbaren Drossel durch das MCR-Konzept (Transduktor)

Analog zur Bauweise des Filterkreises mit dem VAG-Konzept wurde der Filterkreis auf einen Stellbereich der Gesamtinduktivität von ca. 13-14% ausgelegt. Dabei wurde angenommen, dass sich die Induktivität der Parallelschaltung aus Transduktor und der Drossel zur Einstellung der Startinduktivität auf etwa 5% absenken lässt. Dieser Effekt lässt sich durch die Vormagnetisierung bzw. Sättigung des Transduktors erreichen. Bei einer vollständigen Sättigung des Materials lässt die Induktivität des Transduktors stark absinken (siehe Kapitel 2.4.2). Durch die Parallelschaltung des Transduktors mit der Drossel zur Einstellung der Startinduktivität wirkt dieser Effekt wie ein „Kurzschließen“ der konstanten Induktivität der Drossel. Folglich ist analog zum VAG-Konzept in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstroms ein stufenloses Verstellen der Induktivität der Parallelschaltung bzw. der Filterimpedanz möglich.

Weiterhin besitzt der Transduktor in Parallel- oder Reihenschaltung durch die Aufteilung der Induktivität auf einen konstanten und einen steuerbaren Teil den Vorteil der Auslegung des Saugkreises auf eine max. und minimale Abstimmfrequenz. Die maximale Resonanzfrequenz des Saugkreises wird von der minimalen Gesamtinduktivität begrenzt, die durch den konstanten Anteil auf $710 \mu\text{H}$ begrenzt ist. Aufgrund der Parallelschaltung des Transduktors

mit der konstanten Drossel mit $114 \mu\text{H}$ ist ebenfalls die Resonanzfrequenz beim Start nach unten hin begrenzt. Dadurch wird im Durchfahren der Resonanzfrequenz von 250 Hz mit der damit verbundenen thermischen Belastung des Filterkreises verhindert. Beim VAG-Konzept hingegen ist ein Durchfahren der Resonanzfrequenz möglich, sofern der Vormagnetisierungsstrom nicht begrenzt wird. Die Auslegung des steuerbaren Filterkonzepts mit Hilfe des MCR-Konzepts mit dem Stellbereich der Resonanzfrequenz ist in Tab. 10 dargestellt.

Stellbereich durch Vormagnetisierung	Resonanzfrequenz f_{res}	Impedanz Z_{Ges} bei $f = 250 \text{ Hz}$	Steuerbare Induktivität $L_1 L_2$	Induktivität L_3	Kapazität C_1
Start (ohne Vormagnetisierung)	226,4 Hz	233 m Ω	$\sim 114 \mu\text{H}$	710 μH	600 μF
Ende (mit max. Vormagnetisierung)	242,9 Hz	63 m Ω	$\sim 5,7 \mu\text{H}$	710 μH	600 μF

Tab. 10: Auslegung des steuerbaren Filterkonzepts mit Hilfe des MCR-Konzepts

2.6.3 Auslegung der magnetischen Stellglieder

Die Auswahl und Auslegung der magnetischen Stellglieder mit den beiden Wirkkonzepten für den Einsatz im Saugkreisfilter bilden den Kern des Gesamtvorhabens und des aufgebauten Niederspannungsdemonstrators. Die Auswahl der Wirkkonzepte erfolgte auf Basis der Ergebnisse im Rahmen der Voruntersuchungen an den Funktionsmustern (siehe Kapitel 2.4). Im Folgenden wird näher auf die Auslegung der steuerbaren Drosseln mit dem VAG-Konzept und dem klassischen Transduktor (MCR-Konzept) eingegangen. Aus der Dimensionierung des Saugkreises (siehe Kapitel 2.6.2) gehen die Rahmenbedingungen und elektrischen Daten für die magnetischen Stellglieder hervor.

2.6.3.1 Auslegung und Darstellung der magnetisch steuerbaren Drossel mit dem VAG-Konzept

Um eine steuerbare Drossel in der höheren Leistungsklasse zu erhalten, kann das VAG-Konzept in eine herkömmliche Dreiphasendrossel unter Verwendung eines gängigen Dreischenkels implementiert werden. Die Auslegung der Drossel erfolgte auf eine Induktivität von $824 \mu\text{H}$ im nicht-vormagnetisierten Zustand (Startinduktivität). Für die Anwendung als Stellglied in der Saugkreisfilteranlage wurde ein Stellbereich von ca. 14% der Induktivität benötigt (siehe Kapitel 2.7.2), der über die Vormagnetisierung des Kernmaterials mit einem Gleichstrom bereitgestellt wird. Daraus ergibt sich eine Induktivität von ca. $710 \mu\text{H}$ bei max.

Vormagnetisierungsstrom. Der größte Vorteil hierbei besteht darin, dass die Einstellung der Startinduktivität über den vorhandenen Luftspalt erfolgt, welches bspw. bei einem Transduktor (*MCR-Konzept*) bedingt durch den geschlossenen Eisenkreis (ohne Luftspalt) nicht möglich ist. Weiterhin erfolgt durch diese Bauweise weder eine Erhöhung des Bedarfs an Wicklungsmaterial der Wechselstromwicklung noch an Kernmaterial des Magnetkreises. Unter der Voraussetzung der Symmetrie der anliegenden 3-phasigen Netzspannung heben sich die induzierten Spannungen in der Gleichstromwicklung auf und es ist hier als vorteilig zu nennen, dass keine steuerungstechnischen Maßnahmen zur Reduzierung der induzierten Spannungen im Steuerkreis nötig sind und keine zusätzliche Drossel zur Unterdrückung von Wechselströmen benötigt wird.

Das *VAG-Konzept* nutzt zur Steuerung der Induktivität einer Drossel eine Gleichstromwicklung, welche über Bohrungen quer durch das Kernmaterial verläuft (siehe Kapitel 2.4). Dadurch ergibt sich eine Problematik hinsichtlich der Integration dieses Konzepts in eine Standardbaumform 3-schenkiger Drosseln. Die Gleichstromwicklung kann hierbei nicht wie sonst üblich maschinell, sondern nur manuell durch die Bohrungen des Kerns gewickelt werden. Eine weitere Herausforderung liegt im begrenzten Bauraum für die Gleichstromwicklung, da typischerweise die Wechselstromwicklung in einer 3-schenkigen Ausführung der Drossel, alle drei Schenkel vollständig bedeckt. Daher muss eine Anordnung der Gleichstromwicklung unterhalb der Wechselstromwicklung in den Schenkeln des Kerns erfolgen. Bei der durch die *Universität Kassel* entwickelten neuartigen Lösung liegt die Gleichstromwicklung unterhalb der Wechselstromwicklung und zur Vormagnetisierung des Kernmaterials werden die vorhandenen Haltebolzen im Blechpaket genutzt. Dadurch wurde die Implementierung des *VAG-Konzeptes* in eine Standard-Dreiphasendrossel erreicht, indem die Haltebolzen zur mechanischen Stabilisierung des segmentierten Blechpakets miteinander elektrisch verschaltet werden und zusätzlich als Gleichstromwicklung dienen. In Abb. 41 ist die steuerbare 3-phasige Drossel mit dem implementierten *VAG-Konzept* dargestellt. Am oberen und unteren Joch sind die Gleichstromanschlüsse markiert, die zur Vormagnetisierung des Kernmaterials verwendet wurden.



Abb. 41: Steuerbare 3-phasige Drossel mit dem VAG-Konzept

Zur Implementierung des VAG-Konzeptes nutzt man die einzelnen Blechpakete, welche sich zwischen den Bereichen der Segmentierung des Luftspaltes befinden, wie dieses in Abb. 42 dargestellt ist. Die Einprägung des Steuerdurchflutung in die Blechpakete erfolgt dabei über die Bestromung der Haltebolzen, welche das Blechpaket mechanisch fixieren. Diese befinden sind in der Regel in der Mitte der Blechabschnitte, wobei diese Blechpakete eine nahezu quadratische Geometrie besitzen. Hierunter kann der Vormagnetisierungsstrom ein Maximum an Volumen der Kernbereiche nutzen. Zur besseren elektrischen Leitfähigkeit der Haltebolzen werden die Stahlbolzen durch Messingbolzen ersetzt, um die Vormagnetisierungsverluste zu senken. Hierbei ist weiterhin die Forderung an eine mechanische Befestigung unter Erhöhung der Energieeffizienz gegeben. Abb. 42 zeigt die Implementierung der Gleichstromwicklung unterhalb der Wechselstromwicklung zur Vormagnetisierung des Kernmaterials über die Haltebolzen zur mech. Befestigung der Blechpakete.



Abb. 42: Implementierung des VAG-Konzepts mit Hilfe der Haltebolzen zur mech. Befestigung der Blechpakete

Die Haltebolzen mit einem Durchmesser von 12 mm werden seitlich an der Stahlkonstruktion in einer Reihenschaltung miteinander über Kupferschienen verbunden, so dass der Vormagnetisierungsstrom abwechselnd in seiner Richtung durch die Blechpakete fließt. Durch die Verteilung des Luftspalts auf fünf einzelne Luftspalte je Phase bzw. Schenkel, ergeben sich insgesamt 12 Bohrungen (4 pro Schenkel) unterhalb der Wechselstromwicklung, die zur Vormagnetisierung des Kernmaterials genutzt werden können. Die Luftspaltlänge pro Phase bzw. Schenkel beträgt dabei $\delta = 2,8$ mm. Über diese Vormagnetisierungsabschnitte wird die Wechselstromwicklung platziert, wie in der Standardbauform. Die Windungszahl der Wechselstromwicklung pro Phase beträgt $N_{AC} = 17$. Dabei bestehen die Wicklungen aus einer einzigen Lage und besteht aus einem rechteckigem Leiterprofil aus Kupfer mit einem Querschnitt von $12,7 \times 2,8$ mm. Zur Auslegung dieser steuerbaren Drossel wird zusätzlich neben den elektrischen Parametern zur Standardauslegung einer Drossel durch die Wechselstrombelastung die Anzahl der Blechpaketsegmente eines Schenkels und der gewünschte Stellbereich der Impedanz benötigt. Hierüber kann die Bestimmung der Höhe des Vormagnetisierungsstroms mit dem Mindestquerschnitt der Haltebolzen erfolgen. Als Kernmaterial für die Drossel wurde das Elektroband der Güte *M150-30S* ausgewählt. Dies ist ein kornorientiertes Elektroblech mit höherer Permeabilität und besitzt geringe spez. Kernverluste von max. 1,5 W/kg bei einer Frequenz von 50 Hz und einer magnetischen Flussdichte von 1,5 T. In Abb. 43 ist die 3-

phasige steuerbare Drossel mit VAG-Konzept und Segmentierung des Kernmaterials schematisch dargestellt.

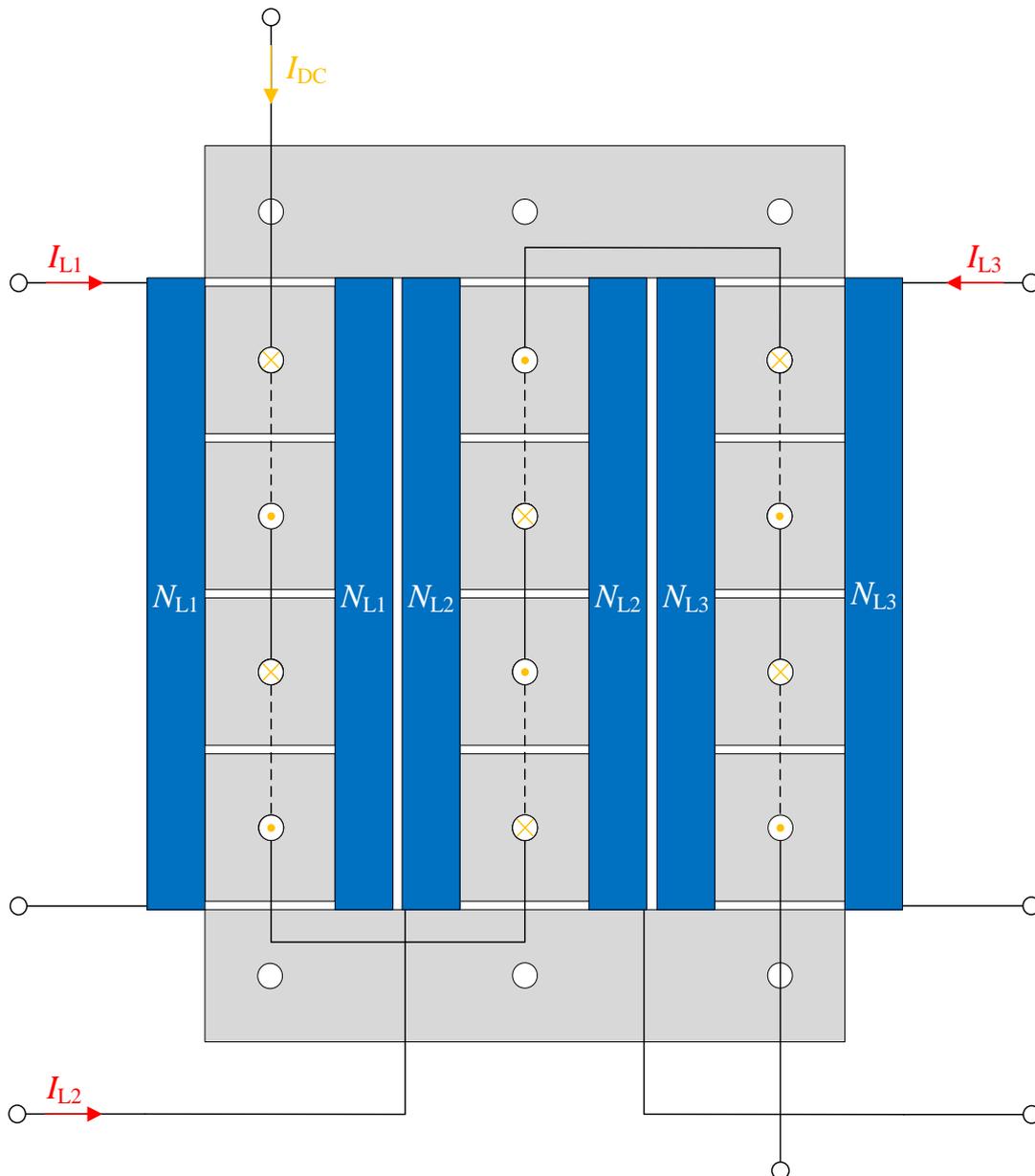


Abb. 43: Schematische Darstellung der steuerbaren 3-phasigen Drossel mit VAG-Konzept

Vorteilhaft an dieser Variante ist die Integration des VAG-Konzepts in die Standardbauform einer Drossel, ohne das Kernvolumen zu vergrößern oder die Wechselstromwicklung anpassen zu müssen. Dadurch verändert sich das Bauvolumen im Vergleich zu einer Drossel mit konstanter Induktivität nicht. Nachteilig sind hier der geringere Durchgriff des Gleichstroms auf den Wechselstrom und die transformatorische Induktion von Spannungen in den Steuerkreis, die aber im Vergleich zum MCR-Konzept in Reihenschaltung durch das Spannungsübersetzungsverhältnis von $\ddot{u} = \frac{N_{DC}}{N_{AC}} = \frac{2}{17} \approx 0,18$ mit $N_{DC} = \frac{\text{Anzahl der Bohrungen}}{2}$ sehr

gering ausfallen. Darüber hinaus kann bei einem 3-schenkigen Aufbau der Drossel näherungsweise davon ausgegangen werden, dass sich die magnetischen Flüsse bei symmetrischer Erregung der einzelnen Phasen gegenseitig im Joch des Kerns eliminieren. Dadurch können keine bzw. nur sehr geringe Spannungen von der Wechselstrom- auf die Gleichspannungsseite transformiert werden. Abb. 44 zeigt das 1-phasige elektrische Ersatzschaltbild der steuerbaren Drossel mit VAG-Konzept und Vormagnetisierungswicklung quer durch das Kernmaterial.

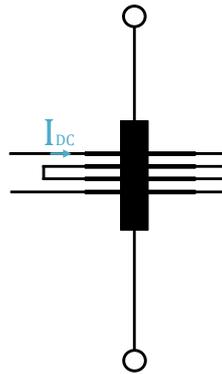


Abb. 44: Elektrisches Ersatzschaltbild der steuerbaren Drossel mit VAG-Konzept

Nachfolgend werden die elektrischen Daten der 3-phasigen Drossel mit VAG-Konzept in Tab. 11 zusammengefasst.

Startinduktivität (nicht vormagnetisiert)	824 μ H
Frequenz	50 Hz
Nennstrom	120 A
Nennimpedanz	0,3 Ω / 50 Hz
Nennspannung	52,8 V
Nennleistung	11,18 kVAr
Luftspaltlänge je Schenkel	2,8 mm
Gesamte Luftspaltlänge	8,4 mm
Gesamte Eisenweglänge	446 mm
Anzahl der Windungen je Phase	17
Max. magnetische Flussdichte	1,24 T
Querschnittsfläche des Kernmaterials	0,00665 m ²

Tab. 11: Elektrische Daten der 3-phasigen Drossel mit VAG-Konzept

Betrachtet man die Ψ - I Kennlinien in Abb. 45 a) mit dem eingepprägten Gleichstrom der Haltebolzen des VAG-Konzeptes wird die Scherung der Magnetisierungskennlinie deutlich.

Dieser Effekt entspricht einem verstellbaren Luftspalt, wobei ein mechanisch verstellbarer Luftspalt an dieser Stelle bedingt durch die wirkenden Kräfte des Blechpaketes technisch nicht möglich wäre. Aus Abb. 45 b) lässt sich schlussfolgern, dass für eine Absenkung der Induktivität auf $L = 710 \mu\text{H}$ ein max. Vormagnetisierungsstrom von $I_{\text{DC}} = 200 \text{ A}$ benötigt wird.

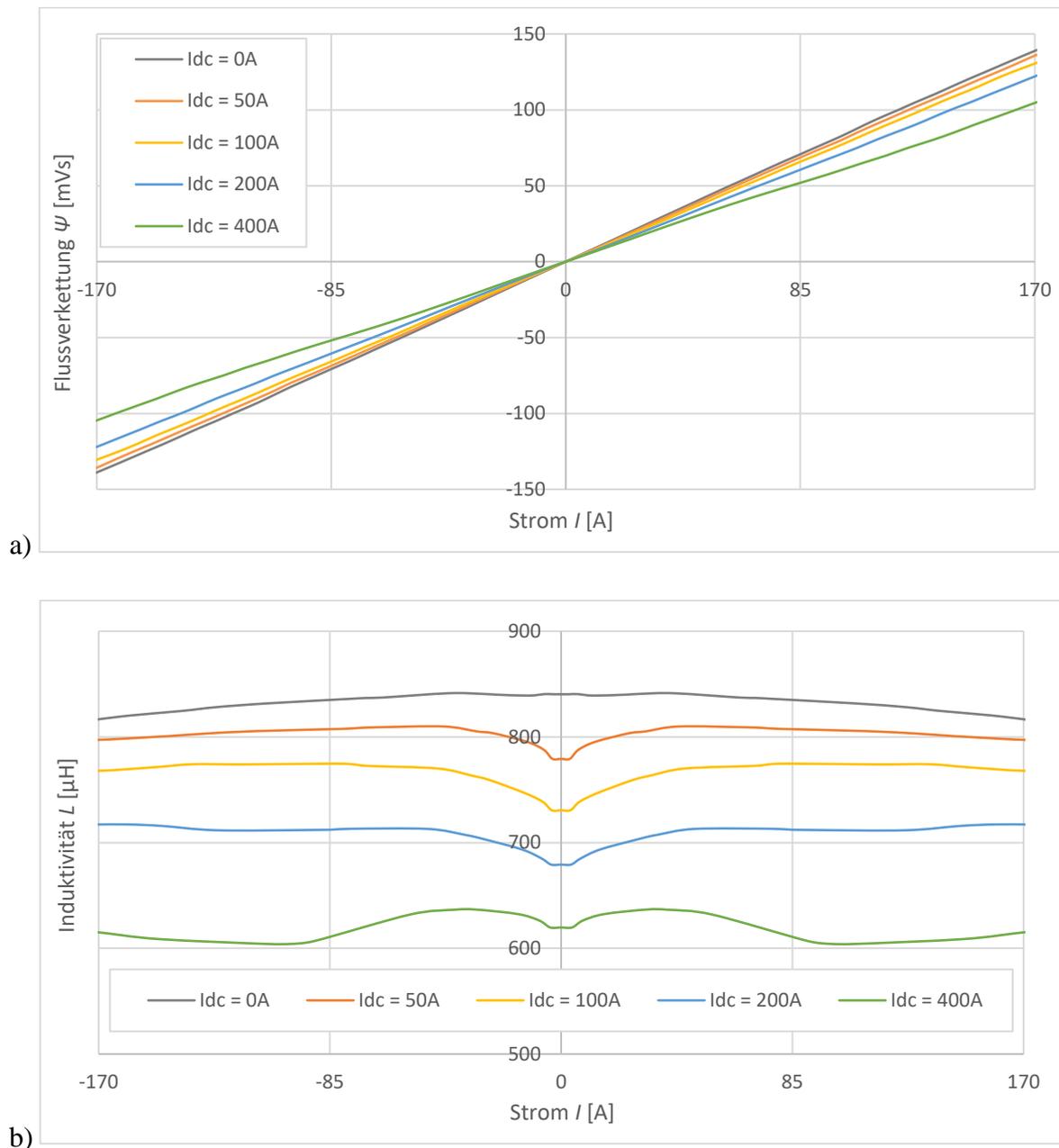


Abb. 45: Kennlinien der steuerbaren Drossel mit VAG-Konzept in Abhängigkeit des Vormagnetisierungsstromes: a) Ψ -I-Kennlinien, b) L-I-Kennlinien

Die Scherung der Kennlinie des VAG-Konzepts mittels modifizierter Haltebolzen entspricht jedoch gleichermaßen einer Scherung eines theoretisch vergrößerten Luftspaltes. Die Kennlinien weisen selbst bei hohem Vormagnetisierungsstrom eine hohe Linearität auf, was

sich wiederum sehr positiv auf etwaige Netzrückwirkungen auswirkt. Aufgrund der näherungsweise linearen Magnetisierungskennlinie weist der Drosselstrom selbst bei starker Vormagnetisierung nur eine geringe Verzerrung auf. Mit zunehmender Absenkung der Impedanz der Induktivität ist mit einer vergrößerten Nicht-Linearität zu rechnen. Bei hinreichend geringer Vormagnetisierung des Kernmaterials überwiegt der lineare Anteil der Induktivität, die über den realen Luftspalt definiert.

Der beschriebene Effekt der scheinbaren Vergrößerung des Luftspalts kann in eine äquivalente reale Luftspalllänge umgerechnet werden, wie es in Abb. 46 dargestellt ist. Hierbei wird jedoch deutlich, dass das VAG-Konzept nicht linear über den gesamten Strombereich der Wechselstromwicklung wirkt. Es ist mit zunehmenden Strom mit einer Abschwächung der Impedanzabsenkung zu rechnen. Da diese Abschwächung jedoch unter 15% liegt, kann die entwickelte steuerbare Drossel in einem breiten Arbeitsgebiet Anwendung finden.

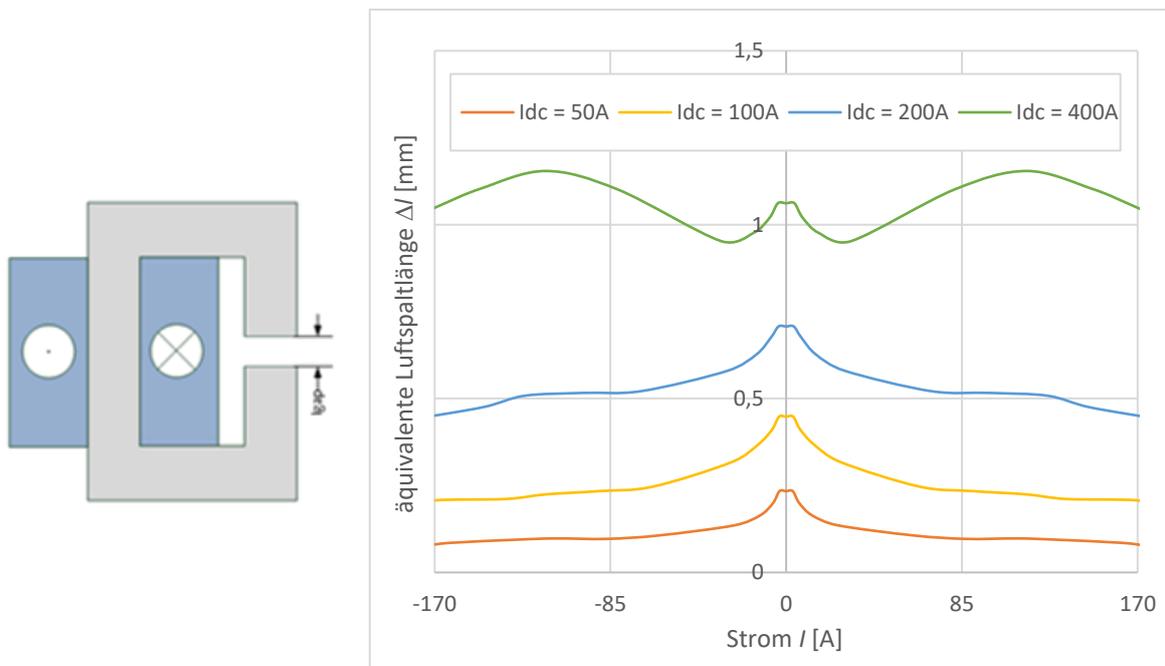


Abb. 46: Umrechnung des virtuellen Luftspalts in eine äquivalente Luftspalllänge

2.6.3.2 Auslegung und Darstellung der magnetisch steuerbaren Drossel mit dem MCR-Konzept (Transduktor)

Zur Integration des MCR-Konzepts als magnetisches Stellglied in den Filterkreis wurde die Gesamtinduktivität des Filterkreises auf einen konstanten und einen steuerbaren Teil aufgeteilt, da der entwickelte Transduktor eine sehr hohe Impedanz aufgrund des geschlossenen Eisenkreises (ohne Luftspalt) besitzt. Zur Einstellung der Startinduktivität wurde neben der konstanten Drossel mit $710 \mu H$ in Reihenschaltung eine Standarddrossel mit $114 \mu H$ parallel

zum magnetischen Stellglied, dem Transduktor, geschaltet (siehe Auslegung des Saugkreises in Kapitel 2.6.2). Nachfolgend werden lediglich das magnetische Design sowie die Auslegung des Transduktors als magnetisches Stellglied betrachtet.

Das *MCR*-Konzept besteht, wie bereits zuvor in Kapitel 2.6.2 dargestellt, aus insgesamt drei 1-phasigen Transduktoren in Ringbandkernbauweise. Die Besonderheit des Konzepts liegt dabei im magnetischen Design des Eisenkreises und dem verwendeten Ringbandkernmaterial, was den Aufbau von drei 1-phasigen Transduktoren im Vergleich zu einer einzigen 3-phasigen Drossel mit *MCR*-Konzept erforderlich macht. Das verwendete Material für den Transduktor ist ein nanokristallines Bandmaterial mit der Bezeichnung *VITROPERM 500 Z* und einer Banddicke von 20 μm des Herstellers *Vacuumschmelze*. Dieses Material kombiniert eine hohe Sättigungsflussdichte von $B_S = 1,2 \text{ T}$ mit einer äußerst hohen magnetischen Permeabilität von bis zu $\mu_R = 800.000$. Mit Hilfe einer speziellen Wärmebehandlung und gleichzeitiger Einprägung eines magnetischen Feldes in das Kernmaterial lassen sich verschiedenste magnetische Eigenschaften in Form von Magnetisierungskurven bzw. Hystereseschleifen erzeugen. In diesem Fall wurde das Kernmaterial entsprechend behandelt, so dass eine magnetische Kennlinie mit einer Z-förmigen Hystereseschleife (rechteckige Schleife) entsteht. Mit Hilfe der Glühung des Materials auf eine Z-förmige Hystereseschleife wird eine sehr steile magnetische Kennlinie erzeugt, die durch eine hohe Remanenzflussdichte B_R gekennzeichnet ist. In diesem Fall beträgt das Verhältnis aus Remanenz- und Sättigungsflussdichte B_R/B_S ca. 85 % nach dem Glühvorgang. In Abb. 47 ist beispielhaft eine idealisierte Hysteresekurve eines Kernmaterials mit Z-förmiger Charakteristik dargestellt.

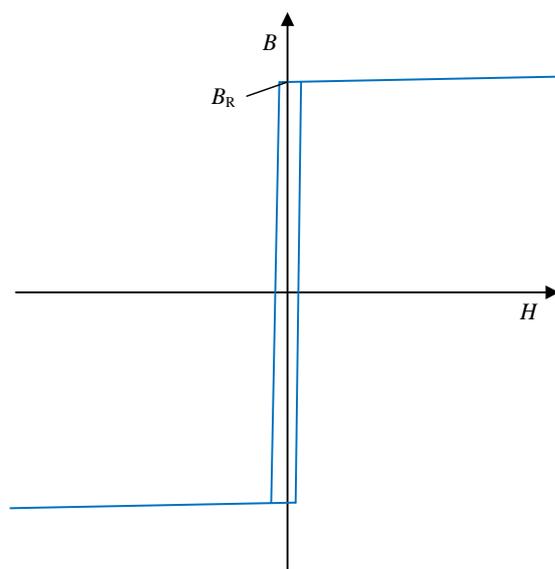


Abb. 47: Idealisierte Hysteresekurve eines Kernmaterials mit Z-förmiger Charakteristik

Durch die hervorragenden weichmagnetischen Eigenschaften hinsichtlich der geringen Kernverluste, der sehr hohen Permeabilität und der Z-förmigen Charakteristik der Hystereseschleife ist dieser Werkstoff optimal für den Einsatz in Transduktoren geeignet. Der Vorteil liegt hierbei zum einen in den geringen Kernverlusten und zum anderen in einer sehr geringen magnetischen Feldstärke, die zur Sättigung des Kernmaterials benötigt wird. Dies führt in Abhängigkeit der Stromverstärkung zwischen Gleich- und Wechselstromwicklung zu einem Optimum des eingesetzten Gleichstroms bzw. Steuerdurchflutung, da zur Erreichung der Sättigung des Kernmaterials ein sehr geringer Anteil des Vormagnetisierungsstromes benötigt wird. Folglich kann zur Impedanzstellung der annähernd gesamte Steuerstrom verwendet werden.

Für eine symmetrische Magnetisierungskennlinie und einen daraus resultierenden symmetrischen Stromverlauf des Transduktors benötigt das *MCR*-Konzept immer zwei magnetisch voneinander getrennte Kerne. Ein weiterer Vorteil des Aufbaus der Transduktoren in Ringkernbauweise liegt in der sehr geringen Streuung von magnetischen Feldern, was wiederum positive Eigenschaften in der elektromagnetischen Verträglichkeit (*EMV*) mit sich bringt. Mit der Ausführung der Kerne als Ringbandkerne ist der Aufbau einer 3-phasigen Drossel mit einem gemeinsamen magnetischen Kreis nicht möglich. Diese Designaspekte des magnetischen Kreises macht eine Ausführung von drei 1-phasigen Transduktoren nötig.

Die beiden Ringkerne des jeweiligen 1-phasigen Transduktors werden jeweils mit einer voneinander getrennten Wechselstrom- und einer gemeinsamen Gleichstromwicklung aufgebaut. Dies hat zur Folge, dass die beiden voneinander getrennten Kerne bei entsprechender Verschaltung der Wicklungen in unterschiedliche Richtungen vormagnetisiert und bei hinreichend hoher Vormagnetisierungsdurchflutung nur noch unipolar von der jeweiligen Sinushalbschwingung des Flusses, entgegengesetzt zur wirkenden Steuerdurchflutung, genutzt werden. Durch die unipolare Betriebsweise der beiden getrennten Kerne wird ein symmetrischer Stromverlauf im vormagnetisierten Zustand ermöglicht (Näheres zur magnetischen Wirkweise findet sich in Kapitel 2.4). Die beiden Wechselstromwicklungen umfassen den gesamten Ringkern und befinden sich unterhalb der gemeinsamen Gleichstromwicklung, die wiederum beide Ringkerne umfasst und somit ein Paket aus zwei getrennten Magnetkreisen bildet. In Abb. 48 ist der Aufbau des 1-phasigen Transduktors (*MCR*-Konzept) schematisch als Schnittbild mit dem Aufbau des Kerns und der Wicklungen dargestellt. Die außenliegende Gleichstromwicklung zur Vormagnetisierung wird dabei in grün und die innenliegende Wechselstromwicklung über dem Kernmaterial (grau dargestellt) in blau dargestellt.

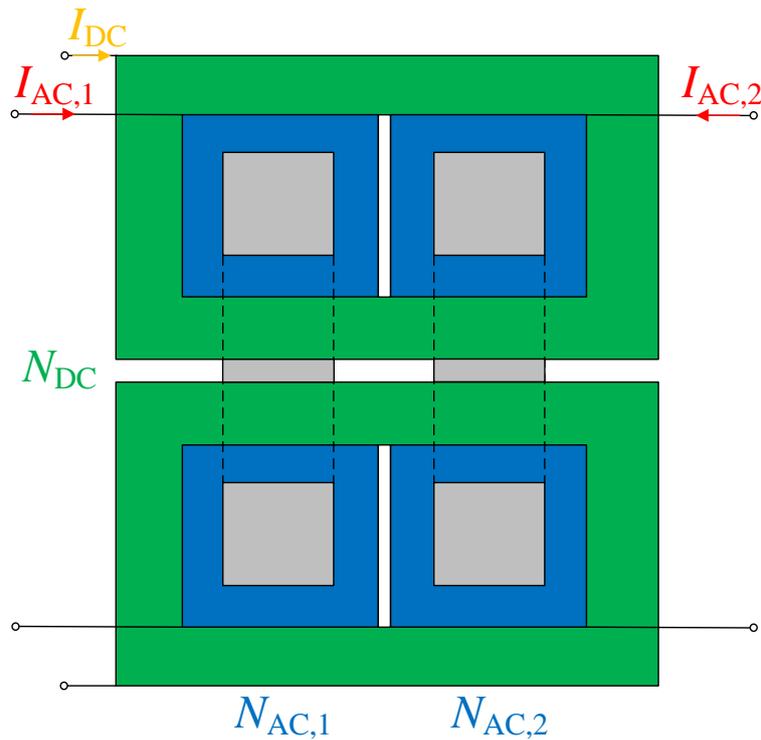


Abb. 48: Schematische Darstellung (Schnittbild) des Aufbaus der steuerbaren Drossel mit MCR-Konzept (1-phasiger Transduktor)

Abb. 49 zeigt den unbewickelten Ringbandkern mit dem verwendeten nanokristallinen Kernmaterial VITROPERM 500 Z und einer Banddicke von 20 μm des Herstellers *Vacuum-schmelze*.



Abb. 49: Ringbandkern aus dem nanokristallinen Material VITROPERM 500 Z vor dem Bewickeln

Im Folgenden wird näher auf die Dimensionierung der Gleich- und Wechselstromwicklung sowie des Kerns eingegangen. Durch die Aufteilung der Wechselstromwicklung auf zwei Kerne ergeben sich zwei Varianten der Verschaltung der beiden Wicklungen. In Kapitel 2.4 wurde bereits näher auf die magnetische Wirkweise und resultierende Stromverstärkung in der Theorie und am Beispiel eines Funktionsmusters eingegangen. Der Effekt der Reihen- oder Parallelschaltung der Wechselstromwicklung auf die Stromverstärkung und Eignung zur Impedanzstellung in einem passiven Saugkreis wurde im Rahmen des Niederspannungsdemonstrators gezeigt und nachgewiesen. Abb. 50 zeigt das elektrische Ersatzschaltbild des 1-phasigen Transduktors mit parallel geschalteter Drossel zur Einstellung der Startinduktivität und den beiden Verschaltungsvarianten.

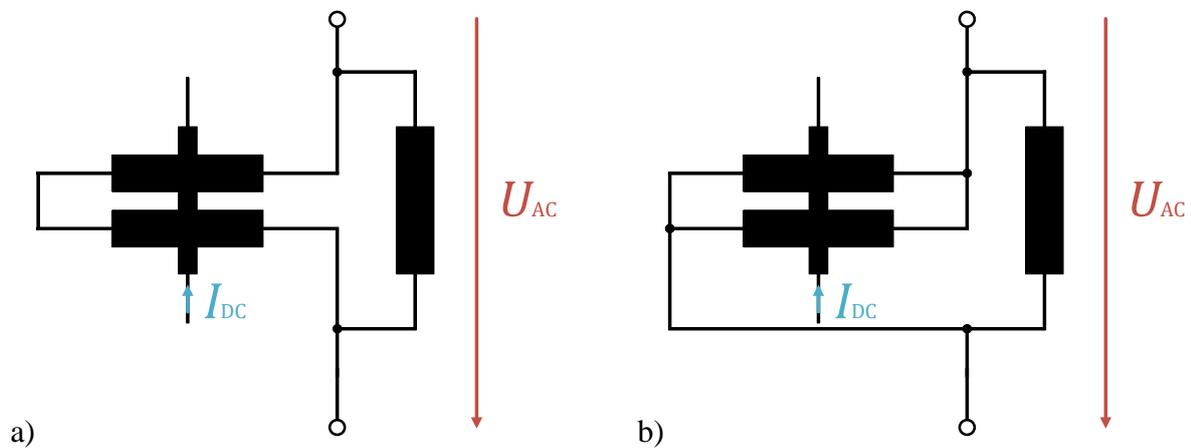


Abb. 50: Elektrisches Ersatzschaltbild des 1-phasigen Transduktors mit parallel geschalteter Drossel zur Einstellung der Startinduktivität: a) Reihenschaltung, b) Parallelschaltung der Wechselstromwicklungen

Der Saugkreisfilter weist im nicht vormagnetisierten Zustand eine Impedanz von ca. 5Ω bei 50 Hz auf. Die Reihenschaltung des Saugkreises besteht aus einer Gesamtinduktivität von $824 \mu\text{H}$, bestehend aus dem steuerbaren mit $114 \mu\text{H}$ und dem konstanten Teil mit $710 \mu\text{H}$, und einer Kapazität von $600 \mu\text{F}$. Daher ist bei anliegender Nennspannung im Niederspannungsnetz von 230 V mit einem Leerlaufstrom von 45,6 A zu rechnen. In Abb. 51 ist die Amplitude des Filterstroms in Abhängigkeit der Induktivität des Transduktors (*MCR-Konzept*) über den gesamten Stellbereich dargestellt.

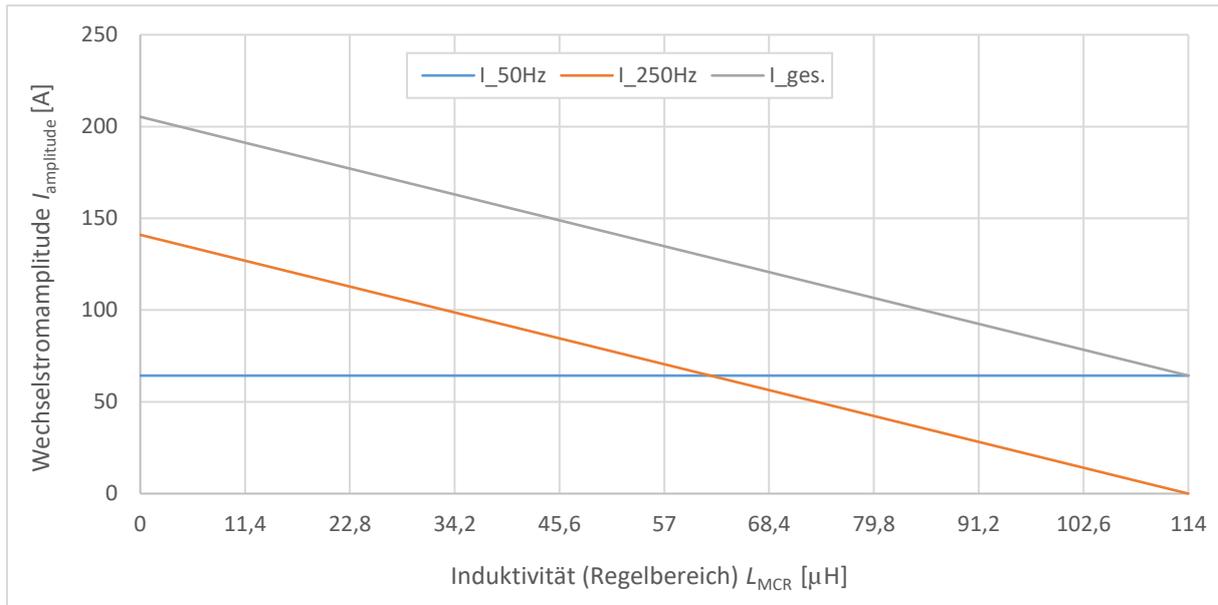


Abb. 51: Amplitude des Filterstroms in Abhängigkeit der Induktivität des Transduktors (MCR-Konzept) über den Steuerbereich

Die max. aufzunehmende Flussverkettung Ψ der einzelnen Transduktoren ergibt sich aus der parallel geschalteten Startinduktivität mit 114 μH und der obig dargestellten Amplitude des Filterstroms in Abhängigkeit der Induktivität. Bei der Dimensionierung der Windungszahl Wechselstromwicklung ist die max. Flussverkettung ausschlaggebend. Diese wird aus der Stromamplitude des Gesamtstroms ermittelt, wobei dieser aus einer Überlagerung von Grundschwingungsanteil mit 50 Hz und dem Oberschwingungsanteil mit 250 Hz besteht. Beide Ströme können je nach Netz und Last (Oberschwingungserzeugern) verschiedene Phasenverschiebungen gegeneinander besitzen. Im ungünstigsten Fall überlagert sich der Grundschwingungs- und der Oberschwingungsanteil des Stroms linear im Strommaximum, so dass eine deutlich höhere Flussverkettung als beispielsweise bei reiner Grundschwingungsstrombelastung von der Induktivität aufgenommen werden muss. Die Flussverkettung wird unter der Einbeziehung der Werte von Abb. 51 nach

$$\Psi = L \cdot I$$

berechnet. Die max. aufzunehmende Flussverkettung kann somit mit Hilfe dieser Beziehung berechnet und für die Dimensionierung der Wechselstromwicklung verwendet werden (siehe Abb. 52).

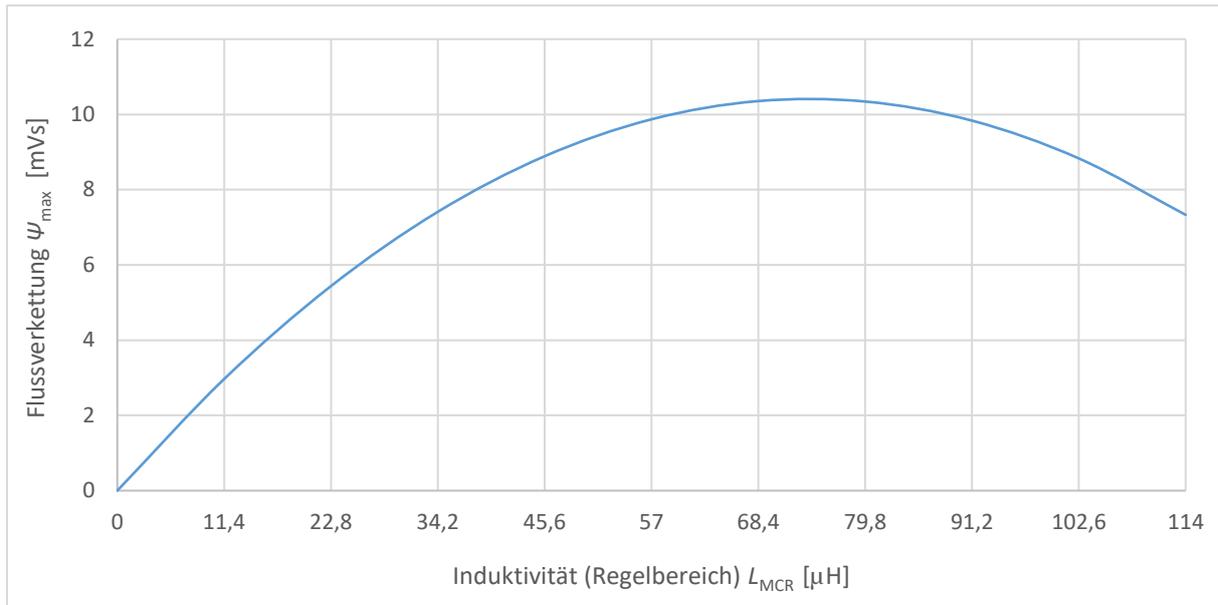


Abb. 52: Berechnung der max. Flussverkettung Ψ_{max} in Abhängigkeit der Induktivität des Transduktors (MCR-Konzept) über den Steuerbereich

Die Sättigungsflussdichte des Kernmaterials *Vitroperm 500 Z* beträgt $B_s \approx 1,2$ T, wobei dies in dieser Dimensionierung zu 90% von den Transduktoren ausgenutzt wird. Die Ringkerne besitzen ein Innenmaß von 160 mm, das Außenmaß beträgt 185 mm bei einer Bandbreite von 25mm. Als Füllfaktor F_{Kern} für den Ringbandkern werden 80% angesetzt. Mit diesen Daten wird zur Aufnahme der max. anliegenden Spannungszeitfläche von 8.5 mVs (siehe Abb. 52) in Parallelschaltung der Wechselstromwicklungen eine Windungszahl von $N_{AC} = 32$ benötigt und für die Reihenschaltung halbiert sich die Windungszahl auf $N_{AC} = 16$, da die einzelnen Kerne jeweils die Hälfte der Flussverkettung aufnehmen. In der Parallelschaltung ergibt sich damit ein höherer Materialaufwand bzgl. der Wicklung oder aber die Kernquerschnittsfläche muss vergrößert werden, da beide Einzelkerne aufgrund der Parallelschaltung der Wechselspannungswicklungen mit der Startinduktivität die max. Flussverkettung Ψ_{max} aufnehmen müssen. Deshalb wurde die Wechselstromwicklung mit $N_{AC} = 32$ Windungen und einer Mittelanzapfung gefertigt, so dass eine Parallel- und Reihenschaltung in der Filteranwendung möglich war. Die minimal benötigte Windungszahl der Wechselspannungswicklung N_{AC} ergibt sich demnach in Abhängigkeit des Ausnutzungsfaktors F_B , der spez. Sättigungsflussdichte B_s des Materials, des Kernquerschnitts A_{Kern} und des Füllfaktors F_{Kern} des Ringbandkerns nach der folgenden Gleichung.

$$N_{AC} \geq \frac{\Psi_{max}}{B_s \cdot F_B \cdot A_{Kern} \cdot F_{Kern}}$$

Wie bereits dargestellt, benötigt man für eine dreiphasige Anwendung drei einzelne Transduktoren. Jeder Transduktor besteht dabei aus je zwei Kernen mit deren Wechselstromwicklung und einer gemeinsamen Gleichstromwicklung. Die Auslegung der Gleichstromwicklung kann mittels des Stromübersetzungsverhältnisses erfolgen, das konzeptbedingt für die Reihen- und Parallelschaltung gilt. Die Gleichstromwicklung wird um beide Kerne mit deren Wechselstromwicklung gewickelt. Beim aufgebauten Niederspannungsdemonstrator wurde der Vormagnetisierungsstrom des *MCR*-Konzepts über ein 75 A Gleichstromschütz eingepreßt, welches somit die Obergrenze für den Vormagnetisierungsstrom bildet. Durch Annahme einer linearen Überlagerung der Grundschwingung von 45,6 A mit $f = 50$ Hz und dem Oberschwingungsstrom von 100 A mit $f = 250$ Hz im Strommaximum beider kann mit einer max. Stromamplitude des Wechselstroms von 205 A gerechnet werden. Der Gleichstrom im Steuerkreis übersetzt sich mit dem Windungszahlverhältnis von N_{DC}/N_{AC} auf den Wechselstromkreis (siehe Kapitel 2.4.). Dabei kann beim *MCR*-Konzept in der Parallelschaltung mit einer Verdopplung des Stromübersetzungsverhältnisses gerechnet werden [21]. Aus diesem Grund musste die Gleichstromwicklung mit $N_{DC} = 48$ Windungen ausgeführt werden. Die Gleichstrom- sowie die Wechselstromwicklung wurden dabei gleichmäßig über den Kern verteilt, um Streueffekte des magnetischen Feldes zu minimieren.

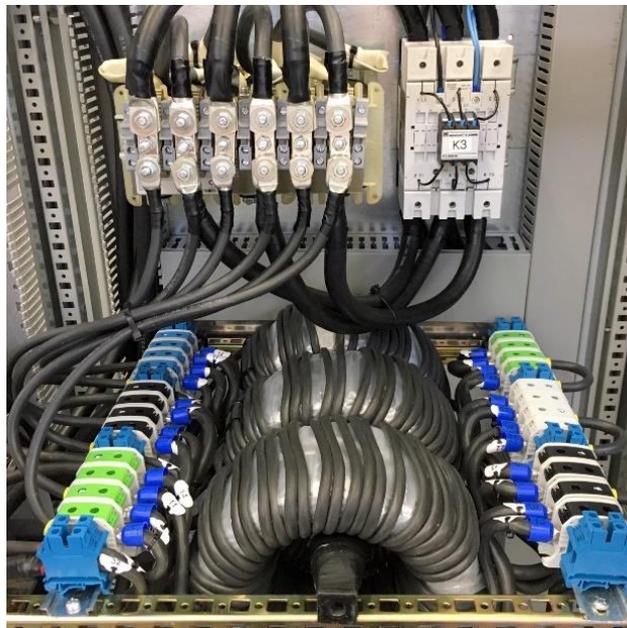


Abb. 53: Aufgebautes magnetisches Stellglied mit MCR-Konzept und Integration in den Niederspannungsdemonstrator

Nachfolgend werden die elektrischen Daten der drei 1-phasigen Induktivitäten (Transduktoren) mit dem *MCR*-Konzept in Tab. 12 zusammengefasst.

Startinduktivität (nicht vormagnetisiert)	> 1 H
Frequenz	50 Hz
Nennstrom der Wechselspannungswicklung	120 A
Nennstrom der Gleichspannungswicklung	75 A
Nennspannung der Wechselspannungswicklung	7,4 V
Nennleistung	1,54 kVAr
Gesamte Eisenweglänge	541,92 mm
Windungszahl der Wechselstromwicklung	16 / 32 (je nach Verschaltung)
Windungszahl der Gleichstromwicklung	48
Max. magnetische Flussdichte	1,2 T
Querschnittsfläche des Kernmaterials	312,5 mm ²

Tab. 12: Elektrische Daten der drei 1-phasigen Transduktoren (*MCR*-Konzept)

2.6.4 Aufbau der Netznachbildung eines Industrienetzes

Um den Niederspannungsdemonstrator mit einem Nennstrom von 120 A betreiben zu können wird ein entsprechend mit Spannungsüberschwingungen belastetes Netz benötigt. Da der Saugkreisfilter spannungsgeführt arbeitet, d.h. in Abhängigkeit der Höhe der Verzerrung der Netzspannung und der eingestellten Filterimpedanz fließt ein Kompensationsstrom in den Filter, wird ein Netz mit einer möglichst hohen Spannungsverzerrung benötigt. Die Spannungsqualität der Laborstromversorgung der *Universität Kassel* war dabei zu hoch, um die Filteranlage mit dem Nennstrom auslasten zu können. Eine Analyse der Spannungsqualität über mehrere Wochen hinweg ergab eine durchschnittliche Spannungsverzerrung mit einem THD_U von ca. 2%. Dieser Wert liegt deutlich unterhalb des maximal zulässigen THD_U im öffentlichen Netz von 8% (siehe Kapitel 2.3.1). Aus diesem Grund wurde eine Netznachbildung eines Industrienetzes mit stark verzerrter Netzspannung aufgebaut. Diese bestand aus einem Umrichter mit einer 2-Level-B6-Topologie, Spannungszwischenkreis und einem *LC*-Ausgangsfiler. Als B6-Umrichter wurde ein *IGBT* Stack der Firma *SEMIKRON* mit einem max. Ausgangsstrom von $I_{RMS} = 150$ A und max. Zwischenkreisspannung von $U_{DC} = 750$ V eingesetzt. Am Ausgang des Umrichters befand sich ein *LC*-Filter zur Glättung von Ausgangsstrom und -spannung. Der Spannungszwischenkreis wurde über eine einstellbare Laborgleichspannungsquelle *TopCon Quadro* der Firma *Regatron* versorgt. Da der *NS*-Demonstrator unter Vernachlässigung der Leitungsverluste nur reine Blindleistung bezieht und ein schwingfähiges System aus einem

LC-Reihenschwingkreis darstellt, wurde zur Dämpfung von Schwingungen eine ohmsche Last von 3 kW pro Phase parallelgeschaltet. Durch die zusätzliche ohmsche Last fällt der Wirkleistungsfaktor auch bei Vollaustattung des Filters nicht unter $\lambda = 0,1$. Der elektrische Aufbau der Netznachbildung mit dem IGBT-B6-Umrichter zur Bereitstellung einer Spannung mit hohem Anteil an harmonischen Oberschwingungen ist in Abb. 54 schematisch dargestellt.

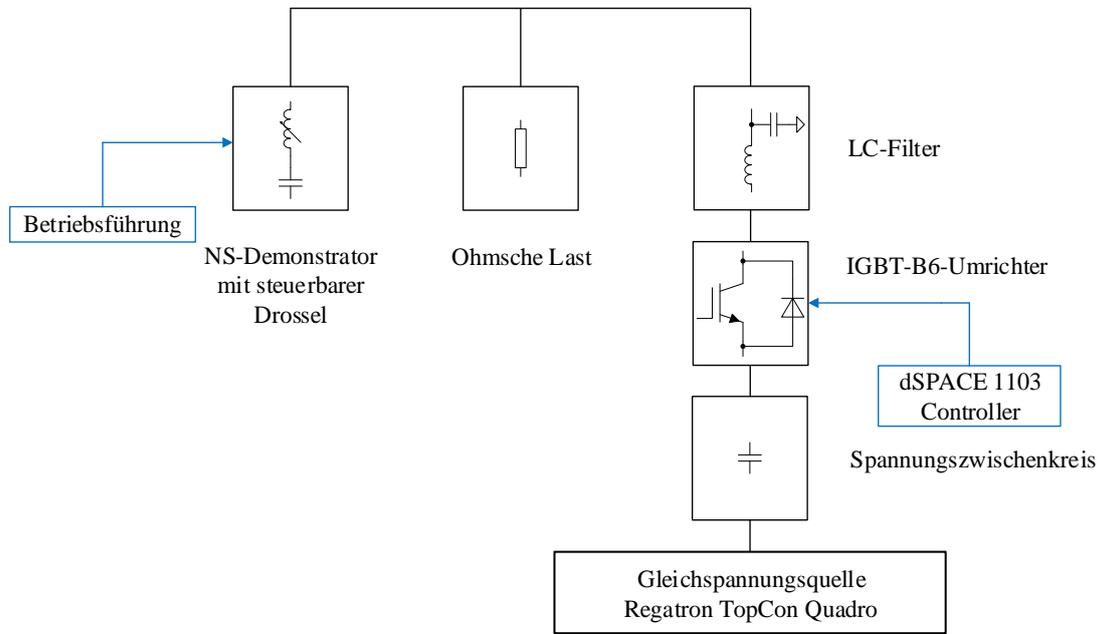


Abb. 54: Blockschaltbild der Netznachbildung eines Industrienetzes mit einem IGBT-B6-Umrichter im Inselnetzbetrieb

Für den Labortest des NS-Demonstrators wurde das Gesamtsystem aus Umrichter und steuerbarem Saugkreisfilter als Inselnetz bei einer Schaltfrequenz von 16 kHz betrieben. Die PWM-Signale zur Ansteuerung der IGBT-Halbleiterschalter wurden dabei mit Hilfe eines dSPACE-Systems generiert. Der Vorteil dieser Systeme liegt hierbei in der modellbasierten Softwareentwicklung, da der nötige Programmcode direkt aus dem Modell in *Matlab-Simulink* der Firma *Mathworks* generiert werden kann. Mit Hilfe dieser Software wurde das Simulink-Modell zur Generierung von verzerrten Spannungen mit einem hohen Anteil der 5. Harmonischen Oberschwingung am Ausgang des Umrichters auf einem *dSPACE 1103 Controller Board* implementiert. Die Pegel der PWM-Signale werden daraufhin mit Hilfe eines Interface-Boards an die Anforderungen des *SEMIKRON IGBT B6 Stacks* angepasst und an die Gate-Treiber des Umrichters weitergegeben. In Abb. 55 ist die Generierung der Spannungssollwerte zur Erzeugung von verzerrten Netzspannungen im Simulink-Modell dargestellt.

2. EINGEHENDE DARSTELLUNG

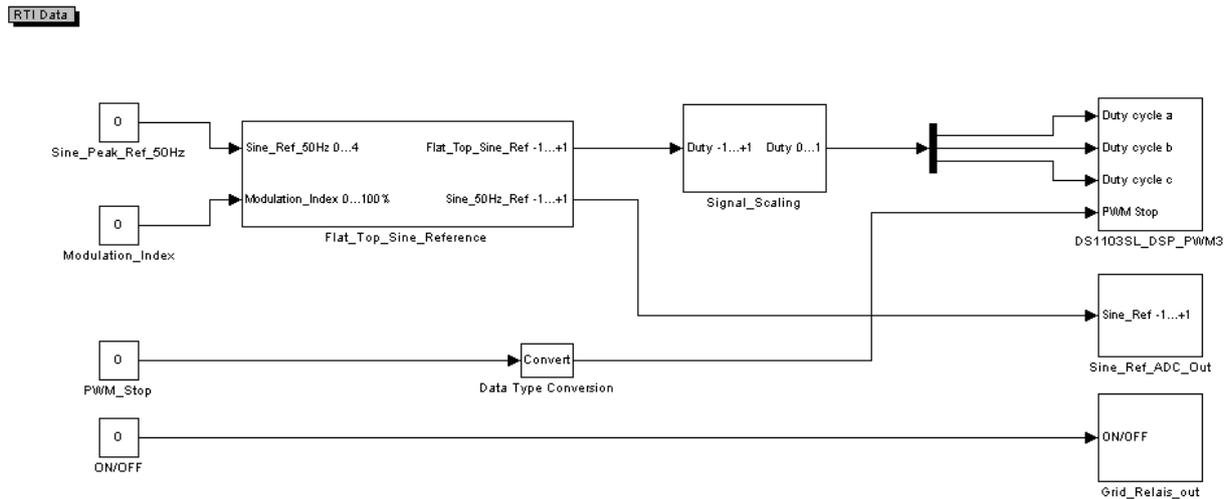


Abb. 55: Generierung der Spannungswert für eine verzerrte Ausgangsspannung im Simulink-Modell

Mit Hilfe der dargestellten Software und der Verwendung des B6-IGBT-Umrichters von SEMIKRON war es möglich sowohl Ausgangsspannungen mit einer typischen „Flat-Top-Charakteristik“ (siehe Kapitel 2.3.2) als auch die Überlagerung aus der Grundschwingung und harmonischen Oberschwingungen zu erzeugen. Der Laboraufbau des SEMIRKON B6-IGBT-Umrichters zur Erzeugung von Spannungsformen mit hoher Verzerrung ist in Abb. 56 dargestellt.

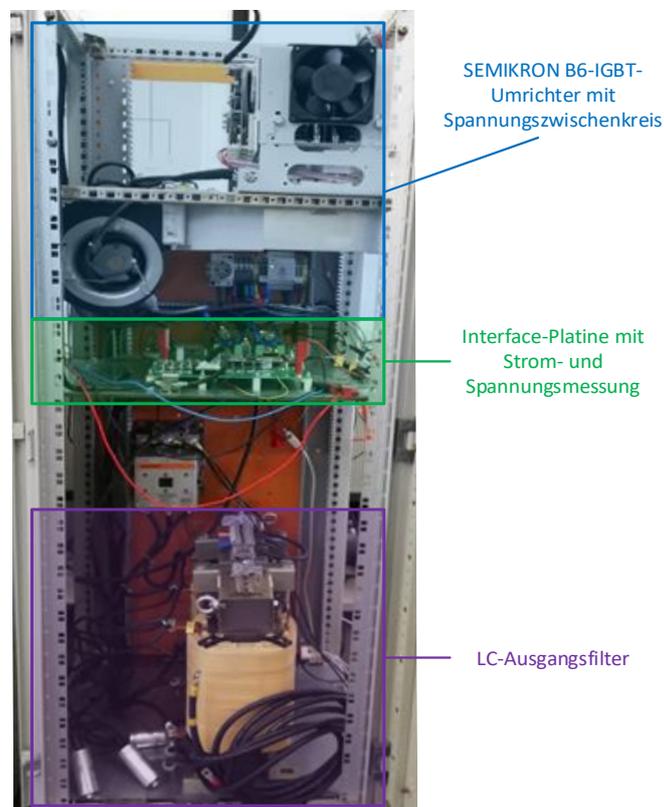


Abb. 56: Laboraufbau des SEMIKRON-B6-IGBT-Umrichters zur Erzeugung von Ausgangsspannungen mit einer hohen Verzerrung

Beispielhaft ist in untenstehender Abb. 57 der zeitliche Verlauf der 3-phasigen Ausgangsspannung des Umrichters mit einer Spannungsverzerrung von $THD_U = 40,6\%$ und einer typischen „Flat-Top-Charakteristik“ mit hohem Anteil von harmonischen Oberschwingungen dargestellt.

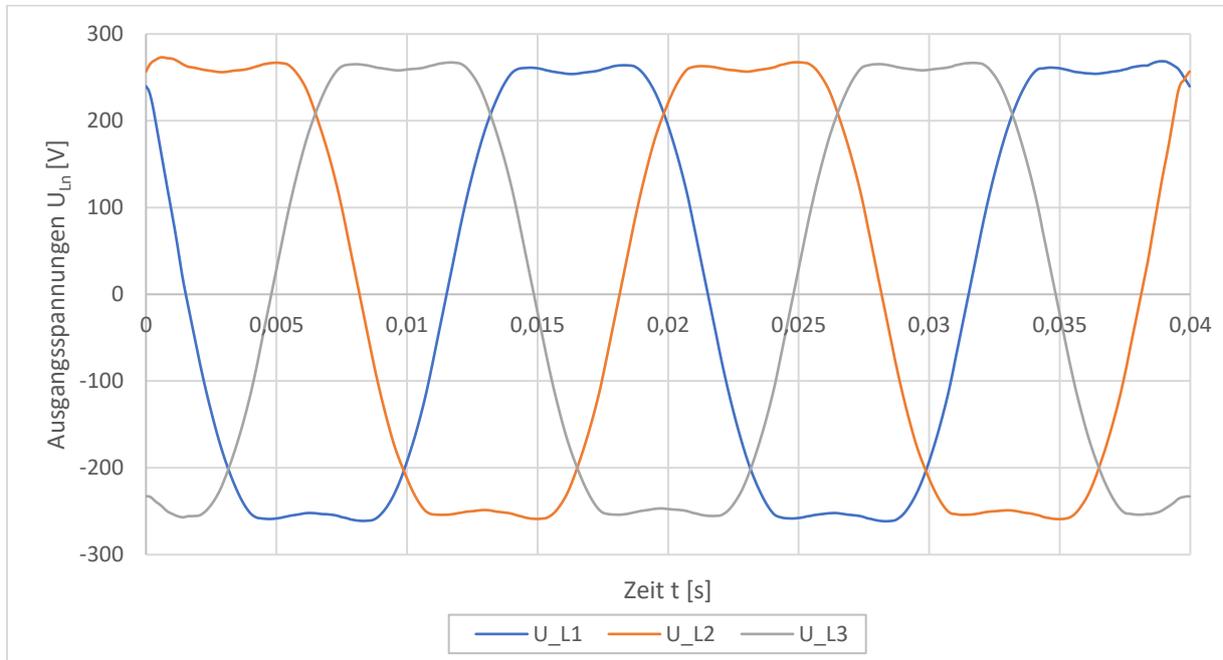


Abb. 57: Beispiel für den zeitlichen Verlauf einer generierten Ausgangsspannung mit hohem Anteil harmonischer Oberschwingungen ($THD_U = 40,6\%$)

Mit Hilfe der Ansteuerungssoftware in *Matlab-Simulink* konnte die Spannungsverzerrung am Ausgang des B6-Umrichters während der Messungen im Labor experimentell eingestellt werden, so dass der Niederspannungsdemonstrator mit seinem Nennstrom belastet werden konnte. Dabei galt es vor allem einen höheren Anteil der 5. Harmonischen zu erzeugen, um die Filterleistung voll ausschöpfen zu können.

2.6.5 Laboraufbau des Niederspannungsdemonstrators

Der Niederspannungsdemonstrator wurde für den Vergleich von drei verschiedenen magnetischen Wirkprinzipien mit dem gestuften Konzept der *State-of-the-Art*-Variante konzipiert und aufgebaut. Dabei sollte die Funktionsweise der magnetischen Wirkprinzipien zur stufenlosen Verstellung der Filterimpedanz und somit zur Steuerung des Filterstroms nachgewiesen werden. Die auf Basis der Erkenntnisse aus Kapitel 2.4 aufgebauten Drosseln mit dem VAG-Konzept und dem klassischen Ansatz des Transduktors (*MCR*-Konzept) wurden in das bestehende *State-of-the-Art*-Konzept derart integriert, so dass teilweise Kondensatoren, Schalter und Betriebsführung vom *State-of-the-Art*-Konzept übernommen werden konnte. Die

elektrische Dimensionierung der einzelnen Pfade bzw. Konzepte des Niederspannungsdemonstrators wurde in Absprache mit den Projektpartnern *RPT Ruhstrat Power Technology* und *Condensator Dominit* vorgenommen. Im Rahmen des Projekts hat man sich für den Aufbau einer Filterstufe mit einem Nennstrom von 100 A der 5. Harmonischen (250 Hz) entschieden. Die technischen Daten finden sich in untenstehender Tab. 13.

Nennspannung	3x 400 V / 50 Hz
Netzfrequenz	50 Hz ± 5%
Filterstrom (5. Oberschwingung)	100 A / 250 Hz
Leerlaufstrom	45...52 A (cap.)
Gesamtnennstrom	120 A
Kondensatorauslegung	> 750 V
Kompensationsblindleistung	34,6 kVAr (cap.) + 100 A / 250 Hz

Tab. 13: Technische Daten des Niederspannungsdemonstrators

Die Besonderheit der aufgebauten Drossel mit VAG-Konzept ist die Integration des Konzepts zur Steuerung der Induktivität in eine Standardbauform. Dabei wurden die Haltebolzen des Blechpakets aktiv zur Vormagnetisierung genutzt und über Kupferschienen unterhalb Wechselstromwicklung in Reihe geschaltet. Als Kernmaterial wurde hier das kornorientierte Elektroblech in der Güte *MI50-30S* verwendet.

Beim *MCR*-Konzept hingegen wurden zwei verschiedene Varianten der Verschaltung der Wechselstromwicklungen auf ihrer Wirkung hin untersucht. Dieses Konzept bestand aus drei 1-phasigen Transduktoren mit jeweils zwei Kernen. Die Vormagnetisierungswicklung umfasst hierbei immer zwei Kerne einer Phase und die Wechselstromwicklungen beider Kerne können entweder parallel oder in Reihe geschaltet werden. Beide Varianten wurden im Rahmen des Projekts auf ihre Funktionsweise und Effektivität bei der Verstellung der Filterimpedanz untersucht. Eine weitere Besonderheit stellt das verwendete Kernmaterial der Transduktor in Ringbandkernbauweise dar. Hierbei wurde ein spezielles nanokristallines Kernmaterial mit einer Z-Schleifen-Charakteristik (*Vitroperm 500 Z*) der Firma *Vaccumschmelze* verwendet. Dieses besitzt eine sehr steile Magnetisierungskennlinie mit $B_R/B_S \approx 85\%$ und gleichzeitig geringe Kernverluste. Das ermöglicht eine Sättigung des Kernmaterials mit einem sehr geringem Vormagnetisierungsstrom und gleichzeitig starker Induktivitätsänderung. Näheres zur

Auslegung und Dimensionierung der steuerbaren Drosseln beider Konzepte findet sich in den Kapiteln 2.6.2 und 2.6.3.

Der Niederspannungsdemonstrators ist derartig aufgebaut, so dass sich über die Schütze $K_1 \dots K_3$ zwischen dem *State-of-the-Art*-, dem VAG- und dem MCR-Konzept während des Betriebs wechseln lässt. Der elektrische Aufbau des Niederspannungsdemonstrators mit der Umschaltung der Konzepte ist in Abb. 59 als vereinfachtes 1-phasiges Ersatzschaltbild dargestellt

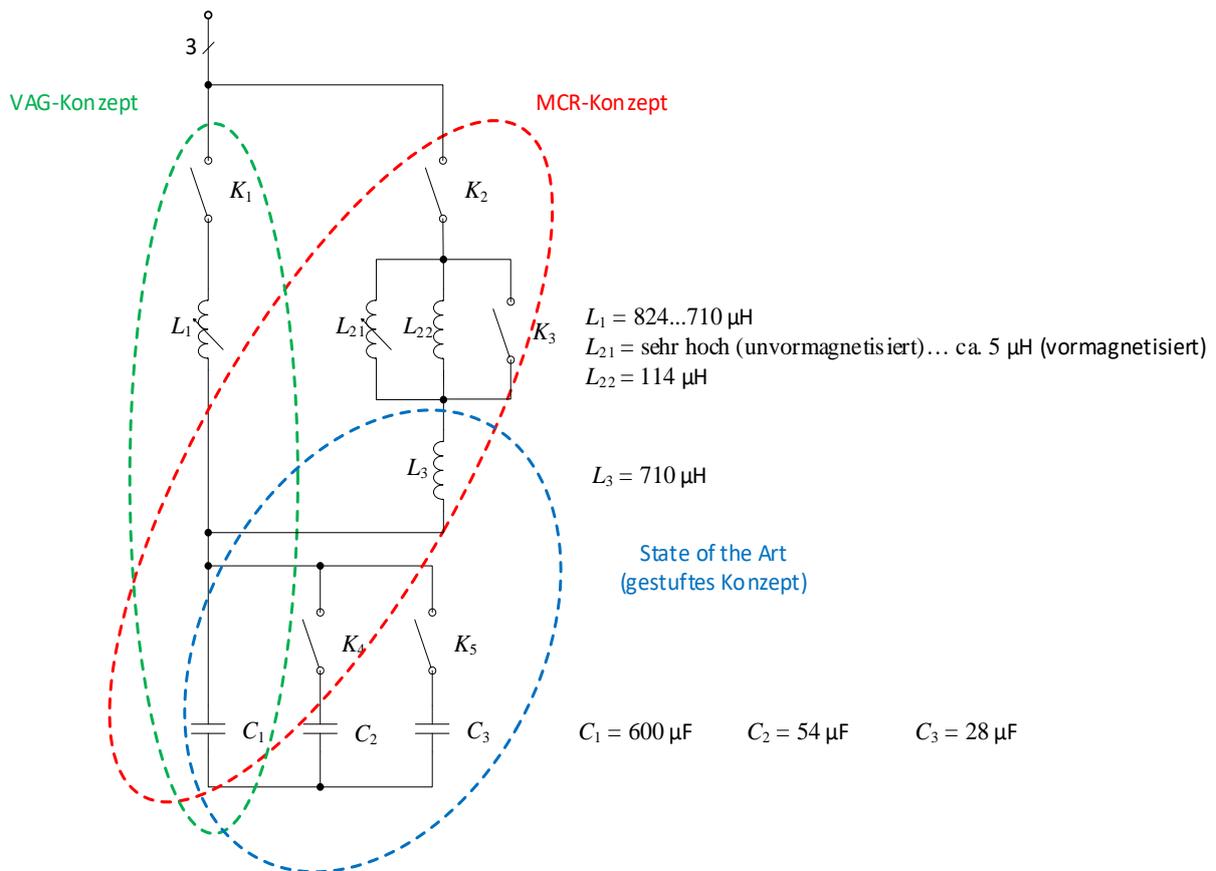


Abb. 58: Elektrischer Aufbau des Niederspannungsdemonstrators mit umschaltbaren Konzepten

Die Startinduktivität der steuerbaren Drossel L_1 mit dem VAG-Konzept beträgt $824 \mu\text{H}$ und ist fest über den Luftspalt der Drossel definiert. Da die drei 1-phasigen Transduktoren L_{21} keinen Luftspalt besitzen, wird zur Einstellung der Startinduktivität des MCR-Konzepts eine weitere 3-phasige Drossel mit Luftspalt und einer Induktivität von $114 \mu\text{H}$ benötigt, die parallel zu den drei 1-phasigen Transduktoren geschaltet wird. Durch die sehr hohe Startinduktivität des Transduktors beträgt die Gesamtinduktivität der Parallelschaltung näherungsweise auch $114 \mu\text{H}$. Mit Hilfe der seriell geschalteten Drossel L_3 mit $710 \mu\text{H}$ ergibt sich ebenfalls eine

Startinduktivität von insgesamt 824 μH . Beide Konzepte mit den magnetischen Stellgliedern nutzen dabei für den Saugkreis den großen Kondensator mit 600 μF . Beim *State-of-the-Art*-Konzept wird über das Schütz K_3 das *MCR*-Konzept kurzgeschlossen und es wird nur die Standarddrossel mit 710 μH sowie die Kondensatoren und Schütze zur Umschaltung der Stufen verwendet. Folglich ergeben sich somit für das *VAG*-Konzept und das *MCR*-Konzept die gleiche Abstimmfrequenz von 224 Hz im nicht vormagnetisierten Zustand der steuerbaren Drosseln. Dies ermöglicht die Integration aller drei Konzepte in den bisherigen Saugkreis der *State-of-the-Art*-Variante, ohne jeweils einen separaten Saugkreis aufbauen zu müssen und spart somit Bauteile sowie Bauraum. Eine ausführliche Dimensionierung der Bauteile und der drei Konzepte als Saugkreisfilter ist in Kapitel 2.7.2 und 2.7.3 dargestellt.

In Tab. 14 wird noch einmal übersichtlich die Auswahl der Konzepte und die dafür nötigen Schaltkombinationen anhand des Ersatzschaltbildes aus Abb. 59 dargestellt.

Konzept	Schaltkombination	Aktive Bauelemente
<i>State-of-the-Art</i>	K_1, K_2 , aus und K_3 ein	$L_3, C_1, C_2, C_3, K_4, K_5$
<i>MCR</i>	K_1, K_3, K_4, K_5 aus und K_2 ein	L_{21}, L_{22}, C_1
<i>VAG</i>	K_2, K_3, K_4, K_5 aus und K_1 ein	L_1, C_1

Tab. 14: Nötige Schaltkombinationen zur Auswahl der Konzepte für die Impedanzstellung des Filterkreises

Abb. 59 zeigt den Laboraufbau des Niederspannungsdemonstrators mit den umschaltbaren Konzepten zur Verstellung der Filterimpedanz. Die Vormagnetisierungseinheit mit den Gleichspannungsquellen, den Gleichspannungsschützen und einer Drossel zur Unterdrückung von induzierten Spannungen im Steuerkreis befindet sich dabei im linken Schaltschrank (lila markiert). Der Kern des Niederspannungsdemonstrators mit den magnetischen Stellgliedern befindet sich im mittleren Schaltschrank (*MCR*-Konzept rot markiert und *VAG*-Konzept grün markiert). Das *State-of-the-Art*-Konzept und die zur Betriebsführung nötige Steuerelektronik, Messtechnik sowie Wechselstromschütze befinden sich im rechten Schaltschrank (*State-of-the-Art*-Konzept blau markiert und Betriebsführung gelb markiert).

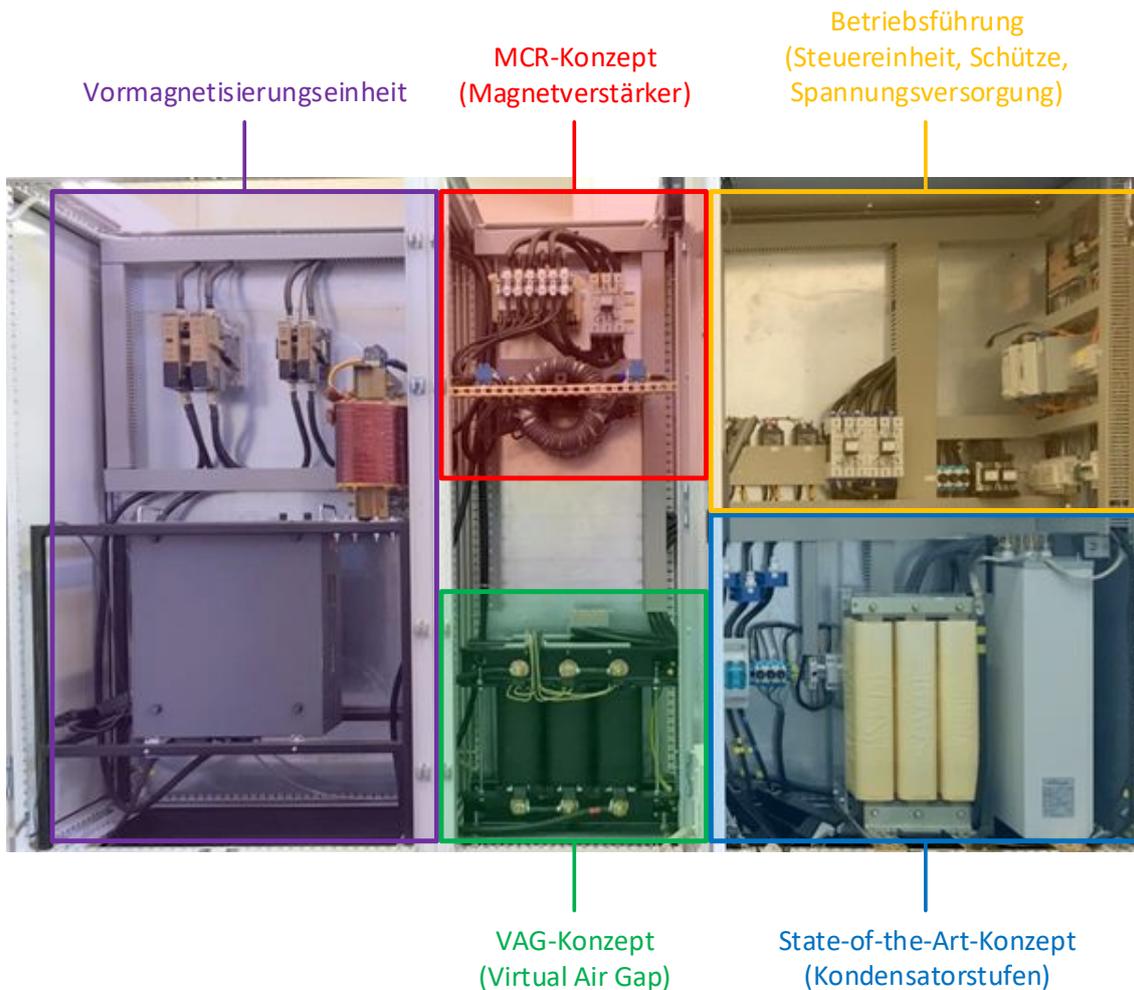


Abb. 59: Laboraufbau des Niederspannungsdemonstrators

2.6.6 Messergebnisse des Niederspannungsdemonstrators und Konzeptvergleich

In diesem Kapitel werden die Messergebnisse der experimentellen Untersuchung des Niederspannungsdemonstrators im Labor des *KDEE/EVS* an der *Universität Kassel* zusammengefasst und dargestellt. Die Untersuchung des Niederspannungsdemonstrators erfolgte in einem vom öffentlichen Netz isolierten Inselnetz, da die Spannungsqualität der Laborstromversorgung der *Universität Kassel* zu hoch war, um die spannungsgeführte Filteranlage mit Nennstrom belasten zu können. Zum Aufbau eines Inselnetzes mit der Nachbildung eines Industrienetzes mit stark verzerrter Netzspannung wurde ein *IGBT*-Umrichter mit einer B6-Topologie verwendet (siehe Kapitel 2.6.4). Mit diesem wurde eine verzerrte Ausgangsspannung mit einem hohen THD_U generiert, um Spannungsüberschwingungen im Bereich der 5. Harmonischen zu generieren. Die erzeugte 3-phasige Spannung am Ausgang des Umrichters besitzt dabei eine, für Industrienetze mit starkem Anteil an nicht-linearen Verbrauchern, typische Spannungsverzerrung mit einer „Flat-Top-Charakteristik“ und einem Effektivwert von $230 \text{ V} \pm 10\%$ (siehe Abb. 57 in Kapitel 2.6.4).

Zur Charakterisierung und dem Nachweis der Funktion der einzelnen Konzepte wurden dabei die Eingangsströme und -spannungen des Filters gemessen. Zunächst werden im Folgenden die Ergebnisse der Messungen des *State-of-the-Art*-Konzepts dargestellt, da dieses Konzept als Referenz für die magnetisch steuerbaren Konzepte diente. Bei einem passiven Saugkreisfilter zur Filterung der 5. Harmonischen aus dem Netz wird bei gleichbleibender Spannung der Grundschwingung und steigender Abstimmfrequenz in Abhängigkeit der eingestellten Filterstufe die Impedanz des Filterkreises bei 250 Hz geringer. Durch die Verringerung der Impedanz $Z_{250\text{ Hz}}$ bei steigender Filterstufe bzw. Resonanzfrequenz steigt der Anteil der 5. Harmonischen (250 Hz) im Gesamtstrom an und dadurch vergrößert sich letztlich der Eingangsstrom des Filters, der neben den harmonischen Oberschwingungsanteilen aus dem Grundschwingungsstrom besteht (50 Hz). Diesen Zusammenhang spiegelt der gemessene zeitliche Verlauf des Stromes in Abhängigkeit der eingestellten Filterstufe in Abb. 60 wider. Hierbei ist die Kurvenform des Stroms und Vergrößerung der Stromamplitude mit steigender Resonanzfrequenz beispielhaft für die Phase L_2 dargestellt.

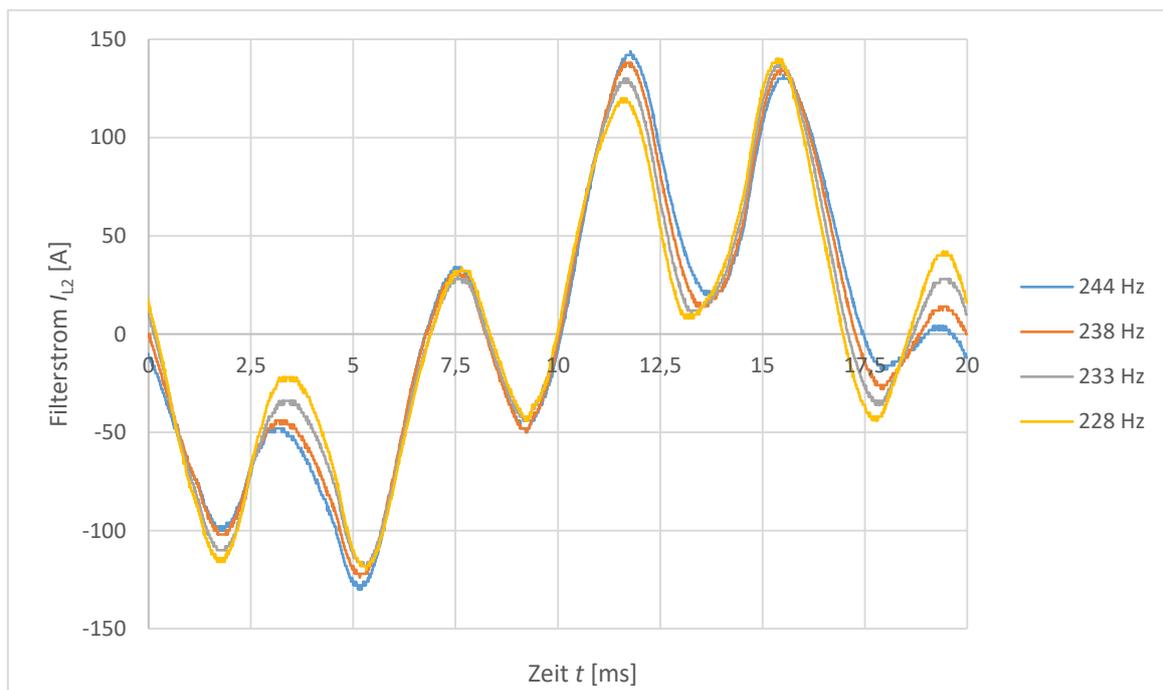


Abb. 60: Zeitlicher Verlauf des Eingangsstroms von Phase L_2 des Filterkreises mit dem *State-of-the-Art*-Konzept

Um die Absenkung der Filterimpedanz bei 250 Hz nachweisen und darstellen zu können, wurden die gemessenen Eingangsströme und Eingangsspannungen mit Hilfe einer *FFT*-Analyse in ihre harmonischen Oberschwingungsanteile zerlegt. Durch die Kenntnis der Strom- und Spannungsanteile der 5. Harmonischen kann die Impedanz des Filters bei der relevanten

Frequenz von 250 Hz berechnet werden. Die gesamte Impedanz des Saugkreises bei einer Frequenz von 250 Hz ergibt sich somit nach folgender Gleichung.

$$Z_{250\text{Hz}} = \frac{U_{250\text{Hz}}}{I_{250\text{Hz}}}$$

Um die verschiedenen Konzepte letztlich miteinander vergleichen und den Effekt der Absenkung der Filterimpedanz bei 250 Hz in Abhängigkeit der Filterstufe bzw. der Vormagnetisierung der steuerbaren Drosseln darstellen zu können, ist die Darstellung einer normierten Impedanz $Z_{N,250\text{Hz}}$ bei 250 Hz von Vorteil. Dabei erfolgt die Normierung auf den max. Wert der Impedanz $Z_{\text{max},250\text{Hz}}$ (ohne Vormagnetisierung der magnetischen Stellglieder) bei der niedrigsten Abstimmfrequenz des Filters nach der folgenden Gleichung.

$$Z_{N,250\text{Hz}} = \frac{Z_{250\text{Hz}}}{Z_{\text{max},250\text{Hz}}}$$

Nach Berechnung der normierten Impedanz ergibt sich für das *State-of-the-Art*-Konzept eine lineare Absenkung der Impedanz in Abhängigkeit der Filterstufe bzw. Resonanzfrequenz des Saugkreises (siehe Abb. 61).

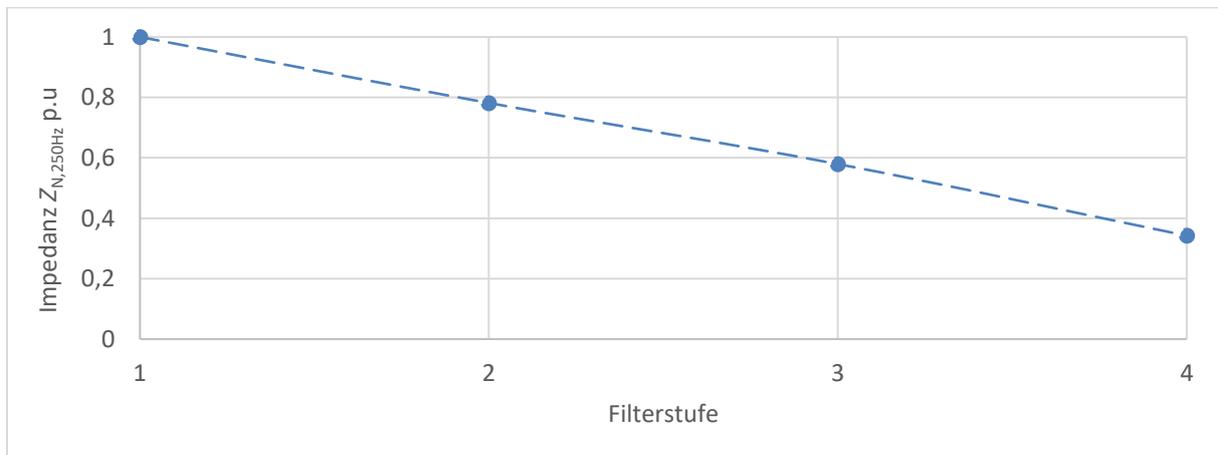


Abb. 61: Verlauf der normierten Impedanz des Saugkreises mit dem *State-of-the-Art*-Konzept in Abhängigkeit der Filterstufe

Um abschließend die Funktionsweise der vorgestellten magnetischen Konzepte zur Steuerung der Filterimpedanz nachzuweisen und die magnetischen Stellglieder hinsichtlich ihrer Energieeffizienz bewerten zu können, erfolgt ein Vergleich der magnetischen Konzepte nach deren Verlustleistung in Relation zur Absenkung der Filterimpedanz. Bei der Berechnung der elektrischen Verluste wurde lediglich die Verlustleistung P_{DC} der magnetischen Stellglieder

im Gleichstromkreis in Form von Stromwärmeverlusten berücksichtigt, die durch den Stromfluss in der Gleichstromwicklung zur Vormagnetisierung des Kernmaterials verursacht werden. Die Verlustleistung in der Gleichstromwicklung berechnet sich in Abhängigkeit des Wicklungswiderstands R_{DC} und der Höhe des Stroms der Gleichstromwicklung I_{DC} mit Hilfe folgender Gleichung.

$$P_{DC} = I_{DC}^2 \cdot R_{DC}$$

In Abb. 62 werden die so berechneten Stromwärmeverluste P_{DC} der einzelnen magnetischen Konzepte in Relation zur normierten Impedanz $Z_{N,250Hz}$ des Saugkreises dargestellt. Zunächst lässt sich schlussfolgern, dass mit allen Konzepten eine Absenkung der Impedanz des Saugkreises um 50-60 % mit ca. 50 W möglich ist, wobei das *MCR*-Konzept mit der Parallelschaltung der Wechselstromwicklungen den größten Durchgriff auf die Impedanz besitzt. Aus den Kennlinien lässt sich weiterhin die Erkenntnis gewinnen, dass das *MCR*-Konzept mit der Parallelschaltung der Wechselstromwicklungen die geringsten Gleichstromverluste über den gesamten Arbeitsbereich des Filters verursacht. Die Gleichstromverluste des *VAG*-Konzepts sind mit den Verlusten des *MCR*-Konzepts mit der Wechselstromwicklung in Reihenschaltung vergleichbar, wobei diese bei starker Absenkung der Impedanz etwas geringer ausfallen.

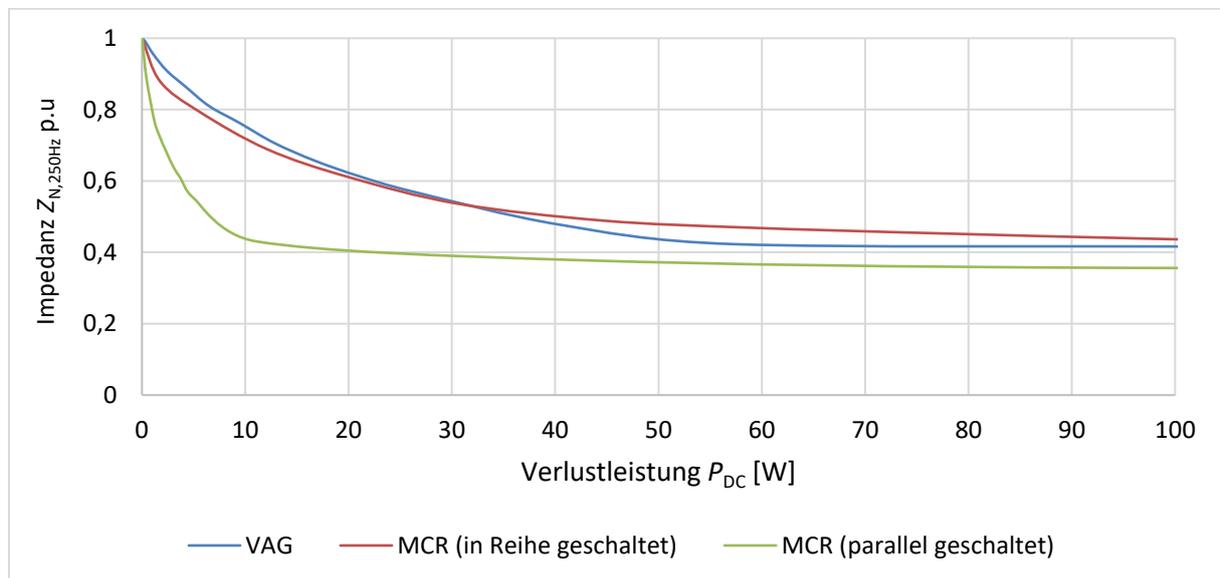


Abb. 62: Konzeptvergleich hinsichtlich der Gleichstromverlustleistung P_{DC} in Abhängigkeit der normierten Impedanz des Saugkreises

Die Gesamtverluste des Filters bestehen neben den Gleichstromverlusten in der Wicklung zum einen aus den Stromwärmeverlusten in der Wechselstromwicklung sowie der Kondensatoren und zum anderen aus der Verlustleistung des Stromstellers bzw. der Stromquelle zur Einprägung des nötigen Gleichstroms zur Verstellung der Filterimpedanz.

Die Verlustleistung des Stromstellers ist dabei abhängig von der eingesetzten Topologie (z.B. Tiefsetzsteller oder Synchronwandler), der Schalt- und Leitverluste der verwendeten Halbleiterschalter und der elektrischen Parameter der Schaltung (z.B. Zwischenkreisspannung, Ausgangsstrom und -spannung). Aufgrund der Abhängigkeit der Verluste von der Applikation des Stromstellers und der daraus resultierenden komplexen Berechnung der Verlustleistung mit zahlreichen Einflussfaktoren wurde diese im Rahmen des Konzeptvergleich nicht berücksichtigt. Die Wechselstromverluste sind bei entsprechender Auslegung der elektrischen Bauteile (Induktivitäten und Kapazitäten) durch den Aufbau des Filters als passiver Saugkreis bei allen Konzepten näherungsweise gleich groß, da der Gesamtfilterstrom von max. 120 A bei allen Konzepten im gleichen Maße Stromwärmeverluste verursacht. Folglich spielen nur die zusätzlich durch die Vormagnetisierung verursachten Stromwärmeverluste und die Verluste des Stromstellers eine Rolle.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass mit Hilfe aller untersuchten und aufgebauten magnetischen Konzepten eine Absenkung der Filterimpedanz bei der fünften Oberschwingung um ca. 50-60% möglich ist. Dies führt zu einer verbesserten Filterauslastung im Vergleich zum *State-of-the-Art*-Konzept, da die Filterimpedanz kontinuierlich anstatt in Stufen verstellt werden und somit nach Möglichkeit mit dem max. Filterstrom ausgelastet werden kann. Ein weiterer entscheidender Vorteil liegt in der Einsparung mechanischer Schalter im Lastkreis, was zu einer Erhöhung der Lebensdauer bei einem geringeren Bedarf an Wartung führt und einen direkten Einsatz in der Mittelspannung durch Skalierung der Stellglieder ermöglicht. Die Gesamtverlustleistung erhöht sich dabei unter Vernachlässigung der Verluste des Stromstellers um ca. 50 W im Vergleich zum *State-of-the-Art*-Konzept mit den schaltbaren Kapazitäten. Folglich lässt sich mit einer geringen Vergrößerung der Verlustleistung im Vergleich zur Kompensationsleistung des Filters von 34,6 kVAr (cap.) + 100 A bei 250 Hz einer Regelbarkeit des Filterstroms erreichen. Abschließend ist die Skalierbarkeit der magnetischen Stellglieder für den Einsatz in Mittelspannungsebene als vorteilig zu nennen, die durch die konzeptbedingte galvanische Trennung von Gleich- und Wechselstromkreis mit geringem Aufwand möglich wäre. Die Skalierung auf die Mittelspannungsebene ist beim *State-of-the-Art*-Konzept nicht ohne weiteres möglich, da die dafür nötigen mechanischen Schalter mit einem entsprechend hohen Schaltspiel nicht verfügbar bzw. wirtschaftlich einsetzbar sind und daher auf kostenintensive Koppeltransformatoren zur Anbindung der Niederspannungslösung an die Mittelspannungsebene erfordert.

3 Zusammenfassung

Zuerst wurden im Rahmen des Projekts die grundsätzlichen Möglichkeiten zur Bereitstellung von Blindleistung im Verteilnetz unter den normativen Anforderungen an die Spannungsqualität im öffentlichen Versorgungsnetz betrachtet. Aufgrund der aktuellen Problematik bzgl. des hohen Anteils von Verzerrungsblindleistung in industriellen Energieversorgungsnetzen, welche zu einer Spannungsverzerrung am Netzanschlusspunkt führt, wurde in Absprache mit den Projektpartnern *Ruhstrat* und *Condensator Dominit* der Schwerpunkt des Projekts auf die Entwicklung eines Oberschwingungsfilters zu Verbesserung der Spannungsqualität mit Hilfe von neuartigen robusten magnetischen Stellgliedern gelegt.

Für diesen Zweck wurden magnetische Wirkprinzipien sowie deren Eignung als magnetisches Stellglied in einem passiven Filterkreis sowohl in der Theorie und anhand von aufgebauten Funktionsmustern im Labor eingehend untersucht. Die Ergebnisse der Untersuchungen ergaben, dass sich das *VAG*-Konzept und das *MCR*-Konzept mit der Reihenschaltung der Wechselstromwicklungen in ihren magnetischen Kennlinien entsprechen. Das *VAG*-Konzept besitzt dabei im Vergleich *MCR*-Konzept in der Reihenschaltung nur die halbe Stromverstärkung von Gleich- zu Wechselstromwicklung in deren Windungszahlverhältnis. Bei beiden Konzepten kommt es zu einer Ausprägung von rechteckförmigen Strömen und folglich zu einer hohen Stromverzerrung. Vorteilhaft beim *VAG*-Konzept sind zum einen die gering ausfallenden induzierten Spannungen in der Gleichstromwicklung aufgrund des geringen transformatorischen Übersetzungsverhältnisses von Wechsel- zu Gleichstromwicklung. Zum anderen ist die Integrierbarkeit des Konzepts in die Standardbauform unter der Nutzung der mech. Haltebolzen des Blechpaketes in einer 3-phasigen Drossel möglich, ohne hierbei das Kernvolumen zu vergrößern oder die Wechselstromwicklung anzupassen. Beim *MCR*-Konzept hingegen müssen aufgrund des transformatorischen Übersetzungsverhältnisses die induzierten Spannungen auf der Gleichstromseite mit einer zusätzlichen Induktivität unterdrückt oder durch regelungstechnische Maßnahmen verhindert werden.

Das *MCR*-Konzept mit der Parallelschaltung der Wechselstromwicklungen erwies sich als die beste Lösung, da hier die Stromverstärkung noch einmal um den Faktor Zwei höher im Vergleich zum *MCR*-Konzept mit der Reihenschaltung der Wechselstromwicklungen ist und die Stromverzerrung bei induktiver Belastung am geringsten ausfällt. Darüber hinaus müssen bei diesem Konzept, bedingt durch die Parallelschaltung der Wicklungen, keine Maßnahmen zur Unterdrückung von Wechselströmen in der Gleichstromwicklung vorgesehen werden. Positiv beim *MCR*-Konzept in der Reihenschaltung ist hingegen die Einsparung von Kupfer

und Bauvolumen, da durch die Reihenschaltung der Wicklungen nur die halbe Windungszahl bei gleichbleibender Kerndimensionierung benötigt wird. Abschließend ist bei beiden MCR-Konzepten die hohe Startinduktivität als nachteilig zu nennen, dass daher eine zusätzliche Drossel in Parallelschaltung zur Einstellung der Startinduktivität benötigt wird. Die experimentelle Untersuchung des MCR-Konzepts mit der Parallelschaltung der Wechselstromwicklungen ergab, dass dieses einer thyristorgesteuerten Induktivität (*TCR*) entspricht, wobei diese sehr vergleichbare Eigenschaften hinsichtlich der Steuerung einer Induktivität besitzen. Dabei entspricht der elektrische Steuerwinkel der *TCR*-Anwendung beim magnetischen Bauelement im übertragenen Sinne dem Gleichstrom zur Vormagnetisierung des Kernmaterials.

Durch den aufgebauten Niederspannungsdemonstrators zur Filterung von Oberschwingungsströmen aus dem Netz konnte die Verstellung der Impedanz des Saugkreises durch die vorgestellten magnetischen Wirkprinzipien nachgewiesen und hinsichtlich ihrer Effizienz verglichen werden. Die Untersuchungen zeigten, dass in dieser Anwendung das MCR-Konzept mit der Parallelschaltung der Wechselstromwicklungen die größten Vorteile besitzt. Neben den zuvor identifizierten Vorteilen des Konzepts, entstehen hier die geringsten Verluste im Gleichstromkreis und es lässt sich der höchste Durchgriff vom Gleichstromkreis auf die Impedanz des Saugkreises erzielen. Die Skalierbarkeit der Stromverstärkung im Vergleich zum VAG-Konzept wirkt sich zudem positiv auf die Dimensionierung eines Stromstellers zur Bereitstellung des Gleichstromes aus. Hierbei kann durch entsprechende Dimensionierung des Transduktors (steuerbare Drossel mit MCR-Konzept) der benötigte Ausgangsstrom des Stromstellers weiter reduziert werden, was sich wiederum positiv auf dessen Verluste und einen geringen Aufwand zur Kühlung der Halbleiter auswirkt.

Das Gesamtziel des Projekts konnte folglich durch die Realisierung eines magnetisch steuerbaren Stellglieds zur Kompensation von Grund- und Verzerrungsblindleistung im vollen Umfang erreicht werden.

Abschließend ist zu festzuhalten, dass Transduktoren historisch gesehen nicht als alleiniges Stellglied zum Blindleistungsmanagement eingesetzt wurden. Die Transduktoren wurden i.d.R. in der Vergangenheit zur Stellung von Wirkleistung oder als Bindeglied in der Automatisierungstechnik genutzt. Im Projekt wurde das Potential dieser vergleichsweise alten Technologie zur induktiven Blindleistungsbereitstellung durch umfangreiche Untersuchungen identifiziert, nachgewiesen und mit seinen deutlich überwiegenden Vorteilen gegenüber konkurrierenden Lösungen dargestellt.

4 Literaturverzeichnis

- [1] A. J. Schwab, Elektroenergiesysteme - Smarte Stromversorgung im Zeitalter der Energiewende, Berlin: Springer Vieweg, 2020.
- [2] V. Crastan und D. Westermann, Elektrische Energieversorgung 3 - Dynamik, Regelung und Stabilität, Versorgungsqualität, Netzplanung, Betriebsplanung und -führung, Leit- und Informationstechnik, FACTS, HGÜ, Berlin: Springer Vieweg, 2018.
- [3] X.-P. Zhan, C. Rehtanz und B. Pal, Flexible AC Transmission Systems, Berlin: Springer-Verlag, 2006.
- [4] Siemens AG, „Flexible AC Transmissions Systems (FACTS) - Parallelkompensation - Umfassende Lösungen für einen sicheren und zuverlässigen Netzbetrieb,“ Siemens AG, Erlangen, 2017.
- [5] R. Grünbaum, „FACTS for Grid Integration of Wind Power,“ in *2010 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe)*, Gothenberg, 2010.
- [6] B. Backlund, M. Rahimo, K. S. und S. J., „Topologies, voltage ratings and state of the art high power semiconductor devices for medium voltage wind energy conversion,“ in *2009 IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications*, Lincoln, 2009.
- [7] J. Dixon, L. Morán, J. Rodriguez und R. Domke, „Reactive Power Compensation Technologies: State-of-the-Art Review,“ *Proceedings of the IEEE (Volume: 93 , Issue: 12 , Dec. 2005)*, pp. 2144-2164, 05 December 2005.
- [8] DIN Deutsches Institut für Normung e.V. und VDE Verband der Elektrotechnik Informationstechnik e.V., DIN EN IEC 61000-3-2:2019-12(VDE 0838-2:2019-12) - Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-2: Grenzwerte - Grenzwerte für Oberschwingungsströme (Geräte-Eingangsstrom ≤ 16 A je Leiter) (IEC 61000-3-2:2018), Berlin: Beuth, 2019.

- [9] DIN Deutsches Institut für Normung e.V. und VDE Verband der Elektrotechnik Informationstechnik e.V., DIN EN 61000-3-12 (VDE 0838-12) - Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-12: Grenzwerte - Grenzwerte für Oberschwingungsströme, verursacht von Geräten und Einrichtungen mit einem Eingangsstrom $> 16\text{A}$ und $\leq 75\text{A}$ je Leiter, ..., Berlin: Beuth, 2012.
- [10] DIN Deutsches Institut für Normung e.V., DIN EN 50160:2011-02 - Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen, Berlin: Beuth Verlag, 2010.
- [11] IEEE Power & Energy Society, IEEE Std 1459 - 2010: IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions, New York, USA: IEEE, 2010.
- [12] DIN Deutsches Institut für Normung e.V. und VDE Verband der Elektrotechnik Informationstechnik e.V., DIN EN 61000-2-2 (VDE 0839-2-2) - Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 2-2: Umgebungsbedingungen - Verträglichkeitspegel für niederfrequente leitungsgeführte Störgrößen und Signalübertragung in öffentlichen Niederspannungsnetzen, Berlin: Beuth Verlag, 2020.
- [13] H. Dorner und M. Fender, Wissenswertes über Netzurückwirkungen, Berlin: VDE Verlag GmbH, 2013.
- [14] W. Hormann, W. Just und J. Schlabbach, Netzurückwirkungen, Frankfurt am Main: VWEW Energieverlag, 2008.
- [15] C. Dresel, M. Große-Gehling, J. Reese und J. Schlabbach, Blindleistungskompensation und Energieversorgungsqualität, Frankfurt am Main: EW Medien und Kongresse GmbH, 2017.
- [16] A. M. Blanco, M. Gupta, A. G. de Castro, S. Rönnberg und J. Meyer, „Impact of flat-top voltage waveform distortion on harmonic current emission and summation of electronic household appliances,“ in *International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'18)*, Salamanca (Spain), 2018.
- [17] Condensator Dönnit GmbH, „<https://www.condensator-dönnit.de/>,“ 08 August 2020. [Online]. Available: <https://www.condensator->

- dominit.de/fileadmin/user_upload/Broschuere_SOPIA_DE_D2091707.pdf. [Zugriff am 08 August 2020].
- [18] M. Kale, I. Hauer, W. Kruschel, T. Maurer und P. Zacharias, „Use of Multifunctional Power Electronic Network Controllers in Smart Distribution Systems,“ in *16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*, Antalya, 2014.
- [19] P. Zacharias, T. Kleeb, F. Fenske, J. Wende und J. Pfeiffer, „Controlled magnetic devices in power electronic applications,“ in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, Warsaw, Poland, 2017.
- [20] H. Baehr, *Regeln und Steuern durch magnetische Verstärker*, Braunschweig: Vieweg & Sohn Verlag, 1960.
- [21] M. Gabler, J. Hanskovec und E. Tomanek, *Magnetische Verstärker*, Berlin: VEB Verlag Technik, 1960.
- [22] M. Young, Z. Li und A. Dimitrovski, „Modeling and Simulation of Continuously Variable Series Reactor for Power System Transient Analysis,“ in *2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*, Boston, USA , 2016.
- [23] Maschinenfabrik Reinhausen GmbH, „<https://www.reinhausen.com/de>,“ 04 August 2020. [Online]. Available: https://www.reinhausen.com/de/desktopdefault.aspx/tabid-2364/3415_read-9138/. [Zugriff am 04 August 2020].
- [24] H. Nagel, *Systematische Netzplanung*, Frankfurt am Main: VWEW Energieverlag, 2008.
- [25] D. Dolan, *Modelling and Performance Evaluation of the Virtual Air Gap Variable Reactor*, Dissertation: University of Toronto, 2009.
- [26] F. Kummel, *Regel-Transduktoren: Theorie und Anwednungen in der Regelungstechnik*, Berlin/Göttingen/Heidelberg: Springer-Verlag, 1961.
- [27] P. Zacharias, *Magnetische Bauelemente - Grundlagen und Anwendungen*, Wiesbaden: Springer Vieweg, 2020.

5 Veröffentlichungen

Im Folgenden werden Veröffentlichungen, studentische Abschlussarbeiten und Dissertationen aufgelistet, die im Rahmen des Forschungsprojekts entstanden bzw. bearbeitet worden sind.

5.1 Veröffentlichungen

1. EPE'17 ECCE Europe (19th European Conference on Power Electronics and Applications), Warschau, Polen, 2017: „Controlled magnetic devices in power electronic applications“ von Herrn Peter Zacharias, Herrn Thiemo Kleeb, Herrn Florian Fenske, Frau Jiajing Wende, Herrn Jonas Pfeiffer

5.2 Abschlussarbeiten

1. Masterarbeit 2016: „Einsatz von elektronisch-magnetischen Stellgliedern zur Blindleistungskompensation“ von Herrn Jimmy Christian Langué
2. Masterarbeit 2017: „Untersuchung eines erweiterten Virtual Air Gap“-Konzeptes mit Vermeidung von Netzurückwirkungen und Vergleich zu konventionellen Methoden“ von Herrn Robert Helmrich
3. Masterarbeit 2018: „Möglichkeiten zum Einsatz von variablen Kapazitäten zur Blindleistungskompensation“ von Herrn Marc Fasshauer
4. Masterarbeit 2019: „3D-FEM Untersuchung von magnetischen Konzepten für variable Kompensationsdrosseln“ von Frau Katharina Rode
5. Masterarbeit 2020: „Erweiterung einer Filteranlage in Bezug auf Regelbarkeit und Betriebsführung mit Nachbildung eines Industrienetzes zur Validierung“ von Herrn Florian Knapp
6. Bachelorarbeit 2016: „Experimentelle Untersuchung eines Virtual Air Gap-Konzeptes“ von Herrn Marc Fasshauer
7. Bachelorarbeit 2016: „Virtual Air Gap: Analyse und Bewertung“ von Herrn Michael Kleinschmidt
8. Bachelorarbeit 2017: „Wirtschaftliche Betrachtung von Blindleistungsbilanzen im Übertragungs- und Verteilnetz“ von Frau Lisa Spannenberg
9. Bachelorarbeit 2017: „Auslegung und Design von magnetischen Kreisen mit Luftspalt“ von Frau Katharina Rode
10. Bachelorarbeit 2018: „Aufbau einer Kompensationsanlage zur Verbesserung der Spannungsqualität“ von Herrn Sebastian Stelzer

11. Bachelorarbeit 2019: „Vergleich und Bewertung von leistungselektronischen Stellgliedern zur Vormagnetisierung von Drosseln“ von Herrn René Armbröster
12. Bachelorarbeit 2019: „Entwicklung eines Prüfstandes zur Charakterisierung von Elektroblech“ von Herrn Juri Radezki
13. Projektarbeit 2017: „Blindleistungsbilanz und Spannungsregelung im Verteilnetz (NS/MS)“ von Frau Katharina Rode
14. Projektarbeit 2017: „Systemkonzepte zur Blindleistungskompensation für das Verteilnetz (MS/NS)“ von Herrn Jannik Beikirch
15. Projektarbeit 2018: „Auslegung, Design und Aufbau eines galvanisch getrennten Messverstärkers“ von Herrn René Armbröster

5.3 Dissertationen

Die in diesem Projekt erarbeiteten Erkenntnisse fließen in folgende Dissertation/en ein:

1. „Nutzung nichtlinearer Effekte zur elektrischen Steuerung von Netzdrosseln im Impedanzverhalten“ von Herrn Florian Fenske (vorläufiger Titel, Arbeit noch nicht abgeschlossen)