



# **Prädiktion und aktive Unterdrückung von EMV-Störungen bei dreiphasigen Netzumrichtern**

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Technischen Universität Dortmund

genehmigte

**Dissertation**

zur Erlangung des akademischen Grades  
**Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)**  
vorgelegt von

**Stefan Tolle, M. Sc.**

Tolle, Stefan: Prädiktion und aktive Unterdrückung von EMV-Störungen bei dreiphasige  
Netzumrichtern

Genehmigte Dissertation zur Erlangung des akademischen Grades Doktor der Ingenieurwissen-  
schaften (Dr.-Ing.) der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Uni-  
versität Dortmund.

Referent: Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel, Friedrich-Alexander-Universität  
Erlangen-Nürnberg

Ort und Tag der Einreichung: Dortmund, 22.11.2024

Ort und Tag der mündlichen Prüfung: Dortmund, 30.04.2025

## Kurzfassung

In der vorliegenden Arbeit wird untersucht, inwieweit der Einsatz aktiver EMV-Filter (AEF) in drehzahlvariablen Antriebssystemen Filtervolumen und damit einhergehend Kosten reduzieren kann. Im Gegensatz zu konventionellen passiven Filtern bestehen AEF u. a. aus aktiven, d. h. verstärkenden, Bauteilen, die Störungen aktiv kompensieren. Es gibt acht Grundtopologien, die sich in der Art der Messung der Störung, der Art der Kompensation und der Art der Regelung unterscheiden. Die Wahl der Topologie beeinflusst das Potential des AEF maßgeblich. In bisherigen Studien wurde die Wahl der Topologie meist basierend auf Vereinfachungen und pauschalen Annahmen getroffen. Somit bleibt offen, ob mit einer anderen Topologie ein besseres Ergebnis erreicht worden wäre.

Das Ziel dieser Arbeit ist die Klärung, welche der bekannten Topologien für drehzahlvariable Antriebssysteme das größte Potential besitzt, das Volumen und die Kosten der eingesetzten passiven Filter zu reduzieren. Der Fokus liegt ausschließlich auf dem Gleichtaktfilter (CM-Filter). Zunächst wurden Modelle für die Senken- und Quellenimpedanz erstellt. Ferner wurden vier Referenzsysteme für unterschiedliche Motorleistungen und Leitungslängen definiert. Anhand der relevanten Normen wurden Anforderungen an das Filter abgeleitet. Zum Vergleich wurden zwei Auslegerichtlinien für passive Filter erstellt und für jedes Referenzsystem zwei passive Filter dimensioniert. Das Volumen, die Kosten und die Verluste der Filter wurden abgeschätzt.

Die Grundtopologien der AEF wurden eingeführt und die Stabilitätsanalyse als wichtiger Bestandteil der Auslegung eines AEF sowie Maßnahmen zur Stabilisierung erläutert. Anders als in einschlägigen Veröffentlichungen beschrieben, wurde jede bekannte AEF-Topologie an einem Referenzsystem getestet und optimiert. Für jede Topologie wurde die mögliche Reduktion des passiven Filters berechnet und die Topologien wurden anhand der Reduktion miteinander verglichen.

Drei der acht Grundtopologien können die induktiven Bauelemente des passiven Filters um mehr als 50 % reduzieren. Das geregelte, spannungsmessende, spannungsinjizierende AEF (FB VSVI AEF) und das gesteuerte, strommessende, strominjizierende AEF mit Integratorschaltung (FF CSCI AEF) erreichen beide theoretisch mehr als 99 %. Sie stellen damit die Favoriten für die betrachtete Anwendung dar, obwohl sie bisher in der Literatur wenig behandelt werden. Wegen der einfachen Realisierbarkeit der Stromeinkopplung wurde das FF CSCI AEF für die weitere Arbeit ausgewählt. Das theoretische Potential, Filtervolumen und -kosten zu reduzieren, wurde für die vier Referenzsysteme berechnet. Für alle Systeme ergibt sich mindestens eine Reduktion des Volumens von 51 %.

Zur Verifikation wurde ein FF CSCI AEF ausgelegt und aufgebaut. Anschließend wurde es an einem 400-V-16-kW-Umrichter getestet. Durch den Einsatz des AEF konnte das CM-Filter des Umrichters um 81 % im Volumen und 88 % im Gewicht reduziert werden.

## Abstract

This study investigates the extent to which the use of active EMC filters (AEF) in variable-speed drive systems can reduce filter volume and hence costs. In contrast to conventional passive filters, AEFs consist of active (i.e., amplifying) components that actively compensate for interference. There are eight basic topologies, which differ in the type of measurement, compensation, and control. The choice of topology used is decisive for the potential of the AEF. In previous publications, the choice of topology has been based on simplifications and general assumptions. Thus, the question of whether a better result would have been achieved with a different topology usually remains unanswered.

This work aims to clarify which of the known topologies for speed-variable drive systems has the greatest potential to reduce the volume and costs of passive filters. The focus is exclusively on the common mode filter (CM filter). To this end, models for the sink and source impedance were created, with four reference systems defined for different motor powers and different cable lengths. Requirements for the filter were derived based on the corresponding standards. Two design guidelines for passive filters were created, and two passive filters were designed for each reference system. The volume, costs and losses of the filters were then estimated.

The basic topologies of the AEF are introduced, and the stability analysis (an important part of the design of an AEF) and measures for stabilization are presented. Uniquely, each known AEF topology was tested and optimized on a reference system. The possible reduction of the passive filter was calculated for each topology, and the topologies were compared based on the reduction.

Three of the eight basic topologies can reduce the inductive components of the passive filter by more than 50 %. The feedback, voltage-sense, voltage-injecting AEF (FB VSVI AEF) and the feedforward, current-sense, current-injecting AEF with integrator circuit (FF CSCI AEF) both theoretically achieve more than 99 %. They are therefore the favorites for the application under consideration, although they have so far received little attention in the literature. The FF CSCI AEF is selected for further work due to the simplicity of the realization of the current injection. The theoretical potential to reduce filter volume and costs is calculated for the four reference systems. A reduction in volume of at least 51 % is achieved for all systems.

An FF CSCI AEF is designed and constructed for verification. It is then tested on a 400 V, 16 kW inverter. By using the AEF, the CM filter of the inverter can be reduced by 81 % in volume and 88 % in weight.

# Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis.....	VIII
Tabellenverzeichnis .....	XIV
Verzeichnis mathematischer Symbole .....	XV
Abkürzungsverzeichnis .....	XVII
<b>1 Einleitung .....</b>	<b>1</b>
1.1 Problemstellung und Relevanz .....	1
1.2 Zielsetzung.....	2
<b>2 Grundlagen der EMV leistungselektronischer Systeme .....</b>	<b>3</b>
2.1 Koppelpfade und Aufteilung in CM- und DM-Störungen .....	3
2.2 Normen .....	4
2.2.1 Normgerechte Messung der leitungsgeführten Störaussendung .....	5
2.2.2 Grenzwerte für Störaussendung und Schutzleiterströme.....	7
<b>3 Netzumrichter für industrielle Antriebssysteme als Störquelle.....</b>	<b>10</b>
3.1 Umrichter.....	10
3.2 Motor .....	11
3.3 Geschirmtes Motorkabel.....	13
3.4 Zusammenführung und Vereinfachung des Netzwerks.....	16
3.5 Umrichterbedingte Störungen.....	18
3.5.1 Einfluss der Zwischenkreisspannung, Schaltfrequenz und Schaltflankensteilheit.....	18
3.5.2 Einfluss des Modulationsverfahrens.....	21
3.6 Vom Netz eingebrachte Störungen und Begrenzung des Schutzleiterstroms .....	23
3.7 Konventionelle Filtermaßnahmen zur Reduktion der Störungen .....	25
3.7.1 Anforderung an die Einfügedämpfung .....	26
3.7.2 Auslegungsrichtlinien passiver CM-Filter .....	27
3.7.3 Abschätzung von Bauraum, Kosten und Verlusten.....	35
3.8 Kapitelzusammenfassung .....	40
<b>4 Aktive EMV-Filter .....</b>	<b>41</b>
4.1 Methode zur Bewertung und Auswahl einer geeigneten Topologie für aktive Filter.....	41
4.1.1 Vorgesteuertes, spannungsmessendes, spannungskompensierendes, aktives EMV-Filter (FF VSVI AEF).....	52

4.1.2	Geregeltes, Spannungsmessendes, Spannungskompensierendes, aktives EMV-Filter (FB VSVI AEF) .....	55
4.1.3	Geregeltes, Strommessendes, Spannungskompensierendes AEF (FF CSVI AEF).....	60
4.1.4	Vorgesteuertes, Strommessendes, Stromkompensierendes AEF (FF CSCI AEF).....	62
4.1.5	Geregeltes, Strommessendes, Stromkompensierendes AEF (FB CSCI AEF).....	70
4.1.6	Geregeltes, Spannungsmessendes, Stromkompensierendes AEF (FB VSCI AEF).....	75
4.2	Vergleich der AEF-Topologien .....	81
4.3	Kapitelzusammenfassung.....	84
<b>5</b>	<b>Auslegung des FF CSCI AEF mit Integrator .....</b>	<b>86</b>
5.1	Stromsensor.....	88
5.2	Hochpassfilter .....	89
5.3	Integratorschaltung und Einkoppelkondensator.....	90
5.4	Gesteuerte Spannungsquelle .....	92
5.4.1	Operationsverstärker .....	97
5.4.2	Class-AB-Verstärker .....	99
5.4.3	Class-D-Verstärker .....	100
5.5	Abschätzung des Optimierungspotentials für die Referenzsysteme .....	101
5.6	Kapitelzusammenfassung.....	107
<b>6</b>	<b>Messtechnische Validierung.....</b>	<b>109</b>
6.1	Validierung am einphasigen CM-Ersatzschaltbild .....	109
6.2	Validierung am 400-V-16-kW-AC/DC-Umrichter.....	113
6.3	Vergleich passiver und aktiver Filter .....	117
6.4	Kapitelzusammenfassung.....	118
<b>7</b>	<b>Fazit.....</b>	<b>120</b>
	<b>Literaturverzeichnis.....</b>	<b>122</b>
	<b>Veröffentlichungen des Autors .....</b>	<b>128</b>
	<b>Verzeichnis der vom Autor betreuten Masterarbeiten.....</b>	<b>129</b>
	<b>Anhang A Beispiel LTSpice-Simulationsmodell.....</b>	<b>I</b>
	<b>Anhang B Netzliste des FF CSCI AEFs mit Integrator zum LTSpice-Simulationsmodell.....</b>	<b>II</b>
	<b>Anhang C MATLAB-Code zur Bestimmung der Senkenimpedanz Zpar....</b>	<b>IV</b>

**Anhang D MATLAB-Code zur Bestimmung der notwendigen  
Einfügedämpfung ..... VI**

**Anhang E MATLAB-Code zur Bestimmung der maximal zulässigen y-  
Kapazität ..... VII**

**Anhang F MATLAB-Code zur passiven Filterauslegung ..... VIII**

**Anhang G MATLAB-Code zur Stabilitätsanalyse des AEF und passiven  
Filteroptimierung ..... XII**

**Anhang H MATLAB-Hilfsfunktionen ..... XVI**

# Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1.1: Industrielles Antriebssystem, bestehend aus Motor, Motorumrichter, Netzumrichter und Filter .....	1
Abbildung 2.1: Störmodell der elektromagnetischen Verträglichkeit .....	3
Abbildung 2.2: Definition des DM- und CM-Systems .....	4
Abbildung 2.3: Mögliche Implementierung einer Netznachbildung [6].....	5
Abbildung 2.4: Impedanz der Netznachbildung ENV432 von Rohde & Schwarz....	6
Abbildung 2.5: CM-Ersatzschaltbild des Netzes und der Netznachbildung.....	7
Abbildung 2.6: QP-Limits für die Geräteklassen C2 und C3 .....	9
Abbildung 3.1: Prinzipschaltbild eines dreiphasigen Umrichters .....	11
Abbildung 3.2: CM-Ersatzschaltbild des Umrichters .....	11
Abbildung 3.3: CM-Ersatzschaltbild eines Motors [11] .....	12
Abbildung 3.4: Vergleich von modellierter und gemessener CM-Impedanz einer Asynchronmaschine [11] .....	12
Abbildung 3.5: Motorkabel als Vierpol zur Bestimmung der Eingangsimpedanz $Z_{par}$ .....	13
Abbildung 3.6: Kabelgeometrie zur Bestimmung der Kabelparameter [14] .....	15
Abbildung 3.7: Impedanzverlauf $Z_{par}$ für ein 7,8-kW-Motor mit unterschiedlicher Kabellänge .....	16
Abbildung 3.8: Zusammengeführtes CM-Ersatzschaltbild.....	17
Abbildung 3.9: Vereinfachtes CM-Ersatzschaltbild .....	17
Abbildung 3.10: CM-Impedanz des Motors, inklusive Motorkabel, für die in Tabelle 3.4 definierten Referenzsysteme.....	18
Abbildung 3.11: Asymmetrisches Trapezsignal als Spannung einer Phase des Umrichters [17].....	19
Abbildung 3.12: Einhüllende des Frequenzspektrums eines asymmetrischen Trapezsignals [17].....	20
Abbildung 3.13: Einhüllende des Frequenzspektrums eines asymmetrischen Trapezsignals mit $UDC = 600\text{ V}$ und $D = 0,3$ .....	21
Abbildung 3.14: CM- und DM-Spannung für verschiedene Modulationsverfahren .....	22
Abbildung 3.15: Asymmetrische Spannungen je nach Modulationsverfahren [18]	23
Abbildung 3.16: Maximal zulässige $y$ -Kapazität in Abhängigkeit von der Nennleistung des Umrichters.....	25
Abbildung 3.17: Berechnetes maximales Störspektrum zweier seriell verschalteter Umrichter ( $f_{s1} = 16\text{ kHz}$ , $f_{s2} = 4\text{ kHz}$ , $UDC = 600\text{ V}$ , $D = 0,3$ , $\tau_r = 1\text{ }\mu\text{s}$ , $\tau_f = 3\text{ }\mu\text{s}$ ).....	26
Abbildung 3.18: Berechnete notwendige Einfügedämpfung basierend auf der Störspannung der Umrichter und den Limits der Geräteklasse 3 ..	27
Abbildung 3.19: Schaltbild für die Definition der Einfügedämpfung .....	27
Abbildung 3.20: Schaltbild für die Definition der Einfügedämpfung mit parallelen und seriellen Filterkomponenten .....	28
Abbildung 3.21: Schaltbild zur Definition der Einfügedämpfung.....	29

Abbildung 3.22: Ablaufdiagramm zur passiven Filterauslegung nach Auslegungsrichtlinie 1 und 2.....	31
Abbildung 3.23: Iterative Vergrößerung von $L_{ges}$ , bis notwendige Einfügedämpfung erreicht wird.....	32
Abbildung 3.24: Iterative Verkleinerung von $k_L$ , bis die notwendige Einfügedämpfung erreicht wird, $LCM, ges = 453 \mu H$ .....	32
Abbildung 3.25: Iterative Vergrößerung von $L_{ges}$ während der Auslegung nach Richtlinie 2 .....	33
Abbildung 3.26: Einfügedämpfung Referenzsystem 1 .....	34
Abbildung 3.27: Einfügedämpfung Referenzsystem 2.....	34
Abbildung 3.28: Einfügedämpfung Referenzsystem 3 .....	35
Abbildung 3.29: Einfügedämpfung Referenzsystem 4.....	35
Abbildung 3.30: Abschätzung Volumen CM-Drossel basierend auf Common-Mode-Choke-Produktreihe RT von Schaffner [26] und Coilcraft	36
Abbildung 3.31: Abschätzung Kupferverluste CM-Drossel basierend auf Common-Mode-Choke-Produktreihe RT von Schaffner [26] und Coilcraft	37
Abbildung 3.32: Abschätzung Kosten CM-Drossel basierend auf Common-Mode-Choke-Produktreihe RT von Schaffner [26] und Coilcraft .....	37
Abbildung 3.33: Abschätzung Volumen $y$ -Kondensator basierend auf Baureihe B32021 bis B32026 [27] von TDK .....	38
Abbildung 3.34: Abschätzung Kosten $y$ -Kondensator basierend auf Baureihe B32021 bis B32026 [27] von TDK .....	39
Abbildung 4.1: Schematische Darstellung des gesteuerten und des geregelten AEF .....	41
Abbildung 4.2: Grundlegende Topologien des AEF .....	42
Abbildung 4.3: Vorgesteuertes, spannungsmessendes, spannungskompensierendes AEF (FF VSVI AEF) .....	45
Abbildung 4.4: Bode-Diagramm eines Operationsverstärkers .....	46
Abbildung 4.5: Nyquist-Diagramm eines stabilen Operationsverstärkers .....	47
Abbildung 4.6: Nyquist-Diagramm eines instabilen Operationsverstärkers .....	47
Abbildung 4.7: Stabilitätsanalyse des vorgesteuerten, spannungsmessenden, spannungskompensierenden AEF .....	48
Abbildung 4.8: Bode-Diagramm des vorgesteuerten, spannungsmessenden, spannungskompensierenden AEF .....	48
Abbildung 4.9: Nyquist-Diagramm des vorgesteuerten, spannungsmessenden, spannungskompensierenden AEF .....	49
Abbildung 4.10: a) Nichtinvertierender Verstärker b) Phasenkompensation c) Phasen- und Amplitudenkompensation mittels Tiefpassfilter.....	51
Abbildung 4.11: Bode-Diagramm der Phasen- und Amplitudenkompensation.....	51
Abbildung 4.12: Workflow der AEF-Filterauslegung.....	52
Abbildung 4.13: Vorgesteuertes, spannungsmessendes, spannungskompensierendes, aktives EMV-Filter (FF VSVI AEF) .....	53
Abbildung 4.14: Amplitudenreserve des FF VSVI AEF über der Eckfrequenz des Hochpassfilters fHP .....	54

Abbildung 4.15: Schaltbild des FF VSVI AEF .....	54
Abbildung 4.16: Bode-Diagramm zur Stabilitätsbestimmung des FF VSVI AEF mit LCM1-Einkopplung.....	55
Abbildung 4.17: Geregeltes, spannungsmessendes, spannungskompensierendes, aktives EMV-Filter (FB VSVI AEF).....	55
Abbildung 4.18: Schaltbild des FB VSVI AEF .....	56
Abbildung 4.19: Schaltbild des FB VSVI AEF zur Stabilitätsanalyse .....	57
Abbildung 4.20: Bode-Diagramm zur Stabilitätsanalyse des FB VSVI AEF.....	57
Abbildung 4.21: Nyquist-Diagramm zur Stabilitätsanalyse des FB VSVI AEF .....	58
Abbildung 4.22: Schaltbild des FB-VSVI-AEF-Reglers mit Phasenkompensation	58
Abbildung 4.23: Nyquist-Diagramm mit Phasenkompensation des Reglers des FB VSVI AEF.....	59
Abbildung 4.24: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegerichtlinie 2 ( <i>passiv</i> ) verglichen mit dem FB VSVI AEF mit Phasenkompensation.....	59
Abbildung 4.25: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegerichtlinie 2 ( <i>passiv</i> ) verglichen mit dem FB VSVI AEF mit Phasenkompensation mit reduzierten Induktivitäten LCM1 und LCM2.....	60
Abbildung 4.26: Geregeltes, strommessendes, spannungskompensierendes AEF (FF CSVI AEF) .....	60
Abbildung 4.27: Schaltbild des FF CSVI AEF .....	61
Abbildung 4.28: Bode-Diagramm des FB CSVI AEF zur Stabilitätsanalyse.....	61
Abbildung 4.29: Vorgesteuertes, strommessendes, stromkompensierendes AEF (FF CSCSI AEF).....	62
Abbildung 4.30: Schaltbild des FF CSCSI AEF .....	63
Abbildung 4.31: Nyquist-Diagramm des FF CSCSI AEF .....	64
Abbildung 4.32: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegerichtlinie 2 ( <i>passiv</i> ) verglichen mit dem FF CSCSI AEF mit Stromquelle.....	64
Abbildung 4.33: Nyquist-Diagramm des FF CSCSI AEF mit Stromquelle und verkleinerter CM-Drossel LCM2 .....	65
Abbildung 4.34: Nyquist-Diagramm des FF CSCSI AEF mit Stromquelle und verkleinerter CM-Drossel LCM1 .....	65
Abbildung 4.35: Schaltbild des FF CSCSI AEF mit Stromquelle und zusätzlichen y-Kondensatoren zur Stabilisierung.....	66
Abbildung 4.36: Schaltbild der FF CSCSI AEF mit Stromquelle und zusätzlichen y-Kondensatoren sowie Ausgangskompensation der Stromquelle zur Stabilisierung .....	67
Abbildung 4.37: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegerichtlinie 2 ( <i>passiv</i> ) verglichen mit dem FF CSCSI AEF mit Stabilisationskondensatoren und um Faktor 2 reduzierter Induktivität LCM2 .....	67
Abbildung 4.38: Schaltbild des FF CSCSI AEF mit Integratorschaltung.....	68
Abbildung 4.39: Nyquist-Diagramm des FF CSCSI AEF mit Integratorschaltung zur Stabilitätsanalyse .....	69

Abbildung 4.40: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegerichtlinie 2 ( <i>passiv</i> ) verglichen mit dem FF CSCI AEF mit Integratorschaltung .....	69
Abbildung 4.41: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegerichtlinie 2 ( <i>passiv</i> ) verglichen mit dem FF CSCI AEF mit Integratorschaltung und reduzierten Induktivitäten LCM1 und LCM2 .....	70
Abbildung 4.42: Geregeltes, strommessendes, stromkompensierendes AEF (FB CSCI AEF) .....	71
Abbildung 4.43: Schaltbild des FB CSCI AEF .....	71
Abbildung 4.44: Nyquist-Diagramm des FB CSCI AEF zur Stabilitätsanalyse .....	72
Abbildung 4.45: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegerichtlinie 2 ( <i>passiv</i> ) verglichen mit dem FB CSCI AEF ..	72
Abbildung 4.46: Bode-Diagramm des FB CSCI AEF mit reduzierter CM-Drossel LCM2 .....	73
Abbildung 4.47: Schaltbild des FB CSCI AEF mit Spannungsquelle.....	73
Abbildung 4.48: Nyquist-Diagramm des FB CSCI AEF mit Spannungsquelle.....	74
Abbildung 4.49: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegerichtlinie 2 ( <i>passiv</i> ) verglichen mit dem FB CSCI AEF mit Spannungsquelle.....	74
Abbildung 4.50: Geregeltes, spannungsmessendes, stromkompensierendes AEF (FB VSCI AEF).....	75
Abbildung 4.51: LTSpice-Simulation des FB VSCI AEF.....	76
Abbildung 4.52: Bode-Diagramm des FB VSCI AEF zur Stabilitätsanalyse .....	76
Abbildung 4.53: Schaltbild des FB VSCI AEF mit Dämpfungsnetzwerk und HF-Stabilisierung.....	77
Abbildung 4.54: Bode-Diagramm des FB VSCI AEF mit Dämpfungsnetzwerk und HF-Kompensation .....	78
Abbildung 4.55: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegerichtlinie 2 ( <i>passiv</i> ) verglichen mit dem FB VSCI AEF mit Dämpfungsnetzwerk und HF-Kompensation.....	78
Abbildung 4.56: Schaltbild des FB VSCI AEF mit Spannungsmessung an der LISN .....	79
Abbildung 4.57: Nyquist-Diagramm des FB VSCI AEF mit Spannungsmessung an der LISN .....	79
Abbildung 4.58: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegerichtlinie 2 ( <i>passiv</i> ) verglichen mit dem FB VSCI AEF mit Spannungsmessung an der LISN.....	80
Abbildung 4.59: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegerichtlinie 2 ( <i>passiv</i> ) verglichen mit dem FB VSCI AEF mit Spannungsmessung an der LISN und reduzierten Induktivitäten LCM1 und LCM2 .....	81
Abbildung 4.60: Einfügedämpfung der drei AEF-Topologien FB VSVI, FF CSCI, FB VSCI im Vergleich zur rein passiven Filterkennlinie und der notwendigen Einfügedämpfung .....	83
Abbildung 5.1: Aufbau einer FF-CSCI-mit-Integrator-Topologie .....	86

Abbildung 5.2: Ersatzschaltbild zur Bewertung der Sättigungseffekte des AEF aufgrund von Netzstörungen.....	89
Abbildung 5.3: Integratorschaltung zur Nachbildung der Impedanz des Injektionskondensators [45].....	91
Abbildung 5.4: Übertragungsfunktion des Integrators verglichen mit der Impedanz des Injektionskondensators [45] .....	92
Abbildung 5.5: Schematischer Aufbau einer FF CSCI zur Herleitung der Anforderungen an die gesteuerte Spannungsquelle.....	93
Abbildung 5.6: Schaltbild zur Bestimmung der Anforderungen an die Spannungsquelle .....	95
Abbildung 5.7: Simulierte transiente Verläufe des Stroms und der Spannung der Spannungsquelle für das Referenzsystem 2 mit verschiedenen Werten für die CM-Drossel .....	95
Abbildung 5.8: Maximalwert für Strom und Spannung des AEF bei unterschiedlichen Werten der CM-Drossel.....	96
Abbildung 5.9: Limitierung der Einfügedämpfung basierend auf Amplitude und Phase der Spannungsquelle [55] .....	97
Abbildung 5.10: Current-Feedback-Amplifier als invertierender Verstärker .....	97
Abbildung 5.11: Übertragungsfunktion des Current-Feedback-Amplifiers als invertierender Verstärker [55] .....	98
Abbildung 5.12: Invertierender Verstärker mit Kompensationskapazität CCSin [55] .....	98
Abbildung 5.13: Class-AB-Verstärker mit Anpassungsschaltung.....	99
Abbildung 5.14: Offene Schleifenverstärkung des Class-AB-Verstärkers .....	100
Abbildung 5.15: Übertragungsfunktion des Class-AB-Verstärkers.....	100
Abbildung 5.16: Einfügedämpfung des Referenzsystems 1 mit passivem Filter nach Auslegerichtlinie 2 ( <i>passiv</i> ) verglichen mit dem FF CSCI AEF mit Integrator.....	102
Abbildung 5.17: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegerichtlinie 2 ( <i>passiv</i> ) verglichen mit dem FF CSCI AEF mit Integrator.....	102
Abbildung 5.18: Einfügedämpfung des Referenzsystems 3 mit passivem Filter nach Auslegerichtlinie 2 ( <i>passiv</i> ) verglichen mit dem FF CSCI AEF mit Integrator.....	103
Abbildung 5.19: Einfügedämpfung des Referenzsystems 4 mit passivem Filter nach Auslegerichtlinie 2 ( <i>passiv</i> ) verglichen mit dem FF CSCI AEF mit Integrator.....	103
Abbildung 5.20: Schaltbild des Class-AB-Verstärkers zur Abschätzung der Verluste .....	106
Abbildung 5.21: Ausgangsstrom des AEF für eine Schalthandlung der verschiedenen Referenzsysteme .....	107
Abbildung 6.1: Vereinfachter Messaufbau zur Validierung des FF CSCI AEF am einphasigen CM-Ersatzschaltbild .....	109
Abbildung 6.2: Schaltplan des FF CSCI AEF mit Integrator [45].....	110
Abbildung 6.3: Anschluss des VNA an die CM-Ersatzschaltung zur Validierung des AEF [45].....	110

---

Abbildung 6.4: Leiterplatte und Stromwandler des CM-Ersatzschaltbilds und des AEF [45].....	111
Abbildung 6.5: Vergleich Messung und Simulation des CM-Ersatzschaltbilds ohne und mit AEF [45] .....	112
Abbildung 6.6: Spannungsbasierte Einfügedämpfung aus Simulation und Messung des CM-Ersatzschaltbilds [45] .....	112
Abbildung 6.7: Messung mit EMV-Testempfänger als VLISN; als Störung wird ein Rechtecksignal mit 10 kHz verwendet [45] .....	113
Abbildung 6.8: Laboraufbau, bestehend aus einem 400-V-16-kW-AC/DC-Umrichter mit AEF [45] .....	114
Abbildung 6.9: Schematische Darstellung des Laboraufbaus, inklusive CM-Ersatzschaltung.....	114
Abbildung 6.10: Topologie des passiven Filters des Umrichters .....	115
Abbildung 6.11: Bild des Filterboards und der Drosseln des passiven Filters [45] .....	115
Abbildung 6.12: Topologie des passiven Filters mit integriertem AEF .....	116
Abbildung 6.13: Störspannung des Umrichters, gemessen an der Netznachbildung mit passivem, ausgeschaltetem AEF und eingeschaltetem AEF [45] .....	117
Abbildung 6.14: Störspannung des Umrichters, gemessen am Netzanschlusspunkt mit einer hochimpedanten Spannungssonde TK 9422 von Schwarzbeck [45] .....	117
Abbildung A.1: LTSpice-Simulationsmodell des passiven Filters.....	I
Abbildung A.2: LTSpice-Simulationsmodell des FF CSCI AEF mit Integrator zur Bestimmung der Filterkennlinie.....	I
Abbildung A.3: LTSpice-Simulationsmodell des FF CSCI AEF mit Integrator zur Bestimmung der Stabilität .....	I

## Tabellenverzeichnis

Tabelle 2.1: Parameter der Netznachbildung .....	6
Tabelle 2.2: Geräteklassen der EMV-Norm IEC 61000-2-4.....	8
Tabelle 2.3: Grenzwerte der Störspannung für die Geräteklassen C2 und C3 [7, 8].	8
Tabelle 3.1: Modellparameter verschiedener Motoren [11].....	13
Tabelle 3.2: Nenndaten verschiedener geschirmter Motorkabel [14] .....	15
Tabelle 3.3: Modellparameter verschiedener geschirmter Motorkabel [14].....	16
Tabelle 3.4: Definition der Referenzsysteme .....	17
Tabelle 3.5: CM-Störspannung des Netzes zur Bestimmung des Schutzleiterstroms [7].....	24
Tabelle 3.6: Parasitäre Parameter für Auslegung.....	30
Tabelle 3.7: Filterparameter nach Auslegungsvorschrift 1 und 2 .....	33
Tabelle 3.8: Koeffizienten für lineare Abschätzung von Bauraum und Kosten .....	38
Tabelle 3.9: Abschätzung von Bauraum, Kosten und Verlusten passiver Filter.....	39
Tabelle 4.1: Übersicht über FF VSVI AEF .....	53
Tabelle 4.2: Übersicht über FB VSVI AEF .....	56
Tabelle 4.3: Parameter des Filters nach Optimierung durch das FB VSVI AEF.....	60
Tabelle 4.4: Übersicht über FF CSCI AEF .....	62
Tabelle 4.5: Parameter des Filters nach Optimierung durch das FF CSCI AEF.....	70
Tabelle 4.6: Übersicht über FB CSCI AEF .....	71
Tabelle 4.7: Übersicht über FB VSCI AEF.....	75
Tabelle 4.8: Parameter des Filters nach Optimierung durch das FB VSCI AEF .....	80
Tabelle 4.9: Vergleich der AEF-Topologien mit Anmerkungen .....	82
Tabelle 4.10: Bewertung der verbleibenden AEF-Topologien .....	84
Tabelle 5.1: Abschätzung der durch Netzstörung hervorgerufenen AEF- Ausgangsspannung .....	90
Tabelle 5.2: Parameter des Integrators .....	92
Tabelle 5.3: Vergleich der CM-Drosseln für die Referenzsysteme mit und ohne AEF .....	104
Tabelle 5.4: Vergleich des Volumens der CM-Drosseln für die Referenzsysteme mit und ohne AEF.....	104
Tabelle 5.5: Vergleich der Kosten der CM-Drosseln für die Referenzsysteme mit und ohne AEF .....	105
Tabelle 5.6: Vergleich der Kupferverluste der CM-Drosseln für die Referenzsysteme mit und ohne AEF .....	105
Tabelle 5.7: Berechnete AEF-Verluste für die Referenzsysteme .....	107
Tabelle 6.1: Parameter des FF CSCI AEF .....	110
Tabelle 6.2: Volumen- und Gewichtsvergleich des passiven und des aktiven Filters .....	118

# Verzeichnis mathematischer Symbole

Variable	Bedeutung
$Z$	Komplexe Impedanz im Frequenzbereich
$C$	Kapazität
$D$	Aussteuergrad
$E$	Energie
$f$	Frequenz
$i$	Strom im Zeitbereich
$I$	Strom im Frequenzbereich
$L$	Induktivität
$R$	Widerstand
$s$	Komplexe Kreisfrequenz $j\omega$
$t$	Zeit
$T$	Periodendauer
$u$	Spannung im Zeitbereich
$U$	Spannung im Frequenzbereich
$\tau$	Zeitkonstante

Index	Bedeutung
1	Erste Phase eines Dreiphasensystems
2	Zweite Phase eines Dreiphasensystems
3	Dritte Phase eines Dreiphasensystems
AC	AC-seitige Größe
c	Umrichtergröße (engl. <i>converter</i> )
cl	Größe des geschlossenen Regelkreises (engl. <i>closed loop</i> )
CM	CM-Größe
CT	Stromwandler (engl. <i>current transformer</i> )
damp	Größe eines Dämpfungselements (engl. <i>damp</i> )

Index	Bedeutung
DC	DC-seitige Größe
DM	DM-Größe
f	Abfall (engl. <i>fall</i> )
fb	Rückkoppellement (engl. <i>feedback</i> )
HP	Hochpass
in	Eingangsgröße
int	Integrator
limit	Limitierungselement
LISN	Größe der Netznachbildung
$m$	$m = \{1, 2, 3\}$
N	Größe des Netzes
ol	Größe des offenen Regelkreises (engl. <i>open loop</i> )
OP	Element zur Einstellung des Betriebspunkts (engl. <i>operation point</i> )
p	Primärseite eines Trafos
par	Parasitäre Größe
r	Anstieg (engl. <i>rise</i> )
s	Sekundärseite eines Trafos
S	Versorgung (engl. <i>supply</i> )
SH	Schalthandlung
sw	Schaltgröße (engl. <i>switch</i> )
VS	Spannungsquelle (engl. <i>voltage source</i> )
x	Element, das für den Einsatz zwischen zwei Phasen zugelassen ist
y	Element, das zwischen einer Phase und dem Schutzleiter eingebaut werden darf

# Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Bedeutung
AC	Wechselstrom (engl. <i>alternating current</i> )
AEF	Aktives EMV-Filter
AV	Mittelwertdetektor (engl. <i>average detector</i> )
CE	Europäische Konformität (fr. <i>conformité européenne</i> )
CENELEC	Europäisches Komitee für elektrotechnische Normung (fr. <i>Comité Européen de Normalisation Électrotechnique</i> )
CISPR	Internationales Sonderkomitee für Funkstörungen (fr. <i>Comité international spécial des perturbations radioélectriques</i> )
CM	Gleichtakt (engl. <i>common mode</i> )
DAEF	Digitales aktives EMV-Filter
DC	Gleichstrom (engl. <i>direct current</i> )
DIN	Deutsches Institut für Normung
DKE	Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik
DM	Gegentakt (engl. <i>differential mode</i> )
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESD	Elektrostatische Entladung (engl. <i>electrostatic discharge</i> )
EUT	Zu prüfendes Gerät (engl. <i>equipment under test</i> )
IEC	International Electrotechnical Commission
IL	Einfügedämpfung (engl. <i>insertion loss</i> )
QP	Quasipeak-Detektor
RCD	Fehlerstromschutzschalter (engl. <i>residual current device</i> )
THD	Oberschwingungsgesamtverzerrung (engl. <i>total harmonic distortion</i> )
VDE	Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik

Abkürzung	Bedeutung
VNA	Vektor-Netzwerk-Analysator

# 1 Einleitung

## 1.1 Problemstellung und Relevanz

Leistungshalbleiter sind ein integraler Bestandteil der modernen Energieübertragung und -umwandlung. Sie tragen zu einer kontinuierlichen Steigerung des Wirkungsgrads und der Verfügbarkeit von Produktionsprozessen sowie Produkten bei. Infolgedessen nimmt auch die Verwendung von Frequenzumrichtern in industriellen Antriebssystemen zu, da durch sie die Effizienz und die Dynamik der Antriebe verbessert werden können. Ein typischer Aufbau eines industriellen Antriebssystems ist in Abbildung 1.1 dargestellt. Es besteht aus einem Motor, der über ein geschirmtes Kabel an einen Motorumrichter angeschlossen ist. Der Motorumrichter ist mit seinem Zwischenkreis mit einem Netzumrichter verbunden, der über ein Filter an das Netz angeschlossen wird. Das Filter ist notwendig, da durch die Schalthandlungen beider Umrichter hochfrequente Anteile in der Ausgangsspannung erzeugt werden, die ein erhebliches elektromagnetisches Störpotential besitzen.

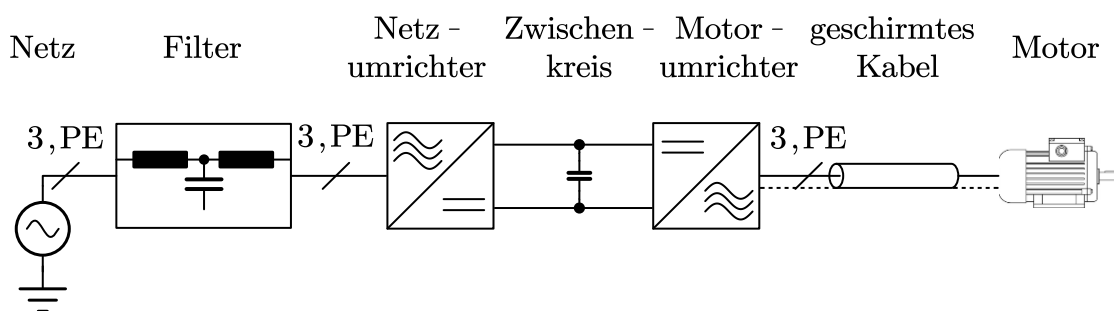


Abbildung 1.1: Industrielles Antriebssystem, bestehend aus Motor, Motorumrichter, Netzumrichter und Filter

Die Schalthandlungen rufen Störungen des Gleichtakts (engl. common mode, CM), also asymmetrische Störungen, sowie des Gegentakts (engl. differential mode, DM), d. h. symmetrische Störungen, hervor. Besonders die CM-Störungen fließen oft über unbekannte parasitäre Störpfade über Kabel und Motor zum Bezugspotential. Um eine Störung anderer Geräte zu vermeiden, ist die Amplitude der Störungen normativ begrenzt. Zur Einhaltung der Norm finden nach heutigem Stand der Technik hauptsächlich zwei Methoden Anwendung. Zum einen wird versucht, die auftretende Störung durch EMV-optimierte Aufbau- und Verbindungstechnik sowie geschickte Ansteuerverfahren zu vermeiden. Dies geht jedoch meist mit einem höheren Bauraumbedarf und höheren Kosten einher. Zum anderen wird die vorhandene Störung mittels Filtermaßnahmen gedämpft, wobei vor allem passive Filter zum Einsatz kommen. Diese bestehen aus Spulen, Kondensatoren und z. T. Dämpfungswiderständen. Ihr Bauraum, ihre Verluste und auch die Kosten steigen mit sinkender Grenzfrequenz und mit zunehmender Leistung des Antriebssystems, sodass besonders die Dämpfung niedriger Frequenzen aufwendig und kostspielig ist.

Zur Optimierung der passiven Filter werden aktive Filter in einer Vielzahl von Veröffentlichungen vorgeschlagen. Sie bestehen aus aktiven Komponenten, die ein dem Störsignal entgegenwirkendes Signal ins System einspeisen und somit Störungen

unterdrücken. Aktive Filter können je nach Anwendungsgebiet in aktive Leistungsfilter und aktive EMV-Filter (AEF) unterteilt werden. Aktive Leistungsfilter sind Umrichter, die zur Kompensation niederfrequenter Netzrückwirkungen bis zu wenigen kHz verwendet werden. Ihre Bandbreite ist stark nach oben begrenzt. Sie eignen sich nur bedingt zur Optimierung passiver EMV-Filter.

AEF bestehen meist aus analogen Verstärkern mit einer hohen Bandbreite. Durch ihre schnelle Rückkopplung lassen sich Störungen von einigen kHz bis hin zu wenigen MHz kompensieren, sodass sie großes Potential zur Bauraum- und Kostenoptimierung passiver EMV-Filter besitzen. Durch die Verwendung analoger Verstärker sind sie jedoch in ihrer Leistung begrenzt und je nach verwendeter Topologie besteht durch die Rückkopplung die Gefahr der Instabilität, die auch durch sich verändernde Impedanzen des Versorgungssystems verursacht werden kann. Es ist somit ein Kompromiss zwischen der Optimierung des passiven Filters und dem Realisierungsaufwand des AEF zu finden.

### 1.2 Zielsetzung

In heutigen Umrichtern nehmen passive Filter einen signifikanten Bauraum ein und verursachen zusätzliche Kosten. Sie stehen somit einer Verkleinerung und einer Integration von Umrichtern im Wege. Durch neue Ansätze wie AEF können eine weitere Verkleinerung sowie eine Gewichts- und Kostenreduktion vorangetrieben werden. AEF wurden bereits in einer Vielzahl von Arbeiten analysiert [1]. Es sind bislang acht Grundtopologien bekannt, die sich in der Art der Messung (Strom-/Spannungsmessung), der Art der Einkopplung (Strom-/Spannungseinkopplung) und in der Art der Regelung (Regelung/Steuerung) unterscheiden. Von diesen acht Grundtopologien lassen sich sechs sinnvoll einsetzen. Die Auswahl der Topologie stellt meistens den ersten Schritt zur Auslegung eines AEF dar. Häufig erfolgt die Auswahl jedoch unter stark vereinfachenden Annahmen und unter Vernachlässigung drohender Instabilität; zudem wird sie teilweise nur schwach oder gar nicht begründet. Der Fokus liegt oft auf der erreichbaren Einfügedämpfung und nicht auf der Optimierung des passiven Filters. Dies führt dazu, dass in einer nachfolgenden Optimierung zwar eine möglichst hohe Einfügedämpfung für die betrachtete Topologie erzielt wird, was jedoch nicht unbedingt die bestmögliche Reduktion des Volumens oder der Kosten des passiven Filters bedeutet.

Aus diesem Grund liegt der Fokus dieser Arbeit auf der Auswahl einer geeigneten Topologie, die passive Filter für die betrachtete Anwendung optimieren kann. Deshalb sollen wichtige parasitäre Effekte und das Auftreten einer Instabilität bereits in der Auswahlphase berücksichtigt werden. Dazu ist zunächst eine möglichst exakte Modellierung der Netzimpedanz und der parasitären Quellenimpedanz notwendig. Für die Stabilitätsbetrachtung ist ein Gültigkeitsbereich der Modellierung im niedrigen Frequenzbereich bis ca. 100 kHz notwendig, da hier mit Instabilitäten zu rechnen ist. Für die Bewertung der Wirksamkeit des AEF ist ein Gültigkeitsbereich bis ca. 5 MHz sinnvoll. Es ergibt sich ein Frequenzband für die Analyse von 0 Hz bis ca. 5 MHz. In dieser Arbeit soll eine Methode entwickelt werden, mit der passive Filter hinsichtlich Größe und Kosten – sowohl ohne als auch mit AEF – optimiert werden können. Jede der sechs bekannten Topologien wird im Detail analysiert und ihr Potential bewertet. Für einen Testaufbau wird die Topologie mit dem höchsten Potential ausgewählt und hinsichtlich ihrer Einfügedämpfung optimiert. Die Erkenntnisse werden an einem Laboraufbau validiert.

## 2 Grundlagen der EMV leistungselektronischer Systeme

In diesem Kapitel werden die für diese Arbeit relevanten Grundlagen der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) vorgestellt. Dies beinhaltet die Unterteilung in leitungsgebundene und abgestrahlte Störungen, relevante Normen, in denen Messanordnungen und Grenzwerte definiert sind, sowie die Erläuterung des notwendigen Messequipments.

### 2.1 Koppelfade und Aufteilung in CM- und DM-Störungen

Die EMV beschreibt zum einen die Fähigkeit eines Geräts, andere Geräte nicht in ihrer Funktionsweise durch elektrische oder elektromagnetische Effekte zu stören. Zum anderen umfasst sie die Fähigkeit, gegenüber Störaussendungen anderer Geräte oder Umwelteinflüssen unempfindlich zu sein [2]. Die Störaussendung bezieht sich bei der EMV auf die Abgabe von Störungen eines Geräts und auf Maßnahmen zur Verringerung dieser Emissionen. Die Störfestigkeit dagegen beschreibt die Grenzen, bis zu denen ein Gerät Störungen aushalten muss, ohne in der Funktion maßgeblich beeinträchtigt zu werden, und Maßnahmen zur Verbesserung dieser Toleranz. Vereinfacht wird in der EMV davon ausgegangen, dass eine Störquelle eine Störung erzeugt und diese über einen Koppelfad zu einer Störsenke übertragen wird (siehe Abbildung 2.1). Die Grenzwerte für Störaussendung und Störfestigkeit werden in Normen so vorgegeben, dass eine Beeinträchtigung der Störsenke durch die Störquelle im Betrieb sehr unwahrscheinlich ist.



Abbildung 2.1: Störmodell der elektromagnetischen Verträglichkeit

Störquellen lassen sich oft nicht vermeiden. Eine wesentliche Aufgabe des Arbeitsgebiets der EMV ist es somit, Koppelpfade zu identifizieren und die Kopplung zu verringern, sodass die Übertragung der Störung von Störquelle zu Störsenke vermindert wird. Koppelpfade können vielfältig sein und reichen von feldgebundenen über kapazitive und induktive bis hin zu galvanischen Kopplungen. Feldgebundene Kopplungen entstehen durch die Übertragung elektromagnetischer Wellen und kapazitive bzw. induktive Kopplungen durch die elektrische bzw. magnetische Kopplung. Eine galvanische Kopplung liegt bei der Übertragung von Strom über einen Leiter vor [2]. Eine Störung kann von der Störquelle zur Störsenke mehrere Koppelpfade nacheinander oder parallel verwenden. Die Dämpfung von Koppelpfaden ist meist stark frequenzabhängig.

In der EMV werden leitungsgebundene Störungen meist als Leiterströme oder als Leiter-Erde-Spannungen gemessen (siehe Abbildung 2.2).

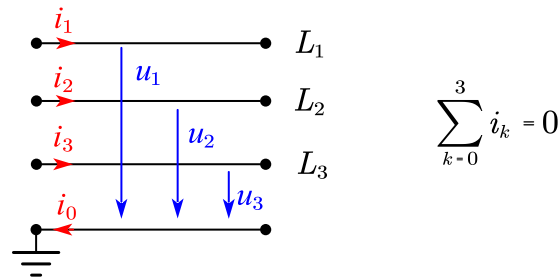


Abbildung 2.2: Definition des DM- und CM-Systems

Bei einem Dreileitersystem kann die Annahme getroffen werden, dass die Summe der Leiterströme dem Strom durch den Erdleiter entspricht. Somit lässt sich ein Dreileitersystem mithilfe einer CM- und zweier DM-Ersatzschaltungen beschreiben [3]. In dieser Arbeit werden die betrachteten Dreileitersysteme immer als symmetrisch angenommen. In diesem Fall sind die beiden DM-Systeme identisch, sodass die Betrachtung einer der drei Leiter-Erde-Spannungen ausreicht. Diese Spannung setzt sich nach (2.1) zu gleichen Teilen aus CM- und DM-Spannung zusammen. Die CM-Spannung wird als die Summe der drei Leiter-Erde-Spannungen, dividiert durch drei, definiert (2.2):

$$u_1 = u_{DM} + u_{CM} \quad (2.1)$$

$$u_{CM} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 u_k \quad (2.2)$$

Diese mathematische Betrachtung eines Dreileitersystems ist an die Clarke-Transformation angelehnt, die ein verkoppeltes Mehrleitersystem bei Symmetrie in n-unabhängige Systeme zerlegt [4]. Dies vereinfacht die nachfolgenden Berechnungen erheblich, da CM- und DM-Störung meist unterschiedliche Koppelpfade verwenden. Die Aufteilung des Dreileitersystems schafft somit ein Verständnis einzelner Koppelpfade. In den meisten Systemen stellt die CM-Störung die dominierende Störungsart dar. Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit ausschließlich auf die CM-Störung und das CM-System eingegangen.

In einigen Normen sind Grenzwerte für die Leiter-Erde-Spannung angegeben, die in Messungen nicht überschritten werden dürfen. Für eine getrennte Betrachtung des CM- und DM-Systems wird die Forderung aufgestellt, dass sowohl die CM- als auch die DM-Störungen die Grenzwerte um einen bestimmten Faktor unterschreiten müssen, sodass im Worst Case, wenn CM- und DM-Störungen ihren maximal zulässigen Wert erreichen, die Grenzwerte eingehalten werden. In dieser Arbeit wird ein Sicherheitsabstand von 6 dB angenommen, der zu den Grenzwerten einzuhalten ist. Die Einhaltung dieser Grenzwerte sowie weiterer Anforderungen ist in verschiedenen Normen geregelt, die im folgenden Abschnitt vorgestellt werden.

## 2.2 Normen

Normen spiegeln den Stand der Technik wider, um die Störbeeinflussung und das Störaussendungsrisiko auf ein *akzeptables Maß* festzulegen. Sie können als Mindestmarktzugangsberechtigung angesehen werden. Ihre Anwendung erfolgt grundsätzlich freiwillig. Sie werden erst rechtlich verbindlich, wenn Gesetze oder Rechtsverordnungen auf sie

verweisen. Mit der EU-Richtlinie 2014/30/EU [5] wurde die Harmonisierung der Rechtsvorschriften bezüglich der EMV in Europa vollzogen, sodass EU-weit einheitliche Anforderungen an EMV von Produkten gelten. Für diese Arbeit sind die IEC 61000-3-x für niederfrequente Störungen am Netz, die IEC 61000-4-xx für Mess- und Prüfverfahren und die IEC 61000-6-xx als Fachgrundnormen für die Störaussendung und -festigkeit relevant. Die IEC 61800-3 als Produktnorm für drehzahlvariable Antriebe basiert auf den Fachgrundnormen IEC 61000-6-xx und konkretisiert Messverfahren sowie Anforderungen.

### 2.2.1 Normgerechte Messung der leitungsgeführten Störaussendung

Nach IEC 61800-3 soll für drehzahlvariable Antriebe zur Messung der leitungsgeführten Störaussendung, soweit möglich, eine Netznachbildung verwendet werden. Diese erfüllt mehrere Aufgaben. Sie sorgt für eine vom Netzanschlusspunkt, und damit vom Messort, unabhängige Bereitstellung einer definierten Netzimpedanz. Des Weiteren unterdrückt sie Störungen aus dem Netz. Mithilfe eines Hochpassfilters unterdrückt sie außerdem die 50-Hz-Anteile am Messempfänger, versorgt das Gerät mit der Netzspannung und ermöglicht einen Leistungsfluss zwischen Netz und Gerät. Die Impedanz der Netznachbildung für Geräte mit einem Nennstrom kleiner 100 A ist in der CISPR 16-1-2 definiert. Eine mögliche Implementierung einer Dreileiternetznachbildung für den Frequenzbereich von 9 kHz bis 30 MHz ist in Abbildung 2.3 veranschaulicht [6]. Da die Parameter der Netznachbildung nur implizit über den Impedanzverlauf in der Norm gegeben sind, wurden sie über eine Messung und einen Fitting-Prozess bestimmt.

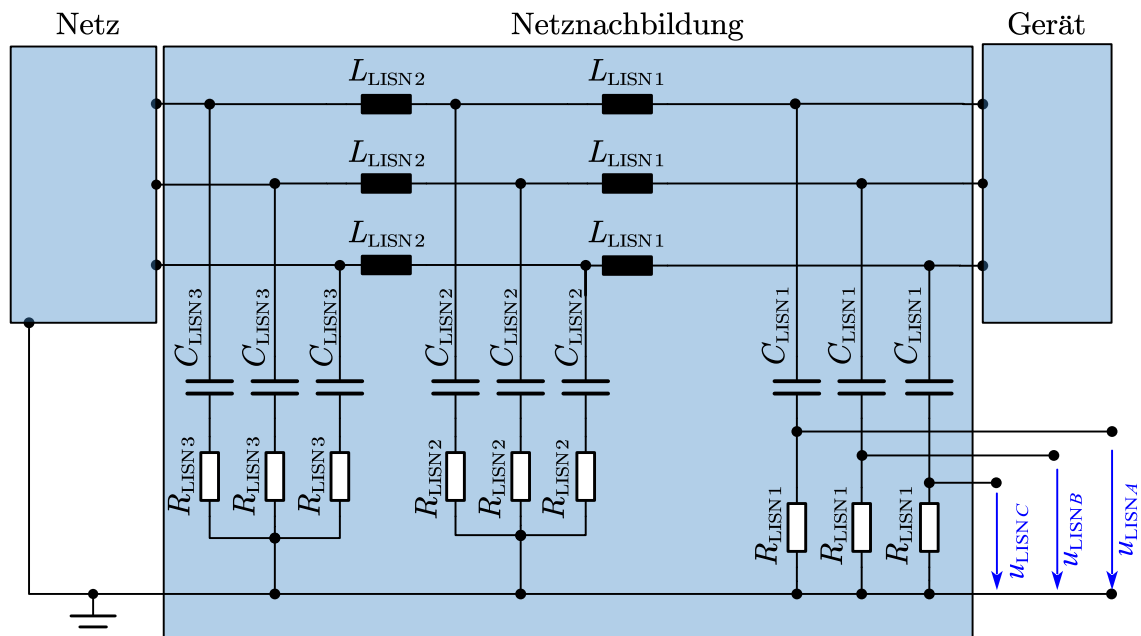


Abbildung 2.3: Mögliche Implementierung einer Netznachbildung [6]

Die Spannungen  $u_{\text{LISNA}}$  bis  $u_{\text{LISNC}}$  werden aus der Netznachbildung herausgeführt und stehen als Messgrößen zur Verfügung. Diese Spannungen können von einem Messempfänger aufgenommen und verarbeitet werden. Der in der CISPR 16-1-2 geforderte Impedanzverlauf ist in Abbildung 2.4 (*Nach CISPR 16-1-2 gefordert*) dargestellt. Der gemessene (*Messung*) und modellierte (*Mathematische Beschreibung*) Impedanzverlauf der

Netznachbildung ENV432 [6] ist ebenfalls in Abbildung 2.4 zu sehen. Die Parameter sind in Tabelle 2.1 aufgelistet.

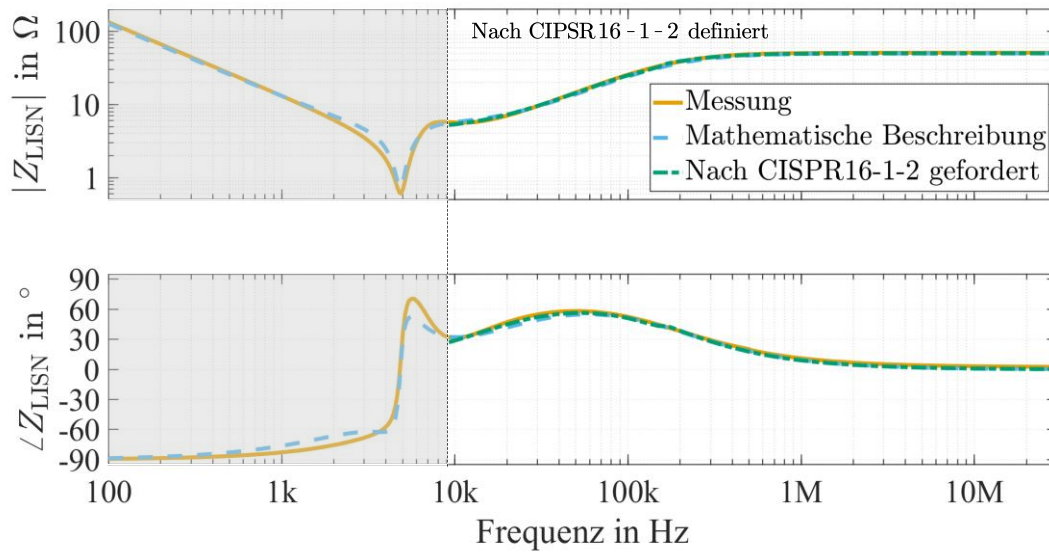


Abbildung 2.4: Impedanz der Netznachbildung ENV432 von Rohde & Schwarz

Tabelle 2.1: Parameter der Netznachbildung

Parameter	Wert	Nach CISPR 16-1-2 erwartete Werte
$L_{LISN1}$	55 $\mu\text{H}$	50 $\mu\text{H}$
$R_{LISN1}$	50 $\Omega$	50 $\Omega$
$C_{LISN1}$	0,5 $\mu\text{F}$	
$L_{LISN2}$	270 $\mu\text{H}$	
$R_{LISN2}$	7,5 $\Omega$	5 $\Omega$
$C_{LISN2}$	8,0 $\mu\text{F}$	
$R_{LISN3}$	0,8 $\Omega$	
$C_{LISN3}$	4,0 $\mu\text{F}$	

In der Norm wird für diese Art der LISN häufig die Bezeichnung 50  $\Omega$ , 50  $\mu\text{H}$ , 5  $\Omega$  verwendet. Die gefitteten Werte weichen jedoch z. T. stark von diesen Vorgaben ab. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Norm keine Vorgabe für die Impedanz für den Frequenzbereich unterhalb von 9 kHz macht. Der Hersteller der betrachteten LISN hat dies genutzt, um die Tiefpassfilterwirkung der LISN in diesem Bereich durch eine geschickte Wahl der Kapazitäten  $C_{LISN1}$  bis  $C_{LISN3}$  zu verbessern. Der Tiefpassfilter wirkt jedoch bereits im Frequenzbereich von 9 kHz, sodass die Bauteilwerte  $L_{LISN1}$  und  $R_{LISN2}$  angepasst werden mussten.

Die Netznachbildung stellt für das zu betrachtende System die Senkenimpedanz dar. Im Folgenden wird diese für das CM-System hergeleitet und als  $Z_{CM,LISN}$  zusammengefasst. Dazu werden folgende Annahmen getroffen: Es kann angenommen werden, dass die Netznachbildung aus entkoppelten und symmetrischen Komponenten besteht; die vom Netz eingebrachten CM-Störungen werden vollständig von der Netznachbildung geblockt; die Netzimpedanz ist vernachlässigbar klein gegenüber  $L_{LISN2}$ . Eine Überführung

ins CM-Ersatzschaltbild ist daher mit geringem Aufwand möglich. Daraus ergibt sich das in Abbildung 2.5 gezeigte Ersatzschaltbild.

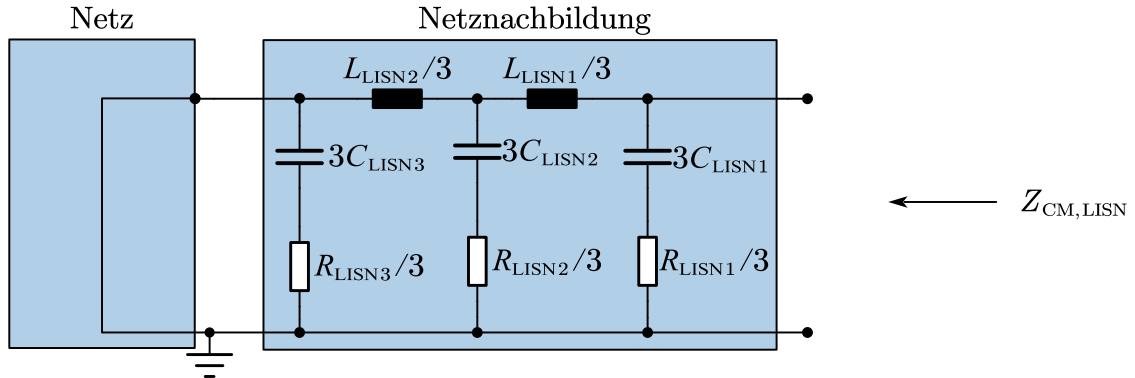


Abbildung 2.5: CM-Ersatzschaltbild des Netzes und der Netznachbildung

Zur Berechnung der Ersatzimpedanz wird die Impedanz an den Eingangsklemmen bestimmt. Diese ergibt sich gemäß (2.3) bis (2.6):

$$Z_{\text{LISN1}} = \frac{1}{3} \left( R_{\text{LISN1}} + \frac{1}{sC_{\text{LISN1}}} \right) \quad (2.3)$$

$$Z_{\text{LISN2}} = \frac{1}{3} \left( R_{\text{LISN2}} + \frac{1}{sC_{\text{LISN2}}} \right) \quad (2.4)$$

$$Z_{\text{LISN3}} = \left( Z_{\text{LISN2}} \parallel \frac{sL_{\text{LISN2}}}{3} \right) + \frac{sL_{\text{LISN1}}}{3} \quad (2.5)$$

$$Z_{\text{CM,LISN}} = (Z_{\text{LISN3}} \parallel Z_{\text{LISN1}}) \quad (2.6)$$

Die Anforderungen an den Messempfänger sind in CISPR 16-1-1 zusammengefasst. Zur Bewertung der Messgröße sollen ein gewichteter Mittelwertdetektor (CISPR-Mittelwert) und ein Quasi-Spitzenwertdetektor verwendet werden mit jeweils vorgegebener Messbandbreite, Schrittweite der Messfrequenz, Mindestverweildauer sowie Zeitkonstanten und Messbandbreiten der Detektoren je nach Frequenzbereich.

In dieser Arbeit wird bewusst darauf verzichtet, Simulationsergebnisse anhand des Mittelwert- (AV) oder Quasi-Spitzenwertdetektors (QP) zu bewerten. Stattdessen wird lediglich der ungewichtete Mittelwert verwendet. Besonders die Vernachlässigung der Messbandbreite des Messempfängers birgt die Gefahr, dass eng nebeneinanderliegende Störungen einzeln mit dem Grenzwert verglichen werden, obwohl sie im Messempfänger als gemeinsame Störung auftreten könnten. Dies wird zur Vereinfachung der Auslegung bewusst in Kauf genommen, da eine Berücksichtigung der Detektoren am grundlegenden Vorgehen zur Filterauslegung nichts ändert.

### 2.2.2 Grenzwerte für Störaussendung und Schutzleiterströme

In den in Abschnitt 2.2 genannten Normen werden drei Umgebungen unterschieden: Die erste Umgebung beschreibt Bereiche, die Wohnbezirke enthalten, wie Häuser, Wohnungen, Geschäfte und Büros in Wohngebäuden, die zweite beinhaltet Leichtgewerbe und Mischgebiete (z. B. Einkaufszentren, Krankenhäuser und Bahnhöfe), die dritte

Umgebung beschreibt alle anderen Einrichtungen, wie Industriegebiete oder technische Bereiche von Gebäuden, die von einem separaten Transformator gespeist werden. Je nach Umgebung und Anwendungsgebiet können Geräte in vier Klassen eingeteilt werden, die in Tabelle 2.2 aufgeführt sind.

Tabelle 2.2: Geräteklassen der EMV-Norm IEC 61000-2-4

Geräteklasse	Beschreibung
C1	Uneingeschränkter Betrieb am öffentlichen Netz mit Bemessungsspannung < 1000 V
C2	Einsatz am öffentlichen Netz oder Einsatz im Industrienetz < 1000 V ohne Stecker und ortsfest; falls Errichtung am öffentlichen Netz, dann Errichtung nur von Fachpersonal
C3	Ausschließlicher Einsatz in Industrieumgebung mit Bemessungsspannung < 1000 V
C4	Einsatz in komplexen Systemen im Industrienetz oder Bemessungsspannung $\geq 1000$ V und Bemessungsstrom $\geq 400$ A

Je nach Geräteklasse gelten unterschiedliche Anforderungen. In dieser Arbeit sollen ausschließlich Geräte betrachtet werden, die ortsfest sind, eine geringe Komplexität aufweisen und in der zweiten oder dritten Umgebung eingesetzt werden. Sie fallen somit in die Klasse C2 und C3. Die Grenzwerte für die Störspannung der beiden Klassen sind in Tabelle 2.3 aufgezeigt. Der Frequenzbereich von 150 kHz bis 30 MHz ist bereits in der aktuellen Version der IEC 61000-2-4 begrenzt. Aus internen Kreisen ist bekannt, dass der Frequenzbereich von 9 kHz bis 150 kHz zukünftig, ähnlich wie in der IEC 61000-2-2 für das öffentliche Netz, auch für Industrienetze begrenzt werden soll. Zum aktuellen Zeitpunkt ist davon auszugehen, dass die Werte der IEC 61000-2-2 für die IEC 61000-2-4 übernommen werden. Die entsprechenden Werte sind in Tabelle 2.3 und für die QP-Limits in Abbildung 2.6 dargestellt.

Tabelle 2.3: Grenzwerte der Störspannung für die Geräteklassen C2 und C3 [7, 8]

Frequenz in MHz	C2		C3 ( $I \leq 100$ A)	
	QP in dB $\mu$ V	AV in dB $\mu$ V	QP in dB $\mu$ V	AV in dB $\mu$ V
$0,009 \leq f < 0,03$	120,5 Abnahme bis 113		123,5 Abnahme bis 116	
$0,03 \leq f < 0,05$	113 Abnahme bis 110		116 Abnahme bis 113	
$0,05 \leq f < 0,15$	104 Abnahme bis 89		107 Abnahme bis 92	
$0,15 \leq f < 0,50$	79	66	100	90
$0,5 \leq f < 5,0$	73	60	86	76
$5,0 \leq f < 30,0$	73	60	90 Abnahme bis 70	80 Abnahme bis 60

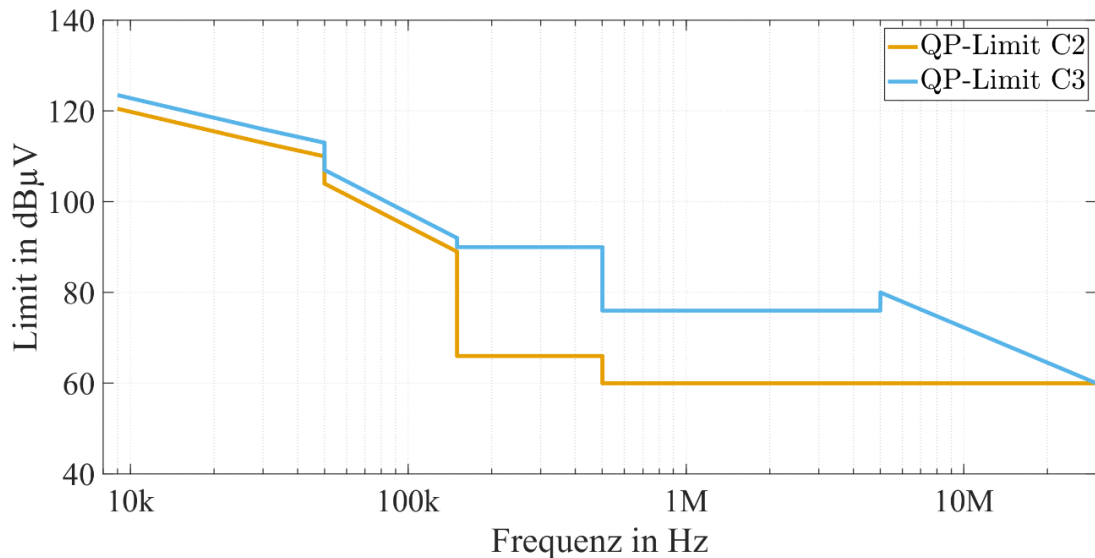


Abbildung 2.6: QP-Limits für die Geräteklassen C2 und C3

Zur Einhaltung der Grenzwerte für Störaussendung werden meist Filter benötigt, die sowohl die Impedanz zwischen Störquelle und -senke erhöhen als auch die zwischen Störquelle und Erde verringern. Somit fließt ein Teil der Ströme über das Filter gegen das Referenzpotential ab. Dieser niederimpedante Pfad kann jedoch gleichzeitig dafür sorgen, dass bei Asymmetrie des Filters ein Teil des Laststroms als Schutzleiterstrom fließt oder Störungen, die im Netz nach IEC 50160 zulässig sind, Schutzleiterströme verursachen. Damit eine Unterscheidung zwischen Fehlerfall und Normalbetrieb möglich ist, ist der Schutzleiterstrom im Normalbetrieb in der IEC 61140 auf 5 % des Bemessungsstroms je Außenleiter begrenzt. Soll das Gerät in Kombination mit einem Fehlerstromschutzschalter (eng. residual current device, RCD) betrieben werden, der den Ableitstrom misst, um vor einem elektrischen Schlag zu schützen, liegt dieser Wert je nach Bemessungsstroms des RCD deutlich niedriger. Diese Grenze muss bei der Auslegung von Filtern berücksichtigt werden. Die genauen Anforderungen können für in Deutschland installierte Geräte in der DIN EN 62423 und DIN VDE 0664-400 nachgeschlagen werden.

## 3 Netzumrichter für industrielle Antriebssysteme als Störquelle

Wie in Abschnitt 2.1 beschrieben, wird in der EMV vereinfachend davon ausgegangen, dass Störquelle und Störsenke klar voneinander trennbar sind. Bei der Betrachtung der Störaussendung stellt die Störsenke die Netznachbildung mit angeschlossenem EMV-Messempfänger dar, während die Störquelle in dieser Arbeit durch das industrielle Antriebssystem repräsentiert wird, bestehend aus Netzumrichter, Motorumrichter, geschirmtem Motorkabel und Motor (siehe Abbildung 1.1).

Frequenzumrichter umfassen meistens zwei Teile: einen Gleichrichter, der die Netzwechselspannung in eine Gleichspannung umwandelt, sowie einen Wechselrichter (im Folgenden Motorumrichter genannt), der aus der Gleichspannung eine frequenz- und amplitudenvariable Wechselspannung erzeugt. Die Länge des geschirmten Motorkabels reicht von wenigen bis zu hundert Metern [9]. Beide Teile des Frequenzumrichters können entweder in einem Gerät vereint sein oder als zwei getrennte Geräte aufgebaut werden. Um Netzrückwirkungen zu verringern, werden Gleichrichter zunehmend als Umrichter ausgeführt. Die Schaltfrequenz liegt deutlich oberhalb der Netzfrequenz, sodass Oberschwingungen verringert werden. Die steilen Schaltflanken der Leistungshalbleiter erzeugen jedoch hochfrequente Störungen. Diese Störungen liegen ohne weitere Maßnahmen üblicherweise deutlich oberhalb der zulässigen Grenzwerte, sodass der Einsatz von Filtern unumgänglich ist.

Zur Bestimmung der Quellenimpedanz wird das in Abbildung 1.1 dargestellte System in eine CM-Abbildung überführt. Dazu wird jede Komponente einzeln betrachtet und umgewandelt, bevor die Komponenten anschließend wieder verbunden werden. Die einzelnen Ersatzschaltungen sollen einen Gültigkeitsbereich von DC bis wenigen MHz aufweisen. Eine Begrenzung des Gültigkeitsbereichs bei hohen Frequenzen ist aus zwei Gründen sinnvoll. Erstens werden in dieser Arbeit ausschließlich AEF betrachtet, deren Wirkbereich in diesem Frequenzbereich liegt; warum diese AEF in der hier vorgestellten Anwendung besonders vorteilhaft sind, wird im Laufe der Arbeit erläutert. Zweitens vereinfacht die Begrenzung des Gültigkeitsbereichs die Modellierung deutlich.

### 3.1 Umrichter

Ein dreiphasiger Umrichter besteht üblicherweise aus sechs leistungselektronischen Elementen und einem DC-Zwischenkreis (siehe Abbildung 3.1). Durch das geschickte Schalten der Leistungshalbleiter lassen sich am Ausgang des Umrichters frequenz- und amplitudenvariable Spannungen erzeugen. Die einzelnen Leistungshalbleiter fungieren in diesem Fall als Schalter.

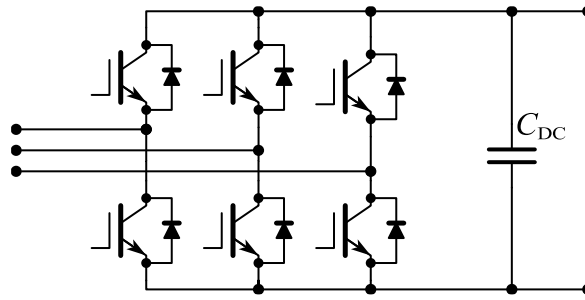


Abbildung 3.1: Prinzipschaltbild eines dreiphasigen Umrichters

Durch den Aufbau im Allgemeinen und aufgrund der Kopplung des geerdeten Kühlkörpers mit den einzelnen leistungselektronischen Schaltern entstehen parasitäre Kapazitäten gegenüber dem Erdpotential. Diese lassen sich als diskrete Kapazitäten auf der AC-Seite als  $C_{AC,par}$  und auf der DC-Seite als  $C_{DC,par}$  darstellen (siehe Abbildung 3.2). Durch die Schalthandlungen des Umrichters wird eine CM-Spannung erzeugt, die sich durch eine Spannungsquelle  $u_{CM,c}$  beschreiben lässt [3]. Die parasitären Kapazitäten des Umrichters liegen im Bereich von einigen hundert pF bis zu 1 nF [10]. Eine Beschreibung im CM-System ist durch die Verwendung der Ausgangsspannungen  $u_1$  bis  $u_3$  möglich. Die Zwischenkreiskapazität  $C_{DC}$  wird als ideal und die DC-Spannung  $u_{DC}$  als konstant angenommen. Somit sind die parasitären Kapazitäten auf der AC- und der DC-Seite jeweils parallel geschlossen und können zusammengefasst werden zu  $3C_{AC,par}$  und  $3C_{DC,par}$ .

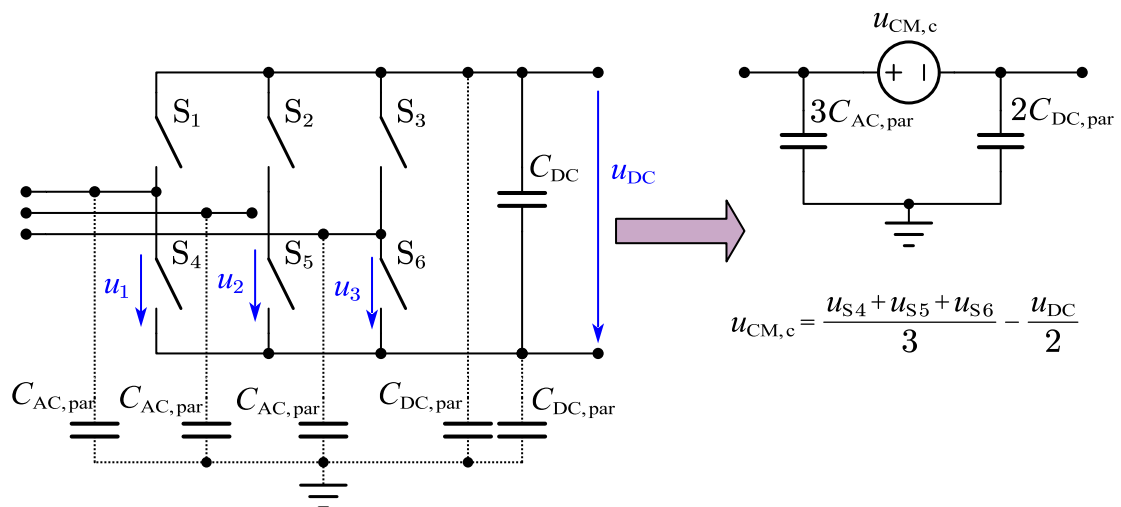


Abbildung 3.2: CM-Ersatzschaltbild des Umrichters

## 3.2 Motor

In der Vergangenheit wurden bereits umfangreiche Untersuchungen zur Modellierung von Motoren für EMV-Auslegungen durchgeführt. Eine Modellierung, die mit vergleichsweise wenigen Elementen auskommt und trotzdem eine ausreichende Genauigkeit im Frequenzbereich von 10 kHz bis 30 MHz zeigt, wurde in [11] vorgestellt. Das CM-Ersatzschaltbild ist in Abbildung 3.3 dargestellt.

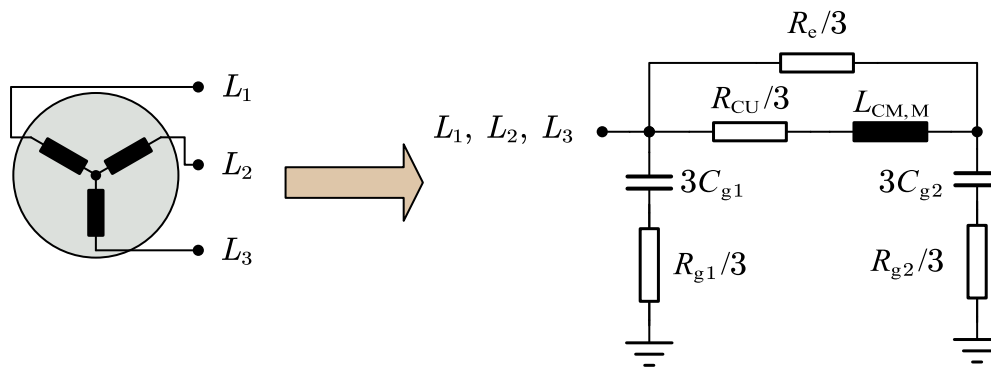


Abbildung 3.3: CM-Ersatzschaltbild eines Motors [11]

Es beinhaltet die beiden Kapazitäten  $C_{g1}$  und  $C_{g2}$  von den Windungen zum geerdeten Statorblechpaket sowie die Widerstände  $R_{g1}$  und  $R_{g2}$  in den Strompfaden. Die im CM-Ersatzschaltbild wirkende Induktivität ist als  $L_{CM,M}$  dargestellt und kann anhand von Messungen bestimmt werden.  $R_{CU}$  repräsentiert den Widerstand der Kupferwicklungen und  $R_e$  modelliert die Verluste im Blechpaket. Ein Vergleich der modellierten und gemessenen CM-Impedanz eines 15-kW-Motors ist in Abbildung 3.4 illustriert [11]. Es ist zu erkennen, dass im Frequenzbereich von 10 kHz bis 5 MHz eine gute Übereinstimmung gegeben ist. Die Werte für verschiedene Motoren sind in Tabelle 3.1 aufgelistet.

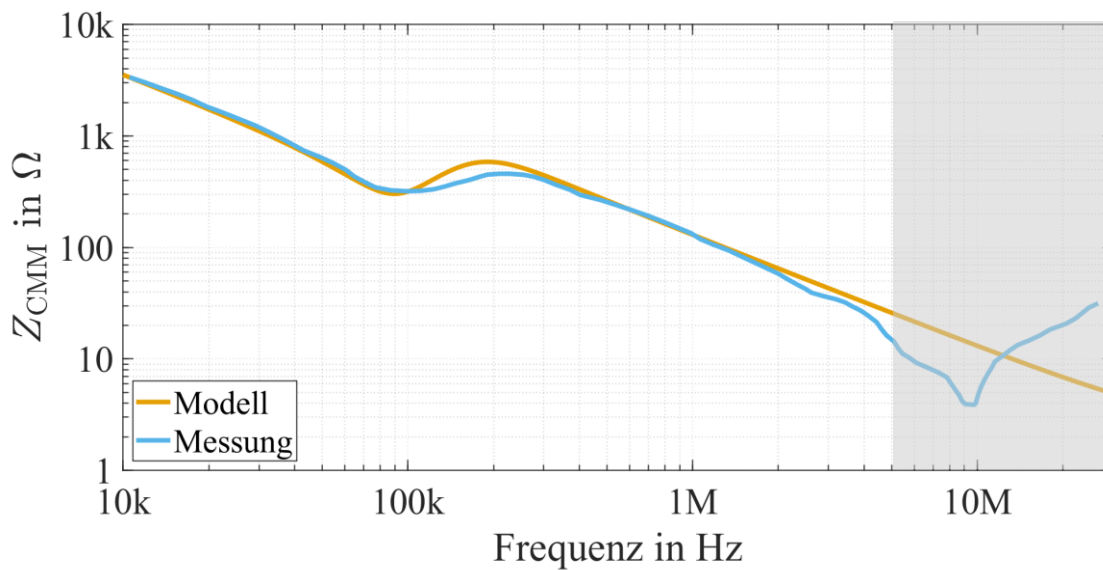


Abbildung 3.4: Vergleich von modellierter und gemessener CM-Impedanz einer Asynchronmaschine [11]

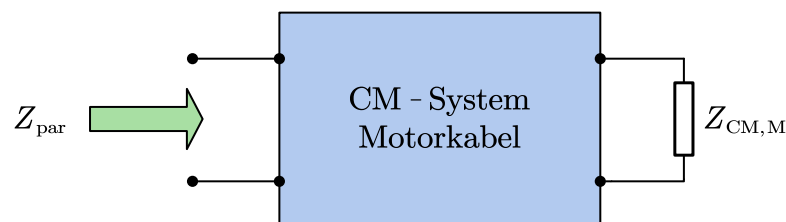
Tabelle 3.1: Modellparameter verschiedener Motoren [11]

Leistung in kW	0,37	0,75	1,5	1,5	2,2	4	7,5	7,6	15	45
Polzahl	4	4	4	2	4	4	2	2	2	2
$C_{g1}$ in nF	0,14	0,24	0,16	0,3	0,3	0,27	0,5	1,27	0,41	1,28
$C_{g2}$ in nF	0,23	0,32	0,47	0,83	0,84	0,87	1,15	2,66	1,08	2,7
$R_{g1}$ in $\Omega$	20	5	13	13,9	14	9	10	16	7	8
$R_{g2}$ in $\Omega$	800	820	880	920	920	500	190	647	340	710
$R_e$ in k $\Omega$	31	19	17	20	20	7	4	4,1	4,4	4
$L_{CM,M}$ in mH	28,2	13,9	6,3	5,6	18,6	3,4	2,5	2,5	2,9	0,8

Bei niedrigen Frequenzen wirken als CM-Kapazität  $3C_{g1}$  und  $3C_{g2}$  parallel. Für die vorgestellten Motoren liegt diese zwischen 1,1 nF und 11,9 nF. Größere Motoren haben tendenziell größere Kapazitäten gegen Erde. Bei höheren Frequenzen wirkt lediglich die Kapazität  $3C_{g1}$ . Der Übergang von  $3C_{g1} \parallel 3C_{g2}$  zu  $3C_{g1}$  kann aus der Resonanzfrequenz von  $3C_{g2}$  und  $L_{CM,M}$  bestimmt werden. Sie liegt für alle Motoren gemäß [11] im Bereich von 23 kHz bis 62 kHz.

### 3.3 Geschirmtes Motorkabel

Das Motorkabel verbindet den Motor mit dem Motorumrichter. Es stellt einen Teil der Quellenimpedanz der Störquelle dar. Das Kabel muss als elektrisch lang angesehen werden, weil es nicht deutlich kürzer ist als die minimale Wellenlänge der zu betrachtenden Signale. Somit müssen die Wellengleichungen zur Beschreibung des Systems angewandt werden. Da jedoch nicht der Verlauf von Strom und Spannung auf der Leitung an sich von Interesse ist, sondern lediglich die am Eingang der Leitung wirkende Impedanz  $Z_{par}$ , kann die Impedanz des Motors  $Z_{CM,M}$  auf die Eingangsseite transformiert werden (siehe Abbildung 3.5).


 Abbildung 3.5: Motorkabel als Vierpol zur Bestimmung der Eingangsimpedanz  $Z_{par}$ 

Dazu werden die Transformationsgleichungen für den verlustbehafteten Fall gemäß (3.1) bis (3.3) angewandt:

$$Z_{par} = Z_L \cdot \frac{Z_{CM,M} + Z_L \cdot \tanh(\gamma l)}{Z_L + Z_{CM,M} \cdot \tanh(\gamma l)} \quad (3.1)$$

$$Z_L = \sqrt{\frac{R' + sL'}{G' + sC'}} \quad (3.2)$$

$$\gamma = \sqrt{(R' + sL') \cdot (G' + sC')} \quad (3.3)$$

$$G' \approx \omega C' \cdot \tan(\delta) \quad (3.4)$$

$Z_L$  ist der Wellenwiderstand der Leitung, der sich aus dem Widerstandsbelag  $R'$ , dem Induktivitätsbelag  $L'$ , dem Leitwertbelag  $G'$  und dem Kapazitätsbelag  $C'$  berechnen lässt.  $\gamma$  stellt die Ausbreitungskonstante dar. Auch sie lässt sich aus den Belägen ermitteln. Die Beläge sind Parameter einer spezifischen Leitung und ergeben sich aus Geometrie sowie Material der Leitung. Sie können anhand analytischer Berechnungen oder mittels numerischer Simulation bestimmt oder dem Datenblatt entnommen werden. Für Isolierstoffe ist der Leitwertbelag meist frequenzabhängig und wird über den Verlustwinkel  $\delta$  angegeben. Da der Verlustwinkel meist klein ist, kann der Leitwertbelag über den Kapazitätsbelag und den Verlustwinkel nach (3.4) abgeschätzt werden.

In dieser Arbeit werden vieradrige Leiter untersucht, in denen der Schutzleiter die vierte Ader darstellt. Eine analytische Betrachtung ist zwar möglich [12], bietet gegenüber einer Simulation aber keinen zusätzlichen Erkenntnisgewinn. Da die Datenblattwerte oft unvollständig sind, insbesondere in Bezug auf die CM-Beläge der Leitung, wird auf eine numerische Simulation zurückgegriffen.

Dazu wird ein Kabel wie auf Abbildung 3.6 angenommen. Die Leiter bestehen aus Kupfer und besitzen einen Radius  $r_L$ . Ihr Radius ergibt sich aus dem Nennquerschnitt. Sie sind von einer Isolierung mit der Materialstärke  $d_i$  umgeben. Die Leiter befinden sich an den Ecken eines Quadrates mit der Kantenlänge  $d_A$ . Es wird die Annahme getroffen, dass die Kantenlänge sich aus  $d_A = r_L + 2 \cdot d_i$  ergibt und die Isolierung der einzelnen Leiter sich berühren. Die vier Leiter werden von einem Schirm umgeben, der einen Innendurchmesser von  $r_S$  und eine Materialstärke von  $d_S$  besitzt. Der Innendurchmesser ergibt sich zu  $r_S = \sqrt{2} \cdot d_A + r_L + d_i$  und liegt damit direkt an der Isolierung der Einzeladern an. Die Materialstärke resultiert aus dem Nennquerschnitt des Schirms. Für die weitere Betrachtung werden vier Kabel mit verschiedenen Querschnitten der Firma LAPP verwendet. Ihr Nenn- und Schirmquerschnitt sind in Tabelle 3.2 aufgelistet. Die Isolierstoffdicke wurde für alle Kabel auf 1 mm festgelegt. Die relative Permittivität ist durch den Hersteller für Polyethylen mit 2.3 angegeben [13].

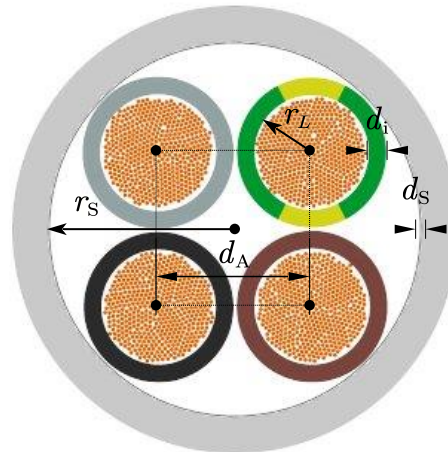


Abbildung 3.6: Kabelgeometrie zur Bestimmung der Kabelparameter [14]

Tabelle 3.2: Nenndaten verschiedener geschirmter Motorkabel [14]

Leitung	2YSLCY- JB4G1,5	2YSLCY- JB4G4	2YSLCY- JB4G10	2YSLCY- JB4G240
Nennquerschnitt in mm <sup>2</sup>	1,5	4	10	240
Schirmquerschnitt in mm <sup>2</sup>	2,5	4	6	35

Mit diesen Angaben lassen sich mittels numerischer Simulation die Induktivitäts-, Widerstands- und Kapazitätsbeläge im CM-System bestimmen. Das Programm FEMM [15] hat sich in der Vergangenheit [16] als geeignetes Simulationsprogramm für diese Aufgaben bewährt und wird an dieser Stelle ebenfalls verwendet. In der Simulation sollen ausschließlich die CM-Parameter des Kabels bestimmt werden. Aus diesem Grund werden der Schirm und der Schutzleiter als Rückleiter definiert, um den Induktivitäts- und Widerstandsbelag zu bestimmen, während die drei Phasen parallel verschaltet und gemeinsam mit 1 A angeregt werden. Als Lösungsfrequenz wird eine feste Frequenz von 1 kHz angenommen.

Für die Bestimmung des Kapazitätsbelags werden die Potentiale des Schirms und des Schutzleiters mit 0 V definiert und die der drei Leiter mit 1 V. Da das Kabel über einen Schirm verfügt, sind die Beläge von der Verlegeart weitgehend unabhängig. Aus diesem Grund wird keine Referenzfläche in der Simulation verwendet. Der  $\tan \delta$  ist durch den Hersteller zu  $17,5 \cdot 10^{-3}$  bis in den niedrigen MHz-Bereich [13] gegeben. Die sich ergebenden Modellparameter sind in Tabelle 3.3 dargestellt.

Tabelle 3.3: Modellparameter verschiedener geschirmter Motorkabel [14]

Leitung	2YSLCY-JB4G1,5	2YSLCY-JB4G4	2YSLCY-JB4G10	2YSLCY-JB4G240
$L'$ in nH/m	150	163	184	214
$R'$ in m $\Omega$ /m	8,1	3,6	1,6	0,10
$C'$ in nF/m	0.40	0,54	0,71	1,88
$\tan \delta$	$17,5 \cdot 10^{-3}$			

Der Impedanzverlauf  $Z_{\text{par}}$  (siehe Abbildung 3.5) für eine 7,8-kW-Maschine ohne und mit einem 1 m, 10 m und 100 m langen Motorkabel des Typs 2YSLCY-JB4G4 ist in Abbildung 3.7 dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, wie mit steigender Kabellänge die Impedanz im niedrigen Frequenzbereich durch die zusätzlich eingebrachte Kapazität des Kabels sinkt und wie die Resonanzstelle des Kabels mit zunehmender Länge sich zu niedrigeren Frequenzen verschiebt.

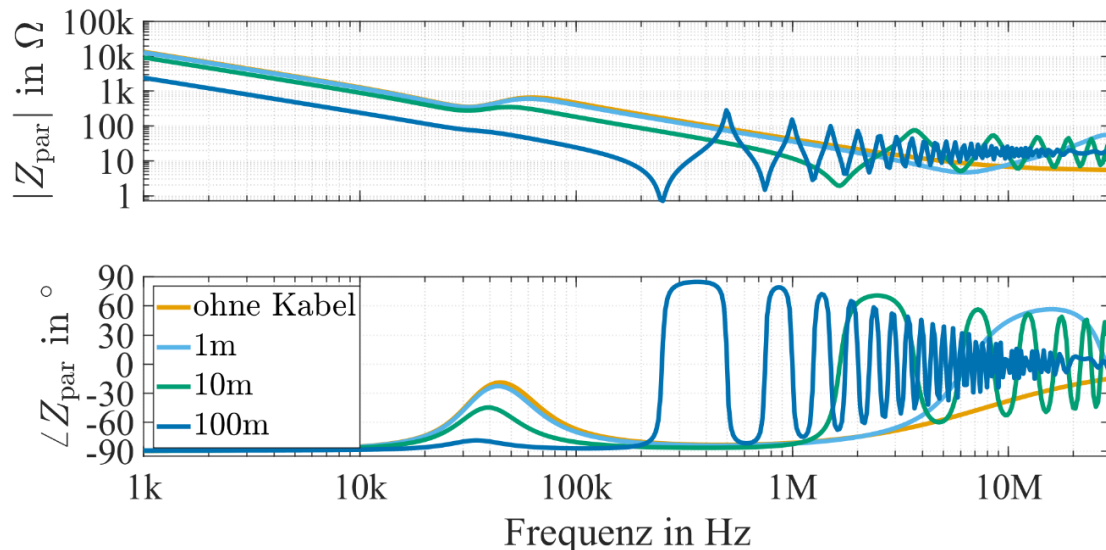


Abbildung 3.7: Impedanzverlauf  $Z_{\text{par}}$  für ein 7,8-kW-Motor mit unterschiedlicher Kabellänge

### 3.4 Zusammenführung und Vereinfachung des Netzwerks

Werden die Komponenten seriell verschaltet, ergibt sich das in Abbildung 3.8 gezeigte Ersatzschaltbild. Es kann angenommen werden, dass die parasitären Kapazitäten der Umrichter deutlich kleiner sind als die restlichen Kapazitäten des Systems. Sie werden aus diesem Grund für die weitere Betrachtung vernachlässigt, woraus das in Abbildung 3.9 veranschaulichte System resultiert.

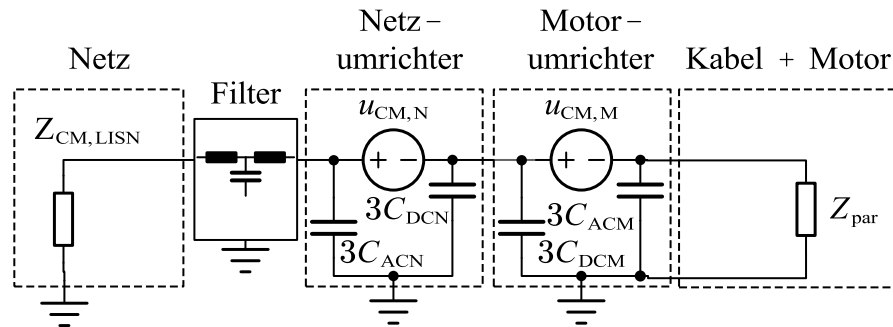


Abbildung 3.8: Zusammgeführtes CM-Ersatzschaltbild

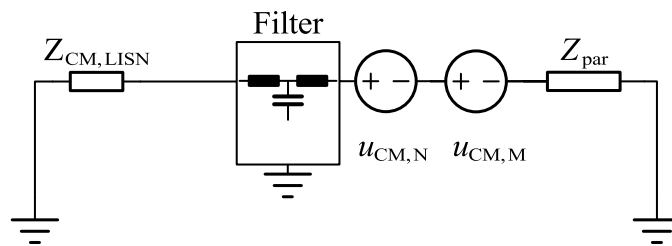


Abbildung 3.9: Vereinfachtes CM-Ersatzschaltbild

An dieser Stelle werden vier Referenzsysteme eingeführt, die für die Auslegung der AEF im Rahmen der vorliegenden Untersuchung verwendet werden. Mit dem Referenzsystem 1 soll die Gesamtkapazität des Systems nach unten abgeschätzt werden. Dazu wird der 370-W-Motor aus Tabelle 3.1 mit einem 1 m langen Motorkabel des Typs 2Y-SLCY-JB4G1,5 verbunden. Im Referenzsystem 2 und 3 wird eine Gesamtkapazität aus dem mittleren Bereich angenommen. Dazu wird der 7,6-kW-Motor mit dem Kabeltyp 2YSLCY-JB4G4 mit 20 m bzw. 10 m Länge verbunden. Referenzsystem 4 stellt die Abschätzung nach oben dar. Dazu wird ein 45-kW-Motor mit 100 m Motorkabel des Typs 2YSLCY-JB4G240 verbunden. Die Referenzsysteme sind in Tabelle 3.4 zusammengefasst. Die Impedanzverläufe der Systeme sind in Abbildung 3.10 aufgezeigt.

Tabelle 3.4: Definition der Referenzsysteme

Leitung	Referenzsystem 1	Referenzsystem 2	Referenzsystem 3	Referenzsystem 4
Motorleistung in kW	0,37	7,6	7,6	45
Kabeltyp	2YSLCY-JB4G1.5	2YSLCY-JB4G4	2YSLCY-JB4G4	2YSLCY-JB4G240
Kabellänge in m	1	20	10	100
$C_{par}$ in nF	1,51	22,6	17,2	199,9

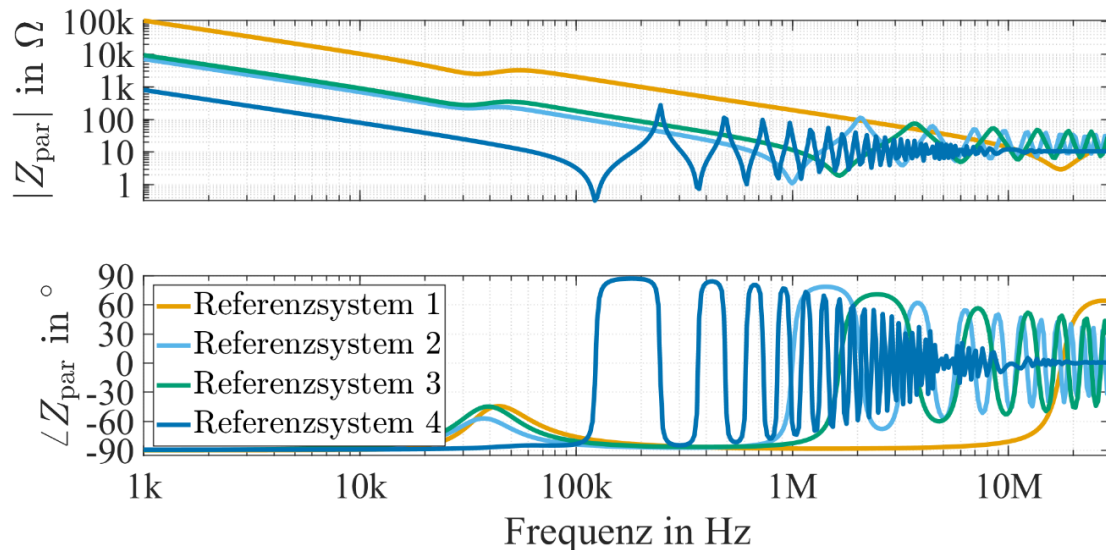


Abbildung 3.10: CM-Impedanz des Motors, inklusive Motorkabel, für die in Tabelle 3.4 definierten Referenzsysteme

Es ist zu erkennen, dass sich alle Impedanzen im niedrigen Frequenzbereich kapazitiv verhalten. Im Frequenzbereich zwischen 10 kHz und 100 kHz wird die Resonanzstelle des Motors sichtbar. Bei höheren Frequenzen dominiert die Leitung mit ihren Resonanzstellen.

### 3.5 Umrichterbedingte Störungen

Der Umrichter prägt sowohl DM- als auch CM-Störungen in das System ein. In diesem Abschnitt werden die Art und die Höhe der CM-Störung hergeleitet. Dazu sei zunächst angemerkt, dass es mehrere Einflussfaktoren für die Störungen gibt, die im Folgenden betrachtet werden.

#### 3.5.1 Einfluss der Zwischenkreisspannung, Schaltfrequenz und Schaltflankensteilheit

Die Zwischenkreisspannung, die Schaltfrequenz und die Schaltflankensteilheit haben einen erheblichen Einfluss auf das CM-Störspektrum eines Umrichters. In diesem Abschnitt werden die Einflüsse analysiert und es wird anhand mathematischer Überlegungen ein Störspektrum hergeleitet. Dazu wird zunächst die Ausgangsspannung einer Phase des Umrichters betrachtet und basierend darauf die CM-Störung des Umrichters am Ende des Kapitels abgeleitet. An dieser Stelle wird folgende Annahmen getroffen: Schwingungen während des Schaltens der Leistungshalbleiter wurden minimiert und lediglich die erste Ableitung des Spannungsverlaufs ist ungleich null. Daraus ergibt sich das in Abbildung 3.11 gezeigte asymmetrische Trapezsingal mit der Anstiegszeit  $\tau_r$ , der Abfallzeit  $\tau_f$ , der Amplitude  $U_{DC}$ , der Periode  $T$  und dem Aussteuergrad  $D$ .

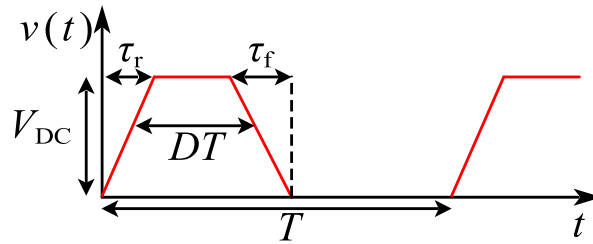


Abbildung 3.11: Asymmetrisches Trapezsignal als Spannung einer Phase des Umrichters [17]

Über eine Fouriertransformation kann dieses Signal in den Frequenzbereich übertragen werden. Die Fourierkoeffizienten sind nach (3.5) gegeben [17]:

$$S(n) = TU_{\text{DC}} \left| \frac{\tau_f \left(1 - e^{-\frac{j2n\pi\tau_r}{T}}\right) + \tau_r e^{-\frac{jn\pi(2DT+\tau_r-\tau_f)}{T}} \left(e^{-\frac{j2n\pi\tau_f}{T}} - 1\right)}{2n^2\pi^2\tau_r\tau_f} \right| \quad (3.5)$$

Für die EMV ist jedoch nicht jeder Koeffizient relevant, vielmehr ist die Hüllkurve des Spektrums entscheidend. Aus diesem Grund soll  $S(n)$  nach oben abgeschätzt werden. In [17] wurde gezeigt, dass das Spektrum in vier Frequenzbereichen nach oben abgeschätzt werden kann, die durch die Grenzfrequenzen  $f_{c1}$  bis  $f_{c3}$  getrennt werden, wie in (3.10) bis (3.12) dargestellt. Die obere Abschätzung für die Bereiche ist mit  $S_1(f)$  bis  $S_4(f)$  gemäß (3.6) bis (3.9) gegeben. Dabei gibt  $f$  die Frequenz auf der x-Achse des Spektrums an,  $f_s$  die Schaltfrequenz, die bspw. als  $1/T$  gewählt werden kann, und  $n$  repräsentiert die Vielfachen der Schaltfrequenz. Abbildung 3.12 zeigt schematisch die einzelnen Bereiche und die abgrenzenden Frequenzen.

$$S_1(f) = \frac{U_{\text{DC}}f_s}{\pi^2 f^2} \left( \frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_f} \right) \quad (3.6)$$

$$S_2(f) = \frac{U_{\text{DC}}f_s}{\pi f} \left( 1 + \frac{1}{\pi f \max(\tau_r, \tau_f)} \right) \quad (3.7)$$

$$S_3(f) = \frac{U_{\text{DC}}f_s}{\pi f} \quad (3.8)$$

$$S_4(f) = \frac{U_{\text{DC}}}{\pi} \left| e^{-\frac{j\pi(2DT+\tau_r-\tau_f)}{T}} - 1 \right| \quad (3.9)$$

$$f_{c1} = \frac{1}{\pi \min(\tau_r, \tau_f)} \quad (3.10)$$

$$f_{c2} = \frac{1}{\pi \max(\tau_r, \tau_f)} \quad (3.11)$$

$$f_{c3} = \frac{2f_s}{\left| e^{-\frac{j\pi(2DT+\tau_r-\tau_f)}{T}} - 1 \right|} \quad (3.12)$$

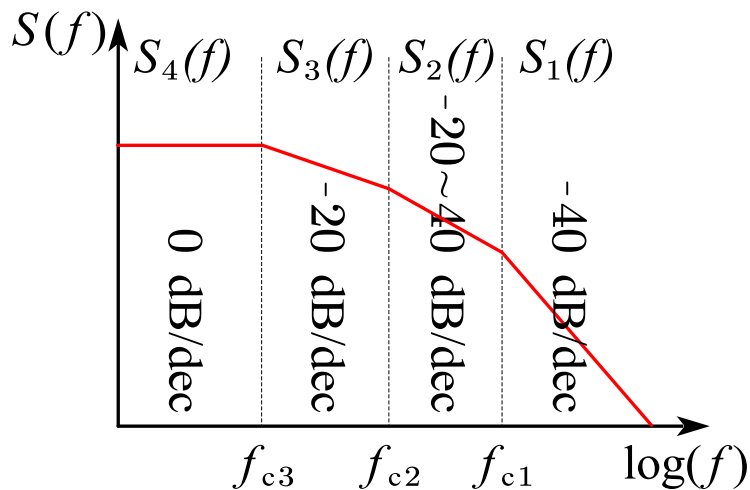


Abbildung 3.12: Einhüllende des Frequenzspektrums eines asymmetrischen Trapezsignals [17]

Die Amplitude unterhalb von  $f_{c3}$  wird von der Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$  und dem Aussteuergrad  $D$  dominiert (siehe (3.9)). Diese Amplitude ist konstant über die Frequenz und reicht bis  $f_{c3}$ . Dominierender Faktor ist bei dieser Grenzfrequenz die Schaltfrequenz  $f_s$  (siehe (3.12)). Bei höheren Frequenzen fällt die Amplitude mit 20 dB/dec ab und wird ausschließlich von der Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$  sowie der Schaltfrequenz  $f_s$  beeinflusst (siehe (3.8)). Zwischen  $f_{c2}$  und  $f_{c1}$  fällt die Amplitude zunächst mit 20 dB/dec ab und der Abfall wird immer steiler, bis er bei  $f_{c2}$  40 dB/dec erreicht. Die Amplitude bei höheren Frequenzen wird von der Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$ , der Schaltfrequenz  $f_s$  und den Anstiegs-/Abfallzeiten  $\tau_r$  und  $\tau_f$  bestimmt. Zur Veranschaulichung der Einflussfaktoren sind in Abbildung 3.13 drei unterschiedliche Kurven gezeigt. Allen Kurven liegen eine Zwischenkreisspannung von 600 V und ein willkürlich gewählter Aussteuergrad von  $D = 0,3$  zugrunde. Die Schaltfrequenz, Anstiegs- und Abfallzeit wurden entsprechend der Legende variiert. Die hergeleiteten Effekte sind deutlich zu erkennen. Mit steigender Schaltfrequenz wird das gesamte Frequenzspektrum proportional zu höheren Frequenzen verschoben. Des Weiteren steigen mit schnelleren Schaltgeschwindigkeiten und damit einhergehend mit kürzeren Anstiegs- und Abfallzeiten die Grenzfrequenzen  $f_{c2}$  und  $f_{c1}$  an. Dadurch erfolgt der Übergang von -20 dB/dec zu -40 dB/dec bei höheren Frequenzen und das Spektrum steigt bei höheren Frequenzen an.

Die gewonnenen Erkenntnisse über das Spektrum der Ausgangsspannung eines Umrichters müssen nun auf die CM-Spannung übertragen werden. Für eine sinus-dreieckmodulierte Ausgangsspannung ist das CM-Spektrum gleich dem Spektrum einer Ausgangsspannung [17]. Für komplexere Modulationsverfahren kann eine Abschätzung nach oben mit dem Faktor von drei (9,5 dB) [18] erfolgen. Da dies je nach Modulationsverfahren jedoch einem sehr großen Fehler mit sich bringen kann, soll der Einfluss des Modulationsverfahren im nächsten Abschnitt im Detail betrachtet werden.

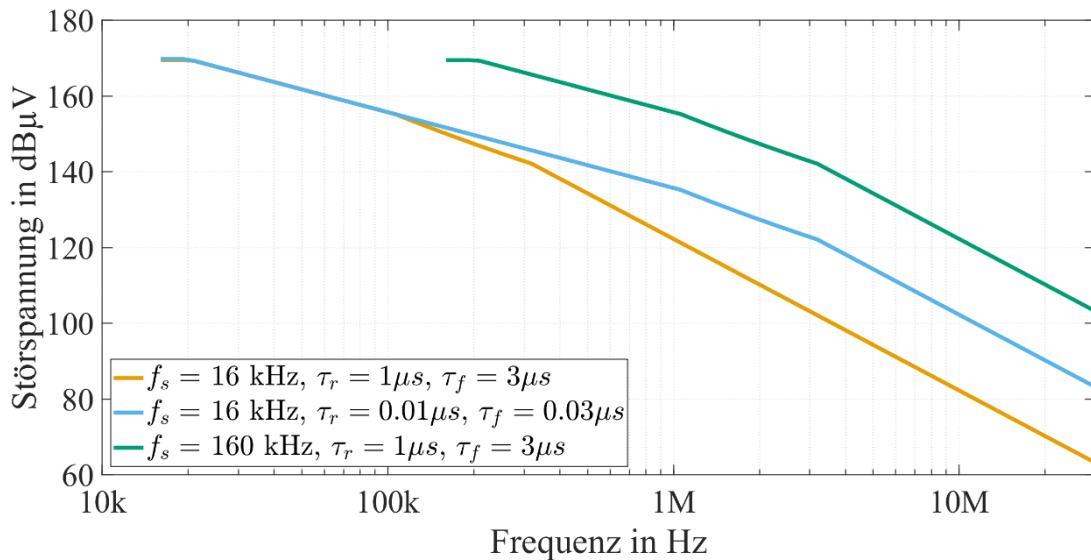


Abbildung 3.13: Einhüllende des Frequenzspektrums eines asymmetrischen Trapezsignals mit  $U_{DC} = 600 \text{ V}$  und  $D = 0,3$

### 3.5.2 Einfluss des Modulationsverfahrens

Ein dreiphasiger Zwei-Level-Umrichter besitzt  $2^3 = 8$  verschiedene Schalterstellungen. Durch deren geschickte Abfolge können bestimmte Ausgangsspannungen erzeugt werden. In der Vergangenheit wurde bereits eine Vielzahl an Modulationsverfahren analysiert [19], die nach unterschiedlichen Anforderungen optimiert wurden. Mögliche Optimierungsziele liegen in der Anzahl der Schalthandlungen pro Periode, der maximal erreichbaren Ausgangsspannung und der Reduzierung der CM-Spannung. In [18] wurden bspw. fünf Modulationsverfahren in Bezug auf die erzeugte CM-Störung untersucht und Vor- und Nachteile erörtert. Die Ergebnisse sollen an dieser Stelle diskutiert werden. Das wohl meistverbreitete Modulationsverfahren ist die Raumzeigermodulation (engl. *space vector pulse width modulation*, SVPWM). Dabei werden beide Nullzeiger (000 und 111) verwendet, sodass die CM-Spannung zwischen  $U_{DC}/2$  und  $-U_{DC}/2$  liegt. Zur Reduktion der Schalthandlung pro Periode und somit der Verluste wurde die diskontinuierliche Pulsweitenmodulation (DPWM) eingeführt. Bei dieser wird lediglich ein Nullzeiger verwendet. Je nachdem, ob der positive (111) oder der negative Nullzeiger (000) genutzt wird, wird zwischen der DPWMp und DPWMn unterschieden. Zur Reduktion der CM-Störungen wurde die aktive Nullzeiger-Pulsweitenmodulation (engl. *active zero state pulse width modulation*, AZSPWM) entwickelt. Bei diesem Modulationsverfahren wird der mittellange Puls invertiert, sodass die CM-Spannung auf  $U_{DC}/6$  und  $-U_{DC}/6$  reduziert werden kann. Die Near-State-Pulsweitenmodulation (engl. *near-state pulse width modulation*, NSPWM) stellt eine Weiterentwicklung der DPWM dar, bei der die CM-Spannung ebenfalls auf  $U_{DC}/6$  und  $-U_{DC}/6$  begrenzt werden kann. Sie kann jedoch nicht mit kleinem Modulationsindex betrieben werden [20]. In Abbildung 3.14 sind für die Schaltkurven der fünf Modulationsverfahren dargestellt, die alle über eine Schaltperiode gemittelt eine DM-Spannung von  $0,2 \cdot U_{DC}$  ergeben.

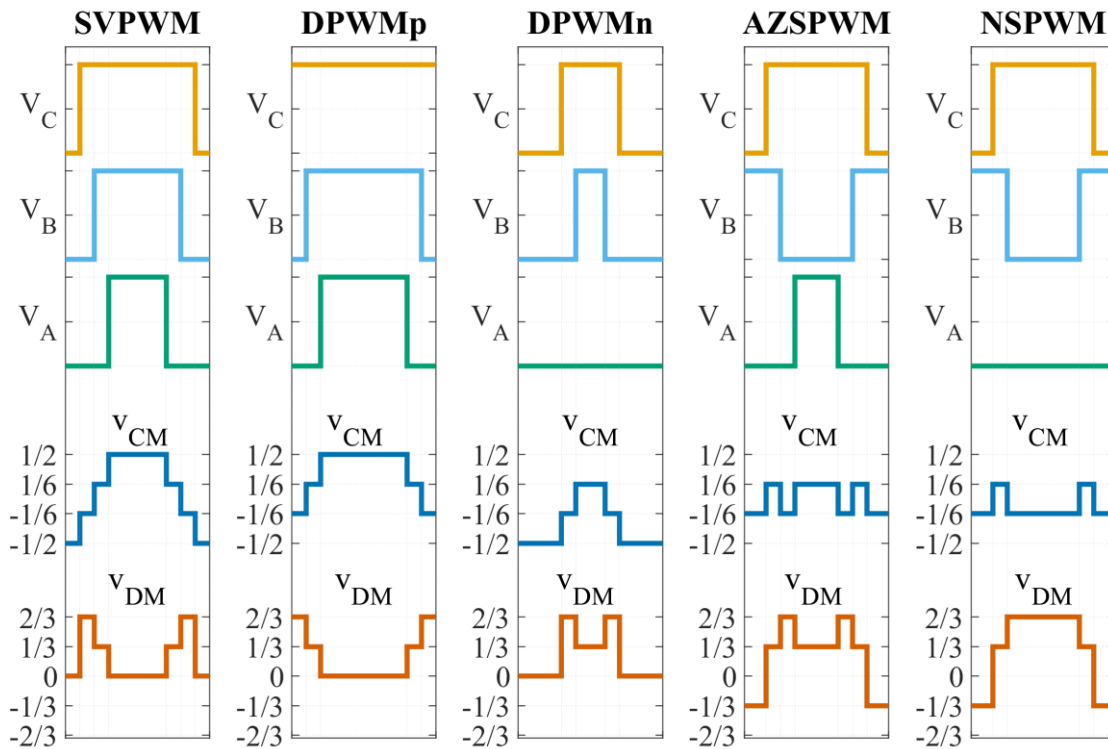


Abbildung 3.14: CM- und DM-Spannung für verschiedene Modulationsverfahren

Werden die Modulationsverfahren über eine Netzperiode angewandt, ergeben sich die in Abbildung 3.15 gezeigten CM-Spannungen im Zeit- und im Frequenzbereich. Es ist zu erkennen, dass die Amplituden im Zeitbereich der optimierten Methoden (AZSPWM und NSPWM) deutlich reduziert werden können. Im Frequenzbereich wird diese Reduktion vor allem bei der Schaltfrequenz sichtbar. Mit beiden Methoden kann die Amplitude von ca.  $0,3 \cdot U_{DC}$  auf mindestens  $0,05 \cdot U_{DC}$  verringert werden. Dafür steigen die Amplituden jedoch im höheren Frequenzbereich an. Bei der AZSPWM treten die dritte und fünfte Vielfache der Schaltfrequenz deutlich zum Vorschein. Bei der NSPWM zeigen sich im Bereich der zweiten, dritten und fünften Vielfachen der Schaltfrequenz markante Erhöhungen der Amplituden.

Anhand dieses Beispiels wird deutlich, dass das Modulationsverfahren einen erheblichen Einfluss auf das CM-Störspektrum des Umrichters hat. Optimierte Modulationsverfahren können die Amplituden im Bereich der Schaltfrequenz deutlich reduzieren, führen jedoch zu einem Anstieg bei höheren Frequenzen. Es kann somit keine allgemeine Aussage darüber getroffen werden, welches Modulationsverfahren besser geeignet ist. Je nach Anwendung, Filterdesign und daraus resultierenden Resonanzen können die hohen Amplituden im niedrigeren Frequenzbereich einen größeren Filterbedarf bedeuten oder aber die höheren Amplituden im höheren Frequenzbereich [18].

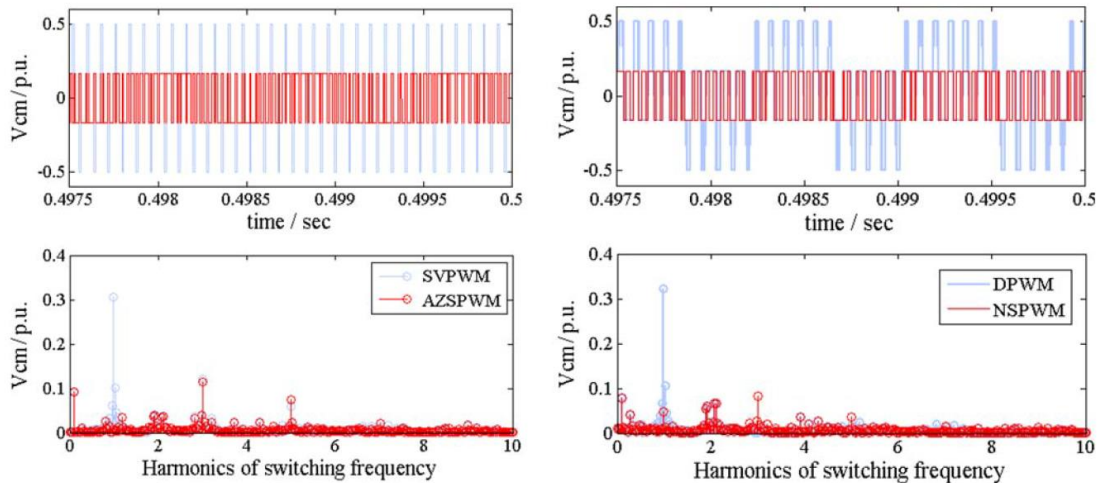


Abbildung 3.15: Asymmetrische Spannungen je nach Modulationsverfahren [18]

### 3.6 Vom Netz eingebrachte Störungen und Begrenzung des Schutzleiterstroms

In Industrienetzen können durch verschiedene Lasten wie Umrichter Oberschwingungen und hochfrequente Störungen auftreten. Diese Störströme sind als Störungen auf der Netzspannung beobachtbar. Die Störungen beinhalten sowohl DM-Anteile als auch einen CM-Anteil. Der CM-Anteil des Störstroms fließt von der Quelle über die drei Phasen zum Verbraucher und über den Schutzleiter zurück zur Quelle. Aus Sicherheitsgründen ist dieser Schutzleiterstrom normativ begrenzt. Nach IEC 61140 darf er bei einem dauerhaften Anschluss eines Verbrauchsmittels, für das ein verstärkter Schutzleiter vorgesehen ist, 5 % des Bemessungsstroms je Außenleiter nicht überschreiten [21]. Diese Begrenzung hat zur Folge, dass die Impedanz des Verbrauchers gegenüber Erde begrenzt sein muss. Je nach Umgebung variieren die maximal zulässigen Störungen im Netz. Um eine Worst-Case-Abschätzung durchzuführen, sollen die maximal möglichen Störungen angenommen werden. Für Industrienetze (Geräteklasse C3) sind die Grenzwerte nach IEC 61000-2-4 definiert. Gemäß Tabelle 3 der Norm sind die CM-Störspannungen für den Frequenzbereich von 150 Hz bis 2,5 kHz gegeben. Im Bereich von 2,5 kHz bis 9 kHz beträgt der Grenzwert 1,5 % der Netzspannung. Der Gesamtverzerrungsfaktor THD darf im Industrienetz im Frequenzbereich von 100 Hz bis 2,5 kHz den Wert von 10 % nicht überschreiten. Basierend auf diesen Grenzwerten kann der Spitzenwert der auftretenden Störgrößen mittels (3.13) berechnet werden:

$$\hat{U}_h = 1,1 \cdot U_n \cdot \frac{U_h}{100 \%} \cdot \sqrt{2} \cdot 1,5 \quad (3.13)$$

$U_n$  beschreibt die Nennspannung von 230 V und  $U_h$  die relative Störspannung nach Norm in Prozent. Der Faktor 1,1 ergibt sich aus einer erlaubten Erhöhung der Nennspannung um 10 %. Die in der Norm gegebenen Grenzwerte gelten zunächst für quasistationäre Störungen. Kurzzeitig (< 3 s) können diese Störungen jedoch den 1,5-fachen Wert erreichen [7].

An dieser Stelle soll die konservative Abschätzung getroffen werden: Die Harmonischen zwischen 150 Hz und 2,25 kHz entsprechen den maximal zulässigen Werten und

im Bereich von 3 kHz bis 9 kHz treten sieben weitere Harmonische auf, die ebenfalls den maximal zulässigen Wert erreichen. Es ergibt sich ein THD für den Frequenzbereich von 150 Hz bis 9 kHz von 12,46 %, der nur knapp über dem zulässigen Wert von 10 % für den Frequenzbereich von 150 Hz bis 2,5 kHz liegt. In Tabelle 3.5 sind die resultierenden Amplituden der kurzzeitigen Störspannungen dargestellt.

Tabelle 3.5: CM-Störspannung des Netzes zur Bestimmung des Schutzleiterstroms [7]

Frequenz in kHz	$U_h$ nach IEC 61000-2-4 in %	$\hat{U}_h$ in V	$\hat{I}'_h$ in mA/ $\mu$ F	Bewertungsfaktor nach VDE 0411-1 $k_{VDE}$ in dB	$I'_{eff,h}$ in mA <sub>rms</sub> / $\mu$ F
0,15	6	32,2	30	-0,67	20
0,45	2,5	13,4	38	-1,2	23
0,75	2	10,7	51	-2,2	28
1,05	1,75	9,4	62	-3,0	31
1,35	1	5,4	46	-3,7	21
1,65	1	5,4	56	-4,6	23
1,95	1	5,4	66	-5,8	24
2,25	1	5,4	76	-7,0	24
3,0	1,5	8,1	152	-9,5	36
4,0	1,5	8,1	202	-12,0	36
5,0	1,5	8,1	253	-14,0	36
6,0	1,5	8,1	303	-15,6	36
7,0	1,5	8,1	354	-16,9	36
8,0	1,5	8,1	405	-18,1	36
9,0	1,5	8,1	455	-19,1	36

Die CM-Impedanz des Umrichters und des Filters im Frequenzbereich bis 9 kHz kann als rein kapazitiv angenommen werden. Unter der Annahme, dass die Grenzfrequenz des Netzfilters oberhalb von 9 kHz liegt und somit den Strom nicht einschränkt, kann der Schutzleiterstrom in Abhängigkeit der wirkenden Kapazität  $C_{y,ref}$  nach (3.14) berechnet werden:

$$\hat{I}'_h = \frac{\hat{I}_h}{C_{y,ref}} = \hat{U}_h \cdot 2\pi f \quad (3.14)$$

Für einen Vergleich mit dem in der Norm vorgegebenen zulässigen Schutzleiterstrom muss ein Gesamtstrom gebildet werden. Dazu müssen die Frequenzanteile des Schutzleiterstroms in einen Effektivwert überführt, nach VDE 0411-1 bewertet (siehe (3.15)) und summiert werden:

$$I'_{h,eff} = \hat{I}'_h \cdot \frac{k_{VDE}}{\sqrt{2}} \quad (3.15)$$

Die unbewerteten und bewerteten Amplituden des Schutzleiterstroms in Abhängigkeit von der Erdkapazität sind in Tabelle 3.5 dargestellt. Die Summe des Schutzleiterstroms

$I_{y,ges}$  beträgt  $444 \text{ mA}_{eff}/\mu\text{F}$ . Die minimale Nennleistung eines Geräts, das mit diesem Schutzleiterstrom betrieben werden darf, ergibt sich nach (3.16) zu  $3,54 \text{ kW}/\mu\text{F}$ :

$$P'_{N,min} = \frac{P_{N,min}}{C_{y,ref}} = \sqrt{3}U_N \cdot \frac{I_{y,ges}}{C_{y,ref} \cdot 5\%} \quad (3.16)$$

Basierend auf diesem Wert ist in Abbildung 3.16 die maximal zulässige Erdkapazität in Abhängigkeit von der Nennleistung des Umrichters dargestellt. Für ein 16-kW-Gerät beträgt diese bspw.  $4,5 \mu\text{F}$ .

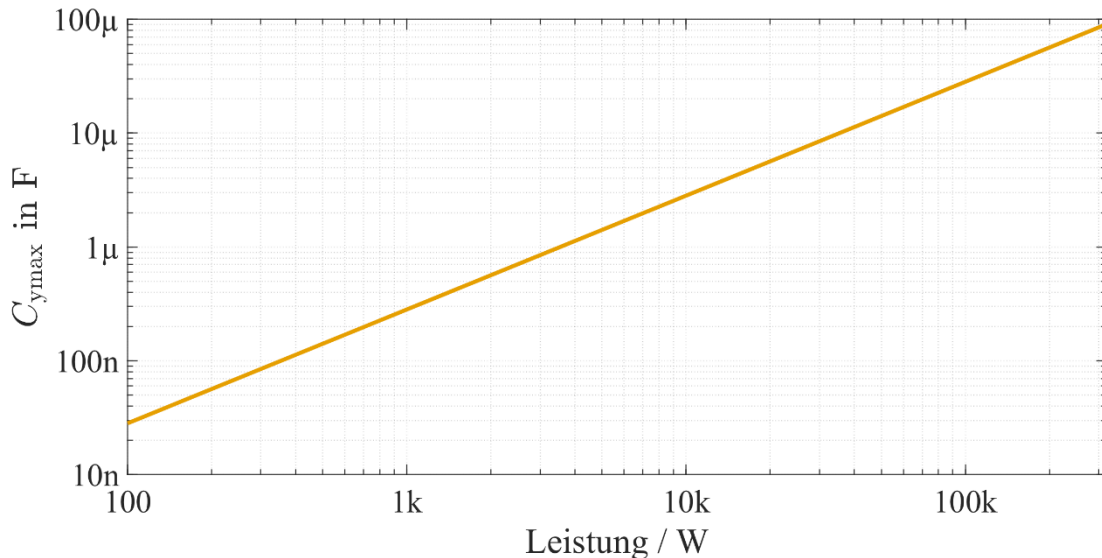


Abbildung 3.16: Maximal zulässige y-Kapazität in Abhängigkeit von der Nennleistung des Umrichters

An dieser Stelle soll darauf aufmerksam gemacht werden, dass der Wert des y-Kondensators normativ nicht beschränkt ist. Vielmehr ist in der Norm gefordert, dass der Schutzleiterstrom den vorgegebenen Wert von 5 % des Nennwerts des Außenleiterstroms nicht überschreiten darf. Da der Schutzleiterstrom stark von der Störung der Netzspannung abhängt und diese kleiner ausfallen kann als hier angenommen, können auch größere y-Kondensatoren zulässige Messergebnisse liefern. Dies hängt jedoch stark von der betrachteten Anlage ab. Um eine allgemeingültige Auslegung eines Filters zu erreichen, wird hier der hergeleitete Wert von  $3,54 \text{ kW}/\mu\text{F}$  angewendet.

### 3.7 Konventionelle Filtermaßnahmen zur Reduktion der Störungen

In den bisherigen Abschnitten wurde gezeigt, dass ein Umrichter eine CM-Störung aufgrund von Schalthandlungen erzeugt. Die Störung ist vom Modulationsverfahren, der Zwischenkreisspannung, der Schaltfrequenz und den Schaltflanken abhängig. In drehzahlvariablen Antriebssystemen werden zwei Umrichter benötigt. Ihre Störungen überlagern sich summativ. Die wirksame Quellenimpedanz ist durch den verwendeten Motor und vor allem durch die Länge des Motorkabels gegeben. Die Impedanz der Störquelle wird von der Netznachbildung definiert. Die Störpegel an der Netzimpedanz sind

normativ begrenzt. In diesem Kapitel wird als konventionelle Maßnahme zur Reduktion des Störpegels an der Netznachbildung ein passives Filter entworfen. Dazu werden zunächst die Anforderungen an die Einfügedämpfung bestimmt und die Begrenzungen des Lösungsraums aufgrund von Ableitströmen diskutiert. Zudem wird das Filter ausgelegt und im Anschluss erfolgt eine Abschätzung von Bauraum, Kosten und Verlusten.

### 3.7.1 Anforderung an die Einfügedämpfung

Die Einfügedämpfung (engl. *insertion loss*, IL) beschreibt die Abschwächung eines Signals durch ein oder mehrere Bauteile, die in einen Übertragungsweg eingefügt werden. Sie gibt das Verhältnis von Eingangs- zu Ausgangsspannung an und wird üblicherweise in Dezibel gemessen. Die Definition ist durch (3.17) gegeben:

$$IL_{\text{dB}} = 20 \log \left( \left| \frac{U_{\text{Quelle}}}{U_{\text{Senke}}} \right| \right) \quad (3.17)$$

In der EMV muss die Einfügedämpfung eines Übertragungswegs in einem System ausreichend groß sein, damit an der nach Norm vorgeschriebenen Messstelle ausreichend kleine Pegel gemessen werden. Sind die eingebrachte Störung der Quelle und die zu erreichenden Grenzwerte der Norm bekannt, kann die notwendige Einfügedämpfung berechnet werden. Die eingebrachte Störung kann entweder durch Messung oder mit der in Abschnitt 3.5 beschriebenen Berechnungsmethode ermittelt werden. Als Beispiel ist in Abbildung 3.17 das maximal erwartbare CM-Störpektrum zweier hintereinander geschalteter Umrichter aufgezeigt. Die Schaltfrequenz des Netzumrichters wird mit 16 kHz und die des Motorumrichters mit 4 kHz angenommen.

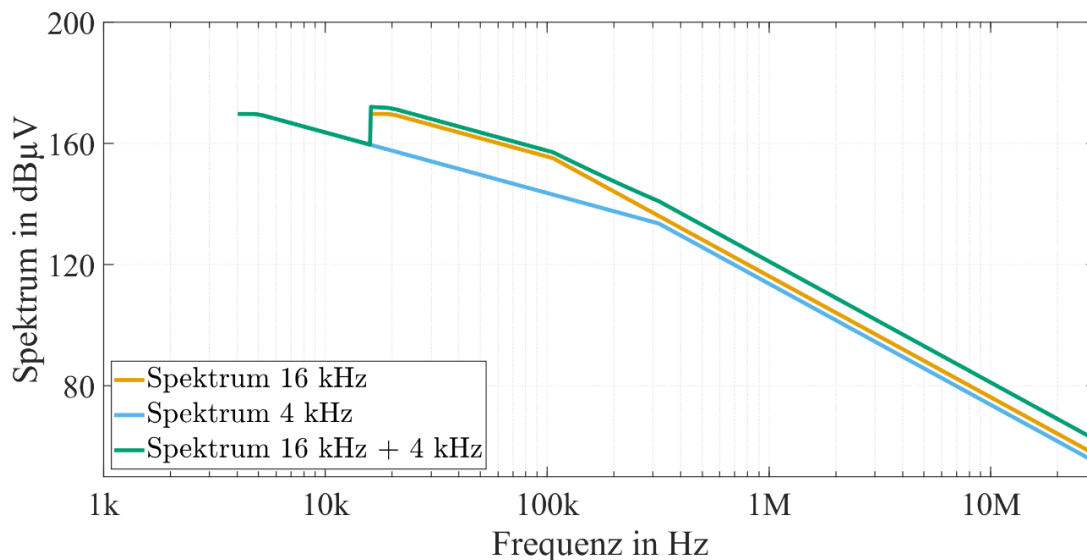


Abbildung 3.17: Berechnetes maximales Störpektrum zweier seriell verschalteter Umrichter ( $f_{s1} = 16 \text{ kHz}$ ,  $f_{s2} = 4 \text{ kHz}$ ,  $U_{\text{DC}} = 600 \text{ V}$ ,  $D = 0,3$ ,  $\tau_r = 1 \text{ }\mu\text{s}$ ,  $\tau_f = 3 \text{ }\mu\text{s}$ )

Ein direkter Vergleich der CM-Störspannung der Umrichter mit den in der Norm gegebenen Grenzwerten für einzelne Leiter ist insofern zulässig, als sich die Störpegel in den Leitern aus CM- und DM-Anteilen zusammensetzen. Liegen CM- und DM-Pegel

mindestens um den Faktor zwei ( $-6$  dB) unterhalb der Grenzwerte, können sie in Summe nicht größer als die Grenzwerte werden. Das Störspektrum der Umrichter, der C3-Grenzwert (siehe Tabelle 2.3) und die daraus resultierende Einfügedämpfung sind in Abbildung 3.18 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass in der logarithmischen Darstellung die Einfügedämpfung dem Abstand zwischen der Störspannung und den Grenzwerten abzüglich 6 dB entspricht (siehe (3.18)):

$$IL_{\text{dB,CM}} \leq 20 \log \left( \frac{|U_{\text{Quelle,CM}}|}{\text{Limit}} \right) - 6 \text{ dB} \quad (3.18)$$

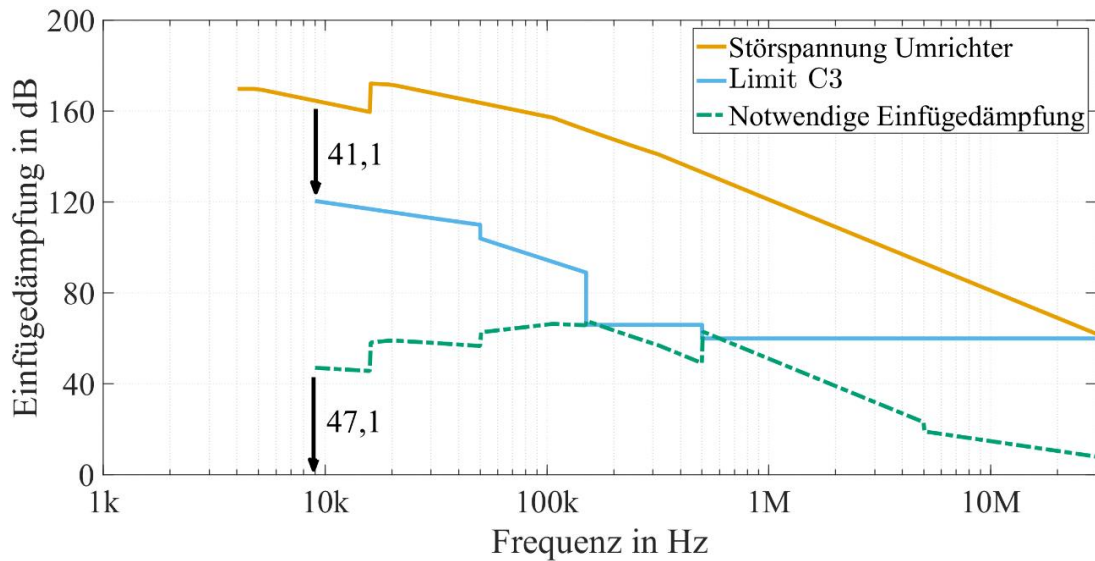


Abbildung 3.18: Berechnete notwendige Einfügedämpfung basierend auf der Störspannung der Umrichter und den Limits der Geräteklasse 3

### 3.7.2 Auslegungsrichtlinien passiver CM-Filter

Der erste Schritt einer Filterauslegung stellt die Wahl einer geeigneten Filtertopologie dar. Dazu soll zunächst ein System gemäß Abbildung 3.19 angenommen werden.

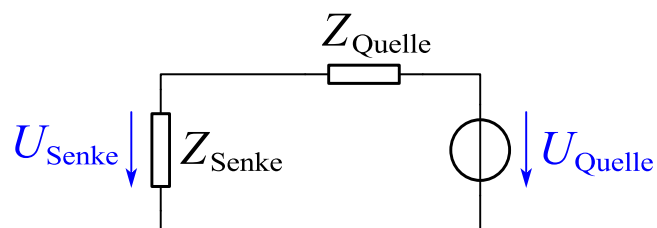


Abbildung 3.19: Schaltbild für die Definition der Einfügedämpfung

Für dieses System ergibt sich die Einfügedämpfung aus dem Spannungsteiler, bestehend aus der Quellenimpedanz  $Z_{\text{Quelle}}$  und der Senkenimpedanz  $Z_{\text{Senke}}$  nach (3.19):

$$IL = \frac{Z_{\text{Senke}}}{Z_{\text{Senke}} + Z_{\text{Quelle}}} = \frac{1}{1 + \frac{Z_{\text{Quelle}}}{Z_{\text{Senke}}}} \quad (3.19)$$

Es ist zu erkennen, dass die Einfügedämpfung ausschließlich vom Impedanzverhältnis  $\frac{Z_{Quelle}}{Z_{Senke}}$  abhängt. Die absoluten Werte spielen keine Rolle. Sollte die Einfügedämpfung des Aufbaus nicht ausreichend sein, kann sie durch das Einbringen serieller oder paralleler Bauelemente erhöht werden (siehe Abbildung 3.20).

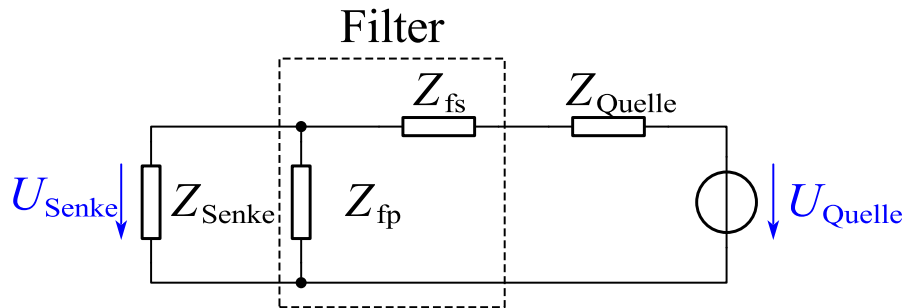


Abbildung 3.20: Schaltbild für die Definition der Einfügedämpfung mit parallelen und seriellen Filterkomponenten

Serielle Bauelemente erhöhen i. d. R. die Quellenimpedanz, während parallele Elemente mit der Senkenimpedanz eine Parallelschaltung ergeben und die wirksame Impedanz verringern (siehe (3.20)):

$$IL = \frac{1}{1 + \frac{Z_{Quelle} + Z_{fs}}{Z_{Senke} \parallel Z_{fp}}} \quad (3.20)$$

Bei passiven Filtern werden Serienimpedanzen meist durch induktive Bauelemente realisiert, während parallele Bauelemente häufig Kapazitäten sind. Unter idealen Annahmen steigt die Impedanz einer Induktivität mit der Frequenz, die eines Kondensators sinkt hingegen. Somit steigern beide Bauteile bei hohen Frequenzen besonders stark die Einfügedämpfung des Systems. Eine Auslegung des Filters muss daher zunächst bei niedrigen Frequenzen durchgeführt werden, bspw. im Bereich von 9 kHz bis 100 kHz.

Sollte bei der Verwendung einzelner Komponenten die notwendige Einfügedämpfung nur mit sehr großen Bauteilparametern erreicht werden, können diese durch eine serielle Verschaltung mehrerer Filterstufen verkleinert werden. Bisher gibt es jedoch keine allgemeingültige Auslegungsvorschrift für CM-Filter. CM-Filter wurden lange Zeit nach dem Trial-and-Error-Prinzip oder basierend auf Erfahrungswerten ausgelegt [22]. Eine systematische Auslegung der CM-Filter basierend auf den Impedanzverhältnissen von Quelle und Senke ist erst wenige Jahre alt [23]. Aus diesem Grund gibt es bisher noch kaum systematische Bewertungen des Potentials von AEF, den Bauraum und die Kosten passiver Filter zu verringern, da dies immer von der individuellen Auslegung des passiven Filters sowohl mit als auch ohne AEF abhängt. Um eine systematische Bewertung zu erreichen, werden zunächst zwei Auslegerichtlinien für passive CM-Filter hergeleitet und anschließend wird für jedes der Referenzsysteme ein Filter gemäß diesen Richtlinien ausgelegt.

Die Senkenimpedanz stellt in dem hier betrachteten System die CM-Impedanz der Netznachbildung dar und liegt im zu betrachtenden Frequenzbereich zwischen 1,7  $\Omega$  und

16,7  $\Omega$ . Die Quellenimpedanz stellt die CM-Impedanz des Kabels und des Motors dar und liegt im Bereich von mehreren 10  $\Omega$  bis zu mehreren 10 k $\Omega$ , je nach Referenzsystem (siehe Abbildung 3.10). Ist die Quellenimpedanz groß (bspw. > 1 k $\Omega$ ), bietet sich ein LCLC-Filter gemäß Abbildung 3.21 an. Ist die Quellenimpedanz gering (bspw. < 1 k $\Omega$ ), ist ein LCL-Filter sinnvoll. Die Grenzipedanz von 1 k $\Omega$  wird angenommen, da sie mit üblichen Werten für Induktivitäten (< 10 mH) und Kapazitäten (< 100 nF) im Bereich von 16 kHz erreicht werden kann. Für das Referenzsystem 1 wird somit ein LCLC und für Referenzsystem 2 bis 4 ein LCL ausgelegt. Die Auslegung wird in folgenden Schritten durchgeführt [22]:

1) Auswahl des y-Kondensators:

Zunächst wird der maximal zulässige Wert des y-Kondensators nach (3.16) bzw. Abbildung 3.16 bestimmt. Werden zwei oder mehr y-Kondensatoren verwendet, wird die Kapazität zu gleichen Teilen auf die y-Kondensatoren verteilt.

2) Wahl geeigneter CM-Induktivitäten:

Da die Berechnung der Resonanzstellen der Übertragungsfunktion des in Abbildung 3.21 gezeigten Filters aufwendig und die Auslegung passiver Filter nicht Gegenstand der Arbeit ist, soll die Wahl geeigneter CM-Induktivitäten iterativ erfolgen. Dazu wird zunächst ein LTSpice-Simulationsmodell des Systems erstellt und die Werte der Induktivitäten werden so lange verändert, bis die gewünschte Einfügedämpfung erreicht ist.

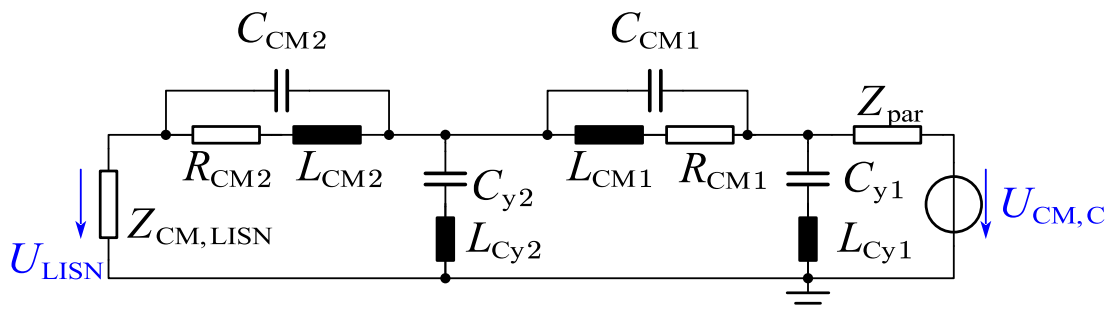


Abbildung 3.21: Schaltbild zur Definition der Einfügedämpfung

In dieser Simulation wird angenommen, dass die CM-Induktivitäten einen Innenwiderstand von  $R_{CM}$  besitzen und eine parallele Kapazität vorhanden ist. Für die y-Kondensatoren wird eine parasitäre Induktivität von  $L_{Cy}$  zugrunde gelegt. Da die hier vorgestellte Auslegung lediglich als Referenzdesign dient, werden für die parasitären Werte fiktive Zahlen genutzt. In der Realität können die Zahlen z. T. stark davon abweichen. Die angenommenen Zahlenwerte sind in Tabelle 3.6 aufgelistet.

Tabelle 3.6: Parasitäre Parameter für Auslegung

Parameter	Wert
$R_{CM1}$	100 m $\Omega$
$R_{CM2}$	100 m $\Omega$
$C_{CM1}$	120 pF
$C_{CM2}$	120 pF
$L_{Cy1}$	10 nH
$L_{Cy2}$	10 nH

In dieser Arbeit finden zwei Verfahren zur Auslegung der CM-Induktivität Anwendung. Beim ersten wird ein möglichst großes Verhältnis von  $k_L = L_{CM2}/L_{CM1}$  angestrebt, wobei die Gesamtinduktivität  $L_{ges} = L_{CM1} + L_{CM2}$  minimal sein soll. Dies ist vorteilhaft, da mit dieser Wahl des Verhältnisses  $k_L$  der y-Kondensator optimal vom Netz entkoppelt ist und Blindströme aus dem Netz in den y-Kondensator minimiert werden, während der Bauraum des Filters möglichst klein bleibt. In der zweiten Auslegung wird das Verhältnis  $k_L$  auf eins festgesetzt, sodass  $L_{CM1}$  immer  $L_{CM2}$  entspricht und lediglich die Summeninduktivität verringert wird.

Das Ablaufdiagramm zu Auslegerichtlinie 1 und 2 ist in Abbildung 3.22 zusammengefasst und werden im Folgenden erläutert. Beide Richtlinien beginnen mit der Berechnung der Einhüllenden des Störspektrums der Umrichter  $S(f)$ . Anschließend wird die notwendige Einfügedämpfung  $IL_{req}$  nach (3.18) berechnet. Zudem wird die maximal zulässige y-Kapazität nach Abbildung 3.16 bestimmt und auf die Anzahl der y-Kondensatoren aufgeteilt. Ab hier unterscheiden sich die Auslegerichtlinien. In der ersten wird zunächst eine relativ kleine Gesamtinduktivität von 100  $\mu$ H und ein sehr kleines Verhältnis  $k_L$  von  $10^{-6}$  gewählt. Anschließend wird die Gesamtinduktivität schrittweise um 2 % erhöht, bis die notwendige Einfügedämpfung im unteren Frequenzbereich erreicht ist. Dieser Iterationsprozess ist für das Referenzsystem 2 in Abbildung 3.23 dargestellt.

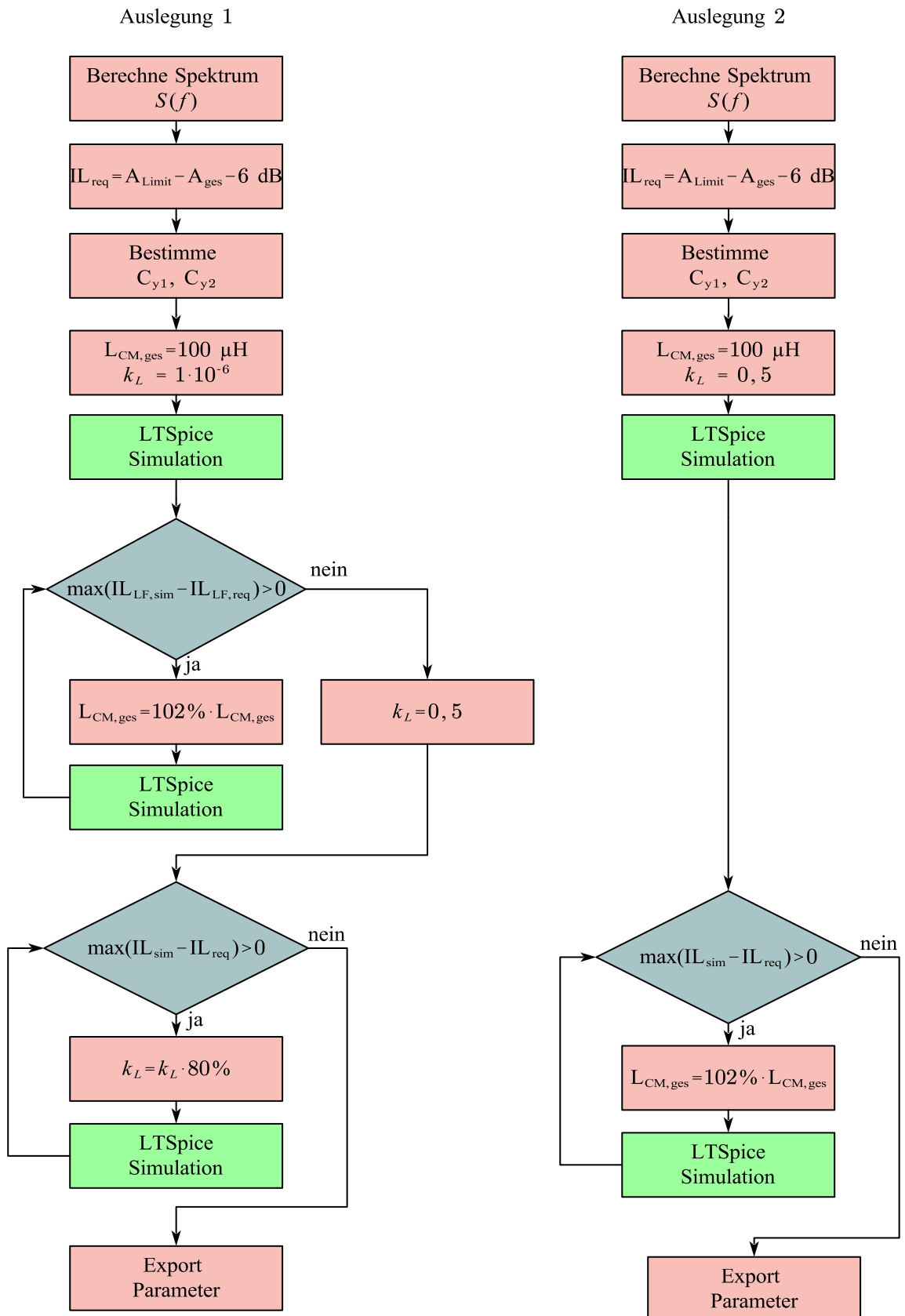


Abbildung 3.22: Ablaufdiagramm zur passiven Filterauslegung nach Auslegungsrichtlinie 1 und 2

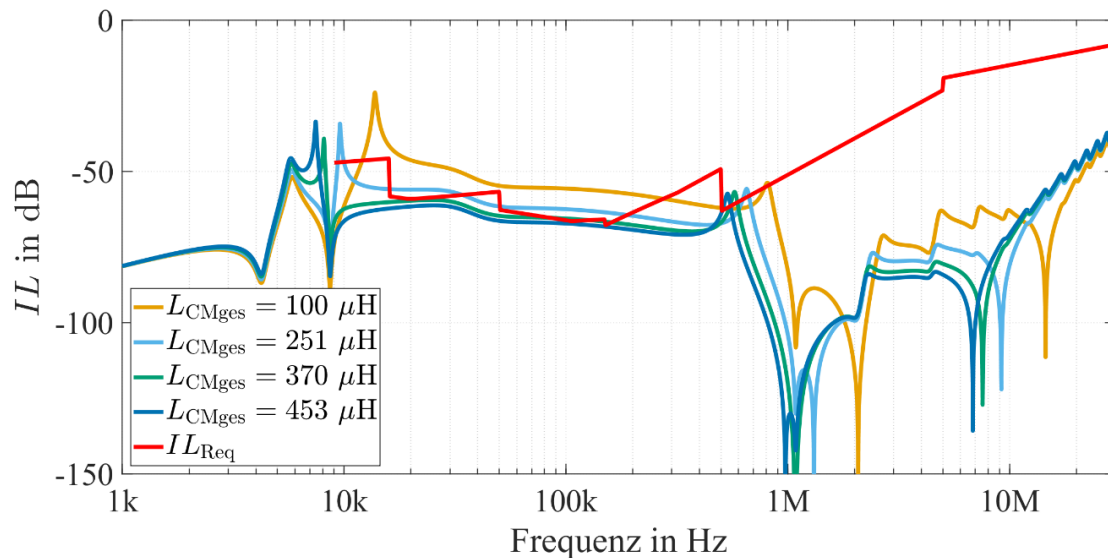


Abbildung 3.23: Iterative Vergrößerung von  $L_{ges}$ , bis notwendige Einfügedämpfung erreicht wird

Da die CM-Drossel  $L_{CM1}$  die Aufgabe hat, den CM-Strom durch den Umrichter zu begrenzen, sollte sie nicht zu klein gewählt werden. Aus diesem Grund wird im nächsten Schritt zunächst das Verhältnis  $k_L$  zu eins gesetzt. Dies bewirkt, dass die Resonanzstelle der CM-Drossel  $L_{CM1}$  und der parasitären Kapazität eine Überhöhung im mittleren Frequenzbereich verursacht, die über der notwendigen Einfügedämpfung liegt, sodass ein unzulässiges Filterdesign entsteht. Im nächsten Schritt wird das Verhältnis  $k_L$  wieder schrittweise verringert, bis die gewünschte Einfügedämpfung erreicht ist. Dieses Vorgehen ist in Abbildung 3.24 mit dem Referenzsystem 2 verdeutlicht.

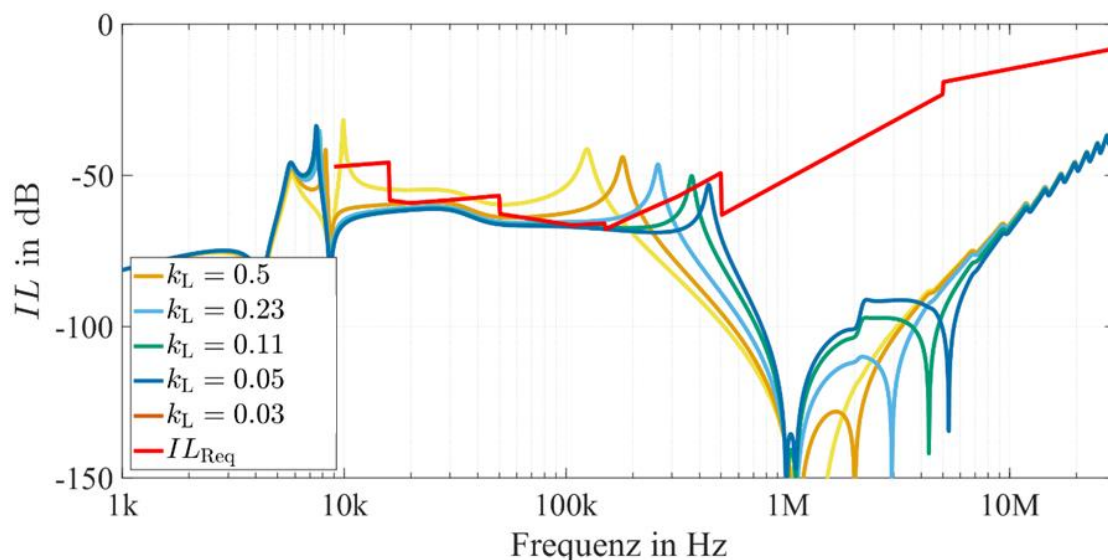


Abbildung 3.24: Iterative Verkleinerung von  $k_L$ , bis die notwendige Einfügedämpfung erreicht wird,  $L_{CM,ges} = 453 \mu\text{H}$

Dieses Vorgehen besitzt gegenüber einem schrittweisen Vergrößern des Verhältnisses  $k_L$  den Vorteil, dass die Resonanzfrequenz z. T. unter die Stufe der notwendigen

Einfügedämpfung bei 600 kHz gelegt werden kann. Die Auslegerichtlinie 2 legt einen konstanten Faktor  $k_L$  von eins fest und erhöht die Gesamtinduktivität, bis die notwendige Einfügedämpfung erreicht ist. Dies ist in Abbildung 3.25 veranschaulicht.

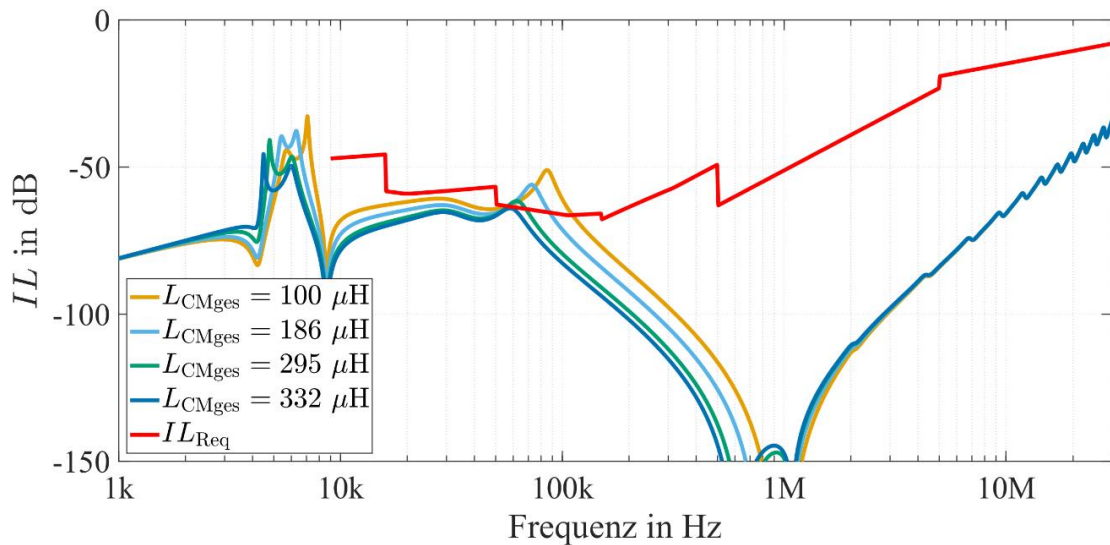


Abbildung 3.25: Iterative Vergrößerung von  $L_{ges}$  während der Auslegung nach Richtlinie 2

Die Werte der Induktivitäten, die sich aus diesen Auslegungen ergeben, sind in Tabelle 3.7 zusammengefasst. Die erreichte Einfügedämpfung für die beiden Auslegungen der einzelnen Referenzsysteme sind in Abbildung 3.26 bis 3.29 dargestellt.

Es ist zu erkennen, dass die Auslegungsrichtlinie 1 deutlich kleinere Werte für die Induktivitäten benötigt. Ihr Nachteil besteht aber darin, dass die zweite Resonanzstelle nur knapp unterhalb der erforderlichen Einfügedämpfung liegt. Diese hängt stark von der Quellen- und Senkenimpedanz ab, sodass minimale Änderungen im Aufbau zum Nichtbestehen einer EMV-Prüfung führen können. Je nach Anwendung kann somit Auslegung 1 oder Auslegung 2 zu bevorzugen sein.

Tabelle 3.7: Filterparameter nach Auslegungsvorschrift 1 und 2

Referenzsystem	1	2	3	4
Leistung	370 W	7,6 kW	7,6 kW	45 kW
Referenzsystem				
$C_{y\max}$	105 nF	2,15 $\mu$ F	2,15 $\mu$ F	12,7 $\mu$ F
Filtertopologie	LCLC	LCL	LCL	LCL
$C_{y1}$	52,2 nF	-	-	-
$C_{y2}$	52,2 nF	2,15 $\mu$ F	2,15 $\mu$ F	12,7 $\mu$ F
Auslegung 1				
$L_{CM1}$	17,0 $\mu$ H	9,8 $\mu$ H	9,3 $\mu$ H	2,9 $\mu$ H
$L_{CM2}$	3,15 mH	187 $\mu$ H	177 $\mu$ H	139 $\mu$ H
Auslegung 2				
$L_{CM1}$	11,9 mH	652 $\mu$ H	619 $\mu$ H	703 $\mu$ H
$L_{CM2}$	11,9 mH	652 $\mu$ H	619 $\mu$ H	703 $\mu$ H

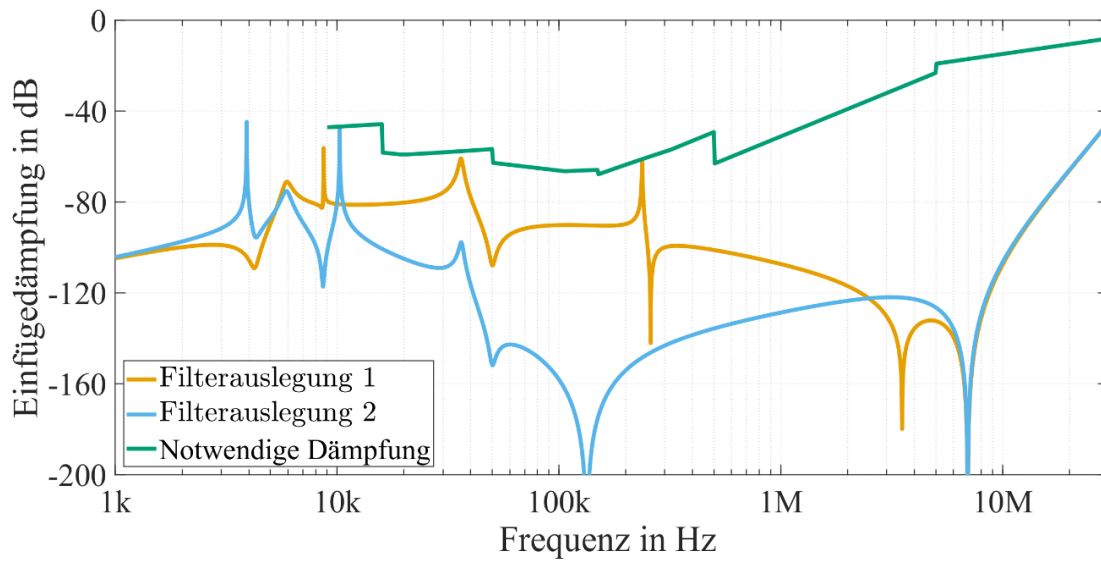


Abbildung 3.26: Einfügedämpfung Referenzsystem 1

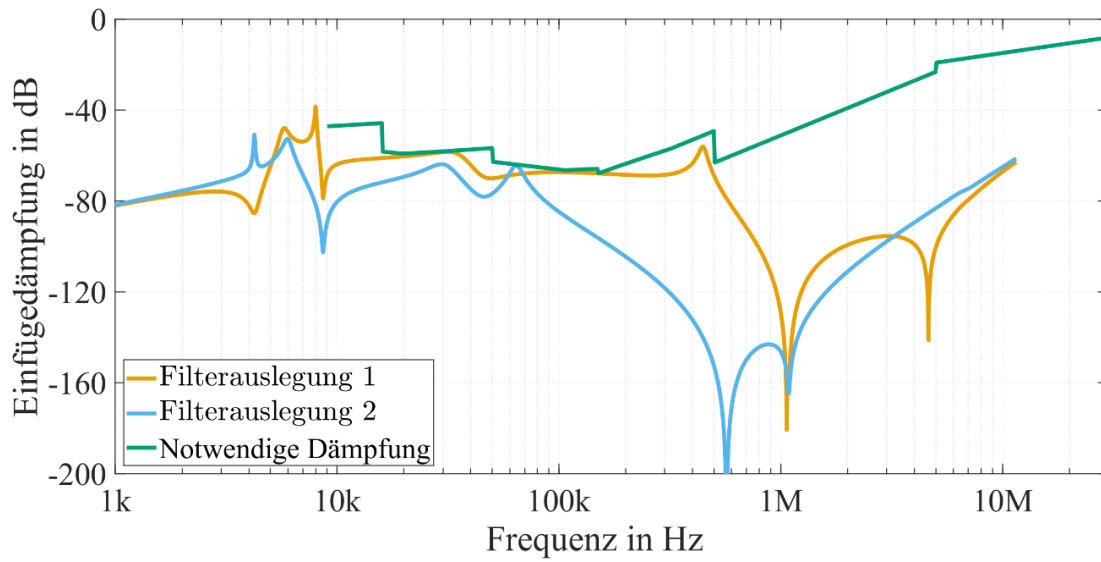


Abbildung 3.27: Einfügedämpfung Referenzsystem 2

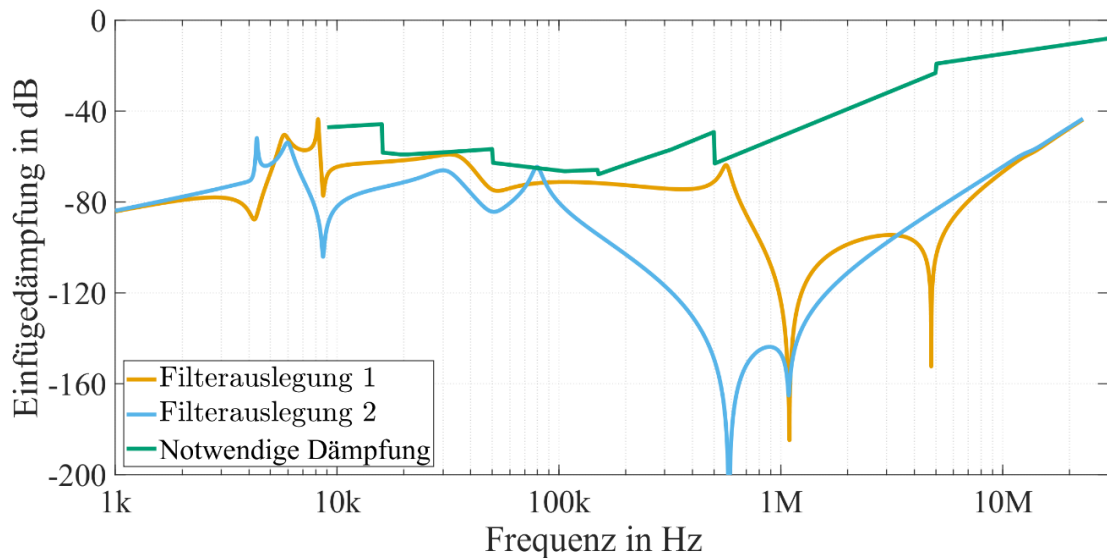


Abbildung 3.28: Einfügedämpfung Referenzsystem 3

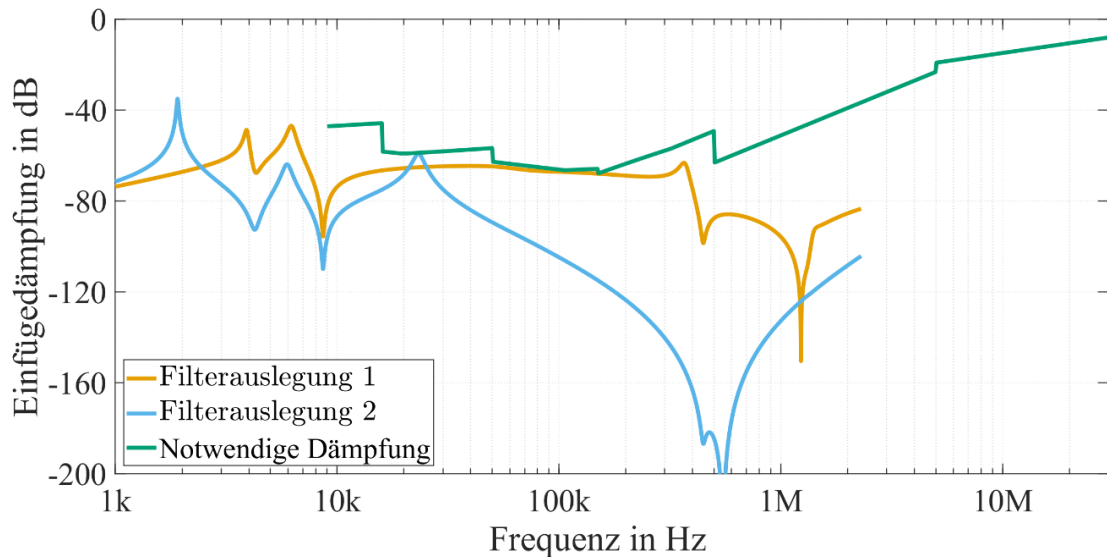


Abbildung 3.29: Einfügedämpfung Referenzsystem 4

### 3.7.3 Abschätzung von Bauraum, Kosten und Verlusten

Eine allgemeingültige Aussage über Bauraum und Kosten von Filtern ist schwierig zu treffen. Üblicherweise werden Filter ausgelegt, konkrete Bauteile ausgewählt, Prototypen aufgebaut, Angebote eingeholt und anschließend anhand von Einfügedämpfung, Bauraum, Verlusten und Kosten verglichen. Es gibt Ansätze, bei denen der Bauraum anhand analytischer Überlegungen abgeschätzt wird [24] und Aussagen über Verluste [25] herleiten. In dieser Arbeit soll ein weniger allgemeingültiger Ansatz gewählt werden und Bauraum und Kosten anhand von empirischen Daten abgeschätzt werden. Dazu werden die Common Mode Choke Produktreihe RT von Schaffner [26] und das gesamte CM-Drossel Sortiment von Coilcraft mit einer Isolationsspannung größer gleich 400 V auf Bauraum, Verluste und Kosten analysiert. Die Produktreihe von Schaffner besteht aus insgesamt 42 Produkten, von denen 22 dreiphasige CM-Induktivitäten sind. Von Coilcraft

wurden insgesamt 297 zweiphasige CM-Drosseln untersucht. Als Vergleichskriterium soll ein Energieäquivalent eingeführt werden, das sich nach (3.21) zusammensetzt:

$$E_{\text{Äq}} = \frac{1}{2} L(@100 \text{ kHz}) I_{\text{Nenn}}^2 \quad (3.21)$$

Wird der Bauraum dieser Produkte über dem Energieäquivalent aufgetragen ergibt sich gemäß Abbildung 3.30 ein annähernd doppellogarithmischer Zusammenhang. Die Koeffizienten der Approximation nach (3.22) sind in Tabelle 3.8 angegeben.

$$\log y = C_1 \cdot \log(E_{\text{Äq}}) + C_2 \quad (3.22)$$

Für eine Abschätzung der Verluste werden lediglich Kupferverluste einbezogen, da die Kernverluste stark von der Applikation und dem verwendeten Pulsmuster abhängen. Die Kupferverluste können im Nennarbeitspunkt nach (3.23) abgeschätzt werden:

$$P_{\text{Cu}} = 3 \cdot R_{\text{Cu}} I_{\text{Nenn}}^2 \quad (3.23)$$

Die Kupferverluste der liegenden Produkte im Verhältnis zum Energieäquivalent sind in Abbildung 3.31 dargestellt. Auch hier ergibt sich ein annähernd doppellogarithmischer Zusammenhang. Die Koeffizienten dieses Zusammenhangs sind in Tabelle 3.8 aufgezeigt.

Zur Abschätzung der Kosten wurden die liegenden Produkte von Schaffner bei Mouser recherchiert und der Listenpreis wurde für eine Bestellmenge von einer Komponente ermittelt. Die Produktpreise von Coilcraft wurden der Website entnommen. Der Preisverlauf im Verhältnis zum Energieäquivalent ist in Abbildung 3.32 dargestellt.

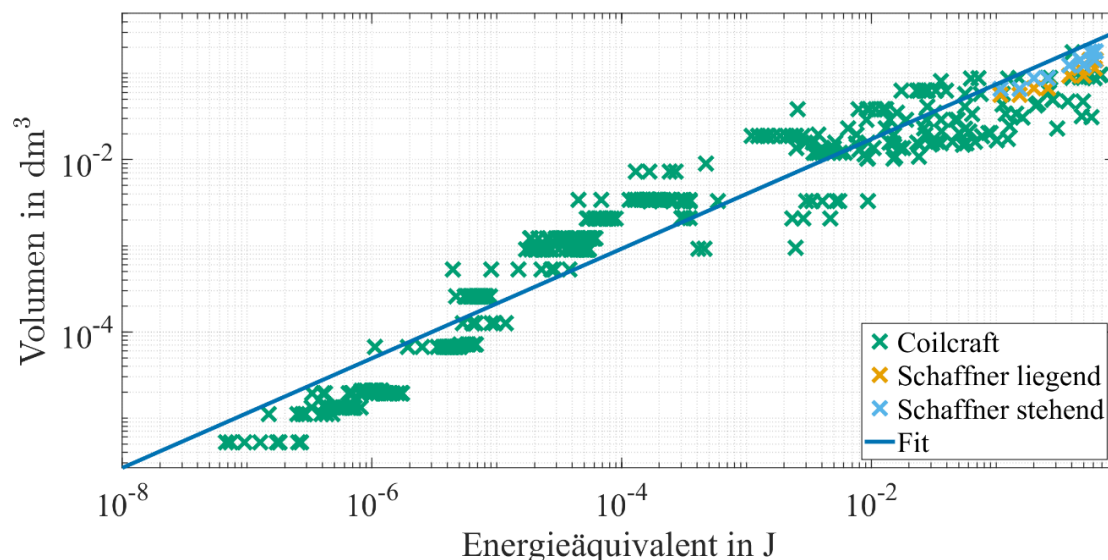


Abbildung 3.30: Abschätzung Volumen CM-Drossel basierend auf Common-Mode-Choke-Produktreihe RT von Schaffner [26] und Coilcraft

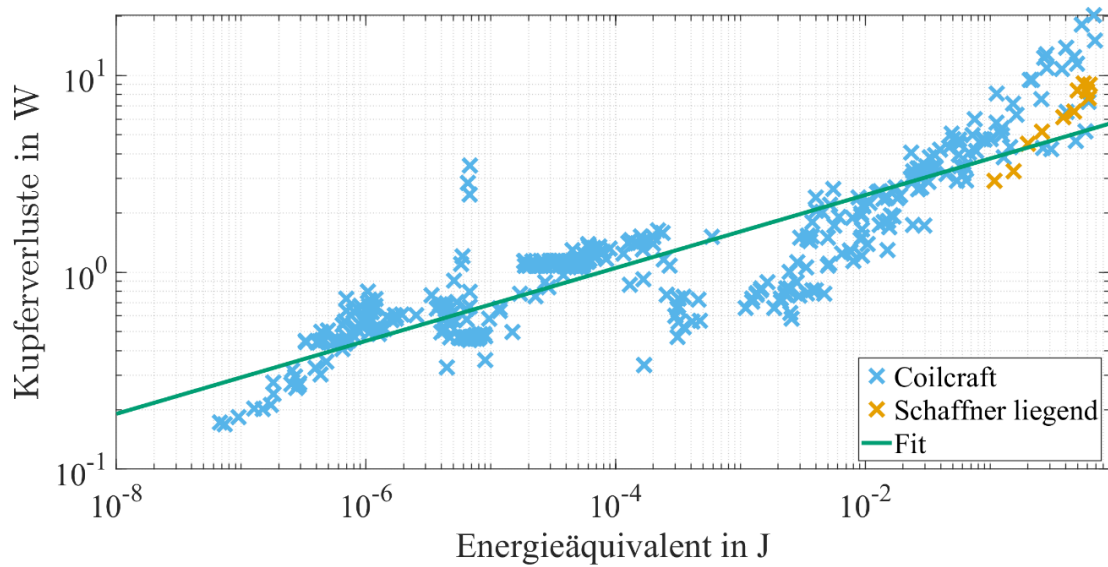


Abbildung 3.31: Abschätzung Kupferverluste CM-Drossel basierend auf Common-Mode-Choke-Produktreihe RT von Schaffner [26] und Coilcraft

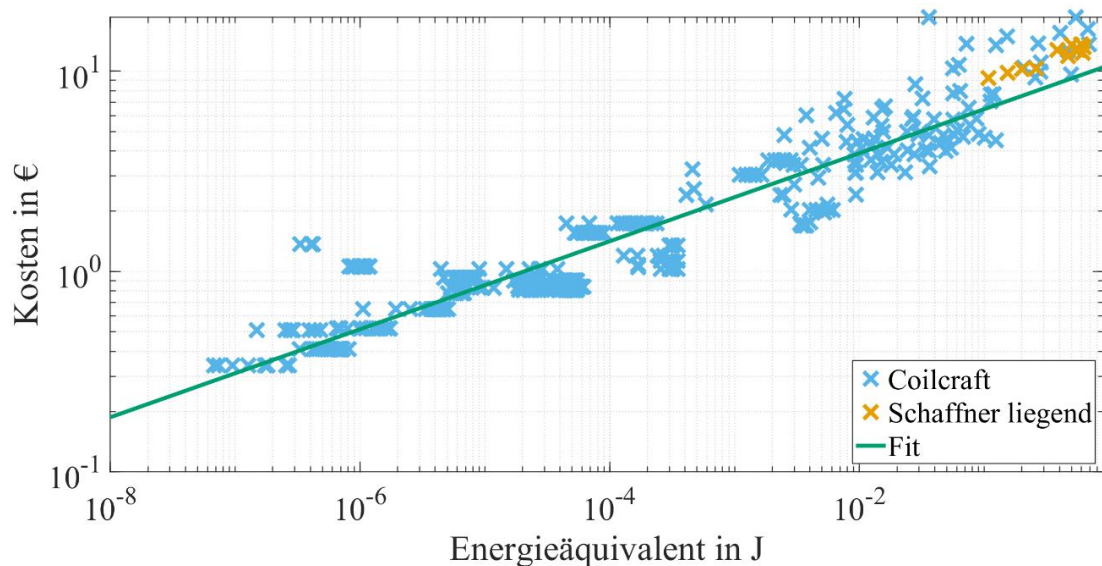


Abbildung 3.32: Abschätzung Kosten CM-Drossel basierend auf Common-Mode-Choke-Produktreihe RT von Schaffner [26] und Coilcraft

Es ist zu erkennen, dass mit zunehmendem Energieäquivalent der Preis steigt. Auch hier kann ein annähernd doppellogarithmischer Zusammenhang festgestellt werden. Die Koeffizienten des Zusammenhangs sind ebenfalls in Tabelle 3.8 aufgelistet.

Tabelle 3.8: Koeffizienten für lineare Abschätzung von Bauraum und Kosten

	C1	C2
Volumen CM-Drossel	0,636	-0,4
Verluste CM-Drossel liegend	0,185	0,764
Kosten CM-Drossel liegend	0,220	1,03
Volumen y-Kondensator	$27,2 \cdot 10^{-3} \frac{\text{dm}^3}{\mu\text{F}}$	$1,1 \cdot 10^{-3} \text{ dm}^3$
Kosten y-Kondensator	$5,71 \frac{\text{€}}{\mu\text{F}}$	0,92 €

Für eine ähnliche Betrachtung der y-Kondensatoren wurde die Baureihe B32021 bis B32026 [27] von TDK gewählt. Diese ist als y2 bewertet und besitzt eine Nennspannung von 300 V<sub>DC</sub>. In Abbildung 3.33 bzw. 3.34 sind Bauraum und Kosten der Kondensatoren über deren Kapazität aufgetragen. Die Kosten wurden bei Mouser für eine Bestellmenge von eins recherchiert. Für beide Größen ergibt sich ein ansatzweiser linearer Zusammenhang. Die Koeffizienten der linearen Approximation sind Tabelle 3.8 zu entnehmen. Basierend auf diesen Zusammenhängen können nun Bauraum, Kosten und Verluste für die CM-Drosseln und y-Kondensatoren der Referenzsysteme im Nennarbeitspunkt abgeschätzt werden. Sie sind in Tabelle 3.9 zusammengefasst.

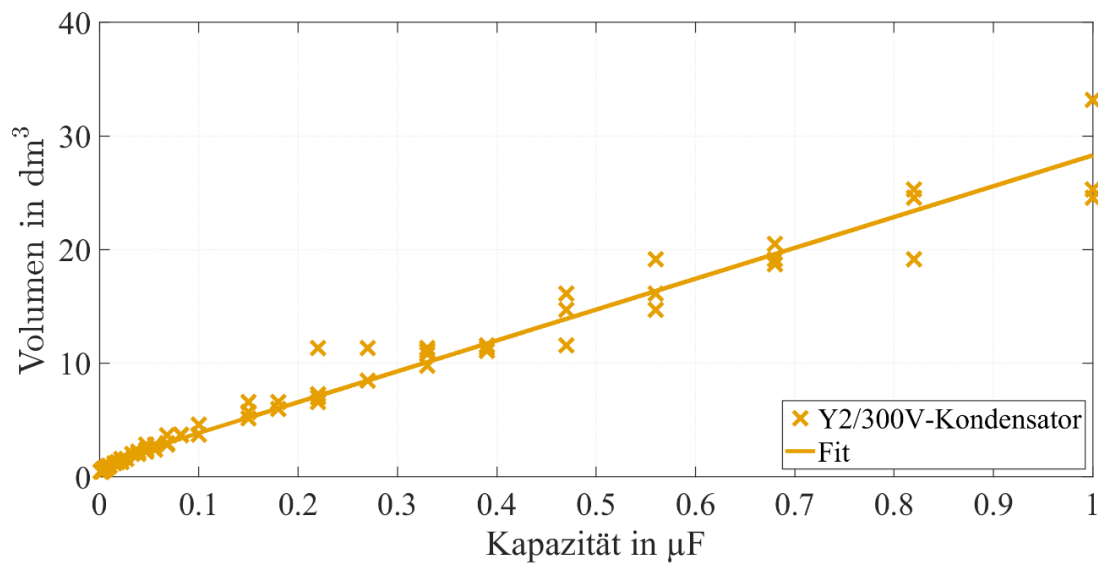


Abbildung 3.33: Abschätzung Volumen y-Kondensator basierend auf Baureihe B32021 bis B32026 [27] von TDK

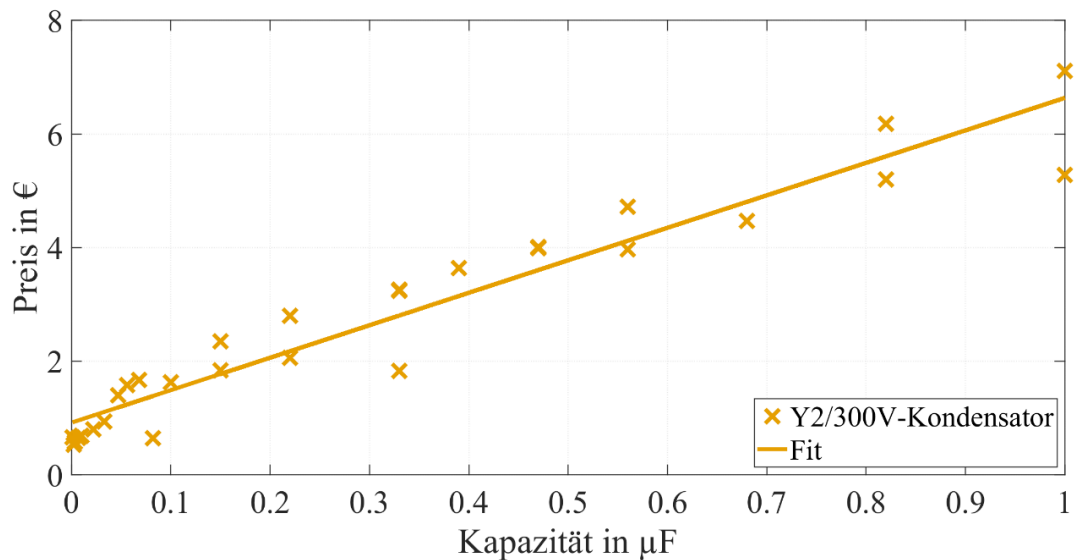


Abbildung 3.34: Abschätzung Kosten y-Kondensator basierend auf Baureihe B32021 bis B32026 [27] von TDK

Tabelle 3.9: Abschätzung von Bauraum, Kosten und Verlusten passiver Filter

Referenzsystem	1		2		3		4	
Auslegung	1	2	1	2	1	2	1	2
$V_{\text{CM1}} / \text{dm}^3$	0	0,006	0,003	0,041	0,003	0,04	0,013	0,418
$V_{\text{CM2}} / \text{dm}^3$	0,002	0,006	0,019	0,041	0,018	0,04	0,149	0,418
$V_{\text{Cy1}} / \text{dm}^3$	0,003	0,003	0	0	0	0	0	0
$V_{\text{Cy2}} / \text{dm}^3$	0,003	0,003	0,059	0,059	0,059	0,059	0,347	0,347
<b><math>\Sigma V / \text{dm}^3</math></b>	<b>0,008</b>	<b>0,016</b>	<b>0,081</b>	<b>0,142</b>	<b>0,08</b>	<b>0,14</b>	<b>0,509</b>	<b>1,183</b>
$K_{\text{CM1}} / \text{€}$	0,63	2,64	2,1	5,27	2,07	5,22	3,51	11,72
$K_{\text{CM2}} / \text{€}$	1,98	2,64	4,01	5,27	3,96	5,22	8,21	11,72
$K_{\text{Cy1}} / \text{€}$	1,22	1,22	0	0	0	0	0	0
$K_{\text{Cy2}} / \text{€}$	1,22	1,22	13,2	13,2	13,2	13,2	73,65	73,65
<b><math>\Sigma K / \text{€}</math></b>	<b>5,04</b>	<b>7,72</b>	<b>19,31</b>	<b>23,75</b>	<b>19,23</b>	<b>23,63</b>	<b>85,36</b>	<b>97,08</b>
$P_{\text{CM1}} / \text{W}$	0,53	1,78	1,47	3,19	1,45	3,16	2,26	6,25
$P_{\text{CM2}} / \text{W}$	1,39	1,78	2,53	3,19	2,5	3,16	4,63	6,25
<b><math>\Sigma P / \text{W}</math></b>	<b>1,79</b>	<b>4,06</b>	<b>4,56</b>	<b>7,38</b>	<b>4,51</b>	<b>7,32</b>	<b>7,91</b>	<b>14,1</b>

Das Volumen der verwendeten Bauelemente liegt im Bereich von  $0,008 \text{ dm}^3$  und  $1,183 \text{ dm}^3$  je nach Referenzsystem. Die Filterauslegung 2 erzeugt in allen Referenzsystemen etwa doppelt so große Filterkomponenten wie die Filterauslegung 1. In der Filterauslegung 1 stellt der y-Kondensator das größte Bauteil in allen Referenzsystemen dar. In der Filterauslegung 2 nehmen die CM-Drosseln den größten Bauraum ein. In den Referenzsystemen mit mittlerer und großer Leistung (Referenzsystem 2 bis 4) übersteigen die Kosten für den y-Kondensator die der CM-Drosseln. Die Kupferverluste liegen je nach Systemleistung zwischen 1,8 W und 14,1 W. Die Werte für Volumen, Kosten und Verluste erscheinen im Vergleich zu denen der zugehörigen Umrichter gering. Es muss jedoch berücksichtigt werden, dass zusätzliches Volumen und weitere Kosten für die

Verschaltung, die Einhausung und die Kühlung der Komponenten notwendig sind. Diese Werte lassen sich jedoch nicht pauschal beziffern und können deswegen an dieser Stelle nicht berücksichtigt werden.

## 3.8 Kapitelzusammenfassung

In diesem Kapitel wurde zunächst ein Antriebssystem für industrielle Anwendungen vorgestellt. Da die Anwendung von AEF im CM-System am vielversprechendsten ist, wurde für jede Komponente des Antriebssystems das CM-Ersatzschaltbild hergeleitet. Die einzelnen Komponenten wurden zu einem gemeinsamen CM-Ersatzschaltbild zusammengefügt und zur späteren Betrachtung wurden vier Referenzsysteme definiert, wobei Referenzsystem 1 die kleinste parasitäre Kapazität gegen Erde besitzt und Referenzsystem 4 die größte. Die vom Umrichter eingebrachten Störungen wurden anhand analytischer Betrachtungen in Abhängigkeit von Schaltflanken, Schaltfrequenz, Zwischenkreisspannung und Modulationsverfahren abgeschätzt. Die vom Netz eingprägten Schutzleiterströme wurden anhand von Normwerten abgeschätzt und daraus wurde die maximal zulässige  $y$ -Kapazität abgeleitet. Es wurden passive Filter zur Reduktion der vom Umrichter eingprägten Störungen vorgestellt. Zudem wurde festgehalten, dass es bisher kaum allgemeingültige Auslegerichtlinie für CM-Filter im Zusammenhang mit AEF gibt. Aus diesem Grund wurden zwei eigene Auslegerichtlinien genutzt und auf die vier Referenzsysteme angewandt. Bauraum, Kosten und Verluste des Filters wurden anhand empirischer Daten abgeschätzt.

## 4 Aktive EMV-Filter

Aktive EMV-Filter sind eine alternative Methode, um leitungsgebundene Störungen zu unterdrücken, wobei aktive, d. h. verstärkende Elemente zum Einsatz kommen. Allgemein bestehen AEF aus einem Sensor, einem Verstärker und einem Einkoppelnetzwerk. Der Sensor misst die EMV-Störung, der Verstärker passt das gemessene Signal entsprechend an und erzeugt ein der ursprünglichen Störung entgegenwirkendes Signal. Dieses wird vom Einkoppelnetzwerk in die Leitungen injiziert, wodurch die Störung reduziert wird. Es wird zwischen einem gesteuerten und einem geregelten AEF unterschieden. Das gesteuerte AEF misst die Störung nahe der Quelle, während das geregelte die verbleibende Störung nahe der Senke erfasst. Eine schematische Darstellung beider Funktionsweisen zeigt Abbildung 4.1. In der Literatur sind bereits zahlreiche mögliche Kombinationen von Sensoren, Verstärkern und Einkoppelnetzwerken für eine Vielzahl an Applikationen vorgestellt worden [1]. Meist werden AEF in Kombination mit passiven Filtern eingesetzt und sind optimalerweise so aufgebaut, dass sie einen Teil des passiven Filters ersetzen bzw. in den vorhandenen passiven Filter integriert werden. Ziel des Einsatzes von AEF ist es, die Eigenschaften des resultierenden hybriden Filters gegenüber dem passiven Filter zu verbessern. Mögliche Eigenschaften können Bauraum, Kosten, Verluste und Einfügedämpfung sein.

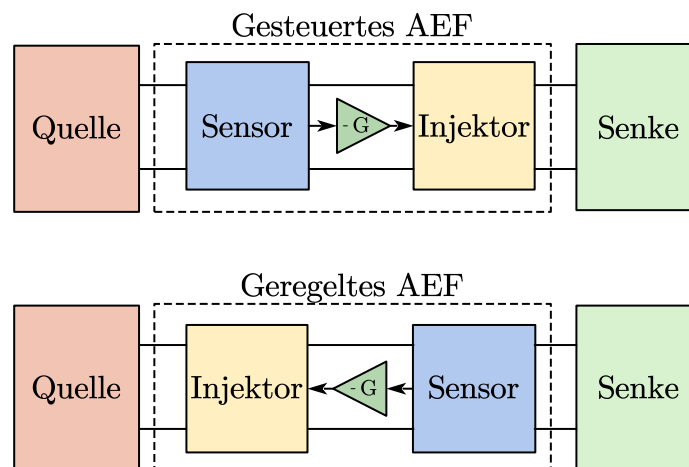


Abbildung 4.1: Schematische Darstellung des gesteuerten und des geregelten AEF

In diesem Kapitel werden bekannte AEF-Topologien vorgestellt. Zudem wird eine Methode zur systematischen Auslegung der verschiedenen AEF-Topologien eingeführt. Es werden des Weiteren prinzipbedingte Limitierungen der Einfügedämpfung der einzelnen Topologien analysiert und abschließend werden die Topologien miteinander verglichen.

### 4.1 Methode zur Bewertung und Auswahl einer geeigneten Topologie für aktive Filter

Die analogen AEF lassen sich im Wesentlichen durch drei Merkmale beschreiben [28]:

1. Art der Regelung (Regelung; engl. *feedback*, FB/Vorsteuerung; engl. *feedforward*, FF)

2. Art der Messung (Spannungsmessung; engl. *voltage sense*, VS/Strommessung; engl. *current sense*, CS)
3. Art der Injektion (Spannungsinjektion; engl. *voltage injection*, VI/Strominjektion; engl. *current injection*, CI)

Eine Topologie besitzt immer eine bestimmte Ausprägung der drei Merkmale. Somit sind insgesamt acht Grundtopologien möglich. Vorgesteuerte spannungsmessende strominjizierende und vorgesteuerte strommessende spannungsinjizierende AEF spielen praktisch keine Rolle, da sie eine hochpräzise Impedanzanpassung benötigen [28], die in praktischen Anwendungen nur mit sehr hohem Aufwand erreicht werden kann. Sie werden aus diesem Grund nicht weiter betrachtet. Die verbleibenden sechs Topologien sind in Abbildung 4.2 dargestellt. Jede hat Vor- und Nachteile, die im Zuge der Analyse der einzelnen Topologien beleuchtet werden.

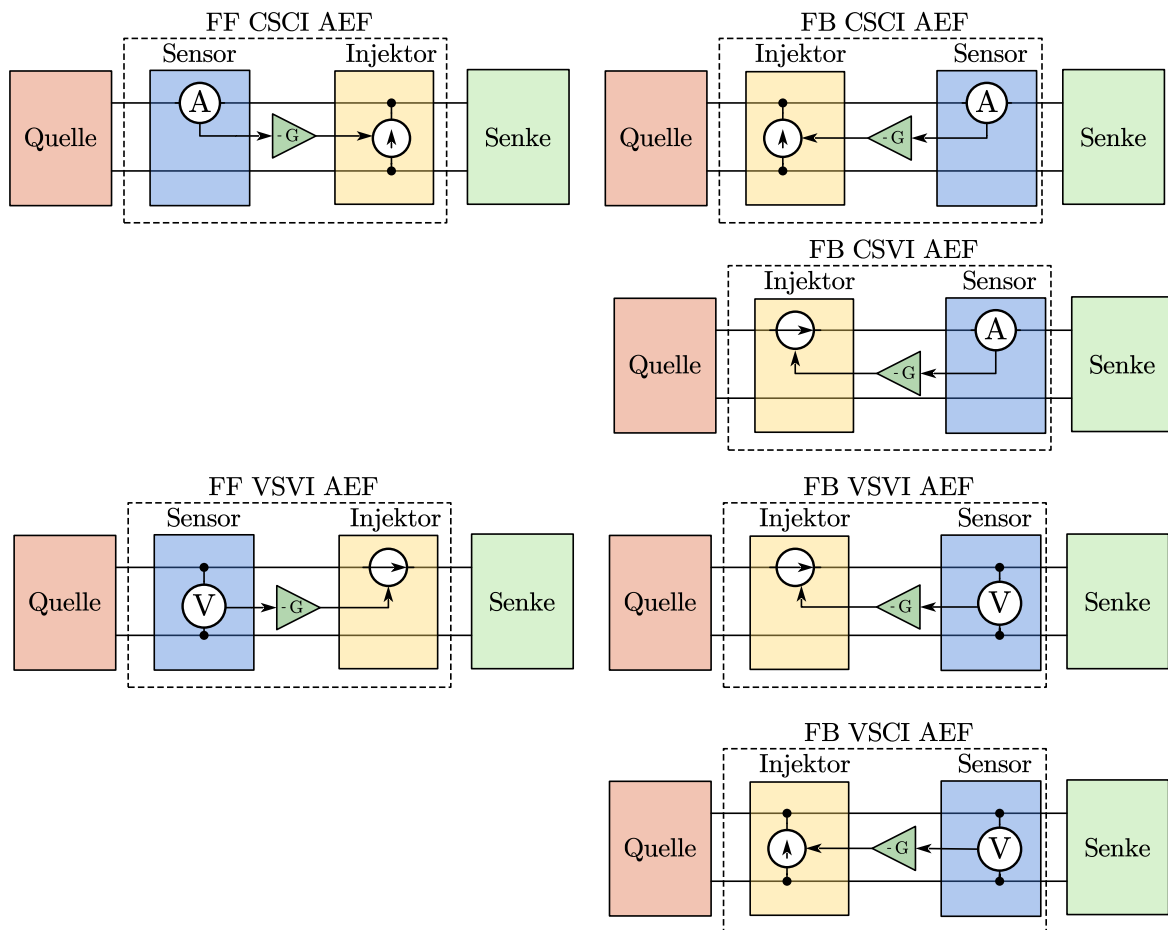


Abbildung 4.2: Grundlegende Topologien des AEF

Eine wichtige Aufgabe bei der Auslegung eines AEF stellt die Auswahl einer geeigneten Topologie dar, da diese einen maßgeblichen Einfluss auf die erreichbare Einfügedämpfung, die Robustheit gegenüber Parameterveränderung sowie den Preis des AEF hat. Da die Wahl der Topologie immer der erste Schritt ist, werden in zahlreichen Studien vereinfachte Annahmen zur Wahl der Topologie herangezogen. Laut [28] wird oftmals lediglich das Impedanzverhältnis von Quelle und Senke berücksichtigt, um die theoretisch maximal erreichbare Einfügedämpfung zu berechnen, wobei die Frequenz-

abhängigkeit der Impedanzen und Resonanzstellen vernachlässigt werden. Die Stabilität spielt bei der Wahl der Topologie nahezu keine Rolle, obwohl die Einfügedämpfung im realen System oft deutlich reduziert werden muss, um Stabilität sicherzustellen. Daher bleibt die erreichte Einfügedämpfung häufig weit hinter dem theoretisch Erreichbaren zurück. Eine Topologie, die – wie bisher üblich – ausschließlich basierend auf dem Impedanzbetrag [28] zu favorisieren wäre, kann nach einer ausführlichen Stabilitätsbetrachtung eine geringere Einfügedämpfung liefern als andere Topologien.

Des Weiteren ist nur in seltenen Fällen eine möglichst große Einfügedämpfung das Ziel einer AEF-Auslegung. Üblicherweise werden AEF in Kombination mit passiven Filtern eingesetzt. Idealerweise wird das AEF in das passive Filter integriert, sodass passive Komponenten sowohl dem passiven als auch dem aktiven Filter dienen. Ziel dieser Anwendung ist meist die Optimierung des passiven Filters, wobei Kriterien wie Bauraum, Verluste und Kosten im Vordergrund stehen, unter gleichzeitiger Einhaltung der EMV-Vorgaben. Da die Berechnung der theoretisch maximal erreichbaren Einfügedämpfung eines AEF nur begrenzt Aussagen zur Optimierung des passiven Filters liefert, eignet sie sich nur bedingt zur Auswahl der passenden Topologie. Trotzdem wird die erreichte Einfügedämpfung aktuell zum Vergleich von AEF herangezogen [1], da sie zum aktuellen Zeitpunkt das einzige Mittel ist, um die bisher aufgebauten AEF effektiv zu vergleichen. Weitere erreichte Optimierungen, wie Bauraumreduktion oder Reduktion von Kosten, sind stark von der konkreten Auslegung des passiven Filters abhängig. Da in aktuellen Studien unterschiedliche Ansätze der Filterauslegung verwendet werden, die z. T. nicht in den Veröffentlichungen näher beschrieben sind, ist ein Vergleich dieser Größen nicht aussagekräftig.

Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit nicht auf bestehende Veröffentlichungen zur Auswahl der Topologie zurückgegriffen. Stattdessen sollen die bekannten Grundtopologien speziell für die Anwendung eines Antriebssystems untersucht werden. Dazu wird jede Topologie nach den folgenden Schritten analysiert. Als Basis dient das Referenzsystem 2.

1. Literaturrecherche zu realisierten AEF dieser Topologie
2. Auslegung des AEF basierend auf dem entsprechenden Stabilitätskriterium
3. Berechnung von Einfügedämpfung
4. Iterative Optimierung des passiven Filters

Durch dieses Vorgehen wird jede realisierbare Topologie separat auf die Anwendung optimiert und Limitierungen der Topologien werden herausgearbeitet. Zum Schluss werden die Topologien anhand verschiedener Kriterien miteinander verglichen, um die für diese Anwendung am besten geeignete auszuwählen. Die Auslegung erfolgt zunächst am Referenzsystem 2 aus Abschnitt 3.4. Eine Übertragung auf die anderen Referenzsysteme folgt nach einer Bewertung der Topologien.

Für den Vergleich der Topologien werden zunächst einige Vereinfachungen vorgenommen. Das Messverfahren soll sowohl bei der Spannungs- als auch bei der Strommessung als rückwirkungsfrei angenommen werden. Für die Strominjektion soll eine ideale Stromquelle verwendet werden, die über den bereits im passiven Filter verbauten  $y$ -Kondensator angeschlossen wird. Für die Spannungsinjektion kommen im Allgemeinen entweder ein aktives Bauelement wie ein Transistor oder MOSFET, das seriell in den

Leistungspfad eingebracht wird, oder ein Transformator in Frage [29]. Bei Systemen mit hoher Leistung, wie sie hier betrachtet werden, scheidet die Verwendung eines aktiven Bauelements im Leistungspfad aus, da das Bauteil den vollständigen Laststrom tragen und eine Ruhespannung von ungleich null bereitstellen muss. Dies würde inakzeptabel hohe Verluste verursachen. Aus diesem Grund wird für die Spannungsinjektion eine CM-Drossel mit einer vierten Wicklung verwendet. Die vierte Wicklung wird zur Einspeisung eines Entstörsignals genutzt, das von einer idealen Spannungsquelle erzeugt wird. Für die Auswahl der Topologie soll zunächst ein idealer Transformator angenommen werden mit einer primären Induktivität von  $L_p$  und einer sekundären Induktivität von  $L_s$ . Das Übertragungsverhältnis wird zu eins angenommen. Der Transformator ersetzt eine der CM-Drosseln des passiven Filters. Für die Regelung wird ein realer Operationsverstärker eingesetzt. Sowohl für die gesteuerten als auch für die geregelten AEF ist die Verwendung eines Unity-Gain-Stable-Amplifiers [30] sinnvoll, da dieser auch bei kleinen Verstärkungen von bspw. eins einen stabilen Betrieb ermöglicht. Als Beispiel wird der OPA817 von Texas Instrument [30] herangezogen, da er eine hohe offene Schleifenverstärkung von 98 dB und ein Verstärkungs-Bandbreite-Produkt von 400 MHz besitzt. Der Operationsverstärker wird als nichtinvertierender Verstärker aufgebaut. Für geregelte Topologien wird die Verstärkung möglichst groß gewählt [28], während sie für vorgesteuerte Topologien auf eins gesetzt wird. Für alle Topologien soll ein Hochpassfilter verwendet werden, das notwendig ist, damit in einigen Topologien auftretende Instabilitäten bei niedrigen Frequenzen verhindert bzw. die vom Netz eingebrachten niederfrequenten CM-Störungen nicht vom AEF kompensiert werden. Diese CM-Störungen sind sehr energiereich, sodass sie das AEF in die Sättigung bringen und z. T. sogar überlasten würden. Das Hochpassfilter soll zunächst als Filter zweiter Ordnung mittels RLC-Kombination aufgebaut werden. Der Kondensator wird auf 1  $\mu\text{F}$  festgelegt, während Spule und Widerstand je nach gewünschter Resonanzfrequenz gewählt werden. Der Gütefaktor ist auf eins festgelegt, sodass im Resonanzpunkt eine leichte Überhöhung auftritt. Die Startfrequenz des AEF, bei der dieser im niedrigen Frequenzbereich anfängt, die Störung zu unterdrücken, ergibt sich aus dem Punkt, an dem das Produkt der Übertragungsfunktionen des Hochpassfilters und des Reglers die 0 dB-Linie überschreitet. Zunächst wird diese Startfrequenz zu 100 Hz angenommen. Tritt eine Instabilität bei niedrigen Frequenzen auf wird die Frequenz entsprechend erhöht. Für vorgesteuerte Topologien entspricht die Startfrequenz des AEF der Eckfrequenz des Hochpassfilters. Für geregelte Topologien muss die Eckfrequenz im Bereich von 10 kHz bis 1 MHz liegen, je nach Verstärkung des Reglers, um die gewünschte Startfrequenz zu erreichen.

Die Berechnung der Einfügedämpfung und die Stabilitätsanalyse werden mithilfe von LTSpice durchgeführt. Dazu wird das in Abschnitt 3.7.2 dargestellte Schaltbild um die jeweilige Topologie erweitert. Als Beispiel ist in Abbildung 4.3 ein vorgesteuertes spannungsmessendes und spannungskompensierendes AEF (FF VSVI AEF) zu sehen.

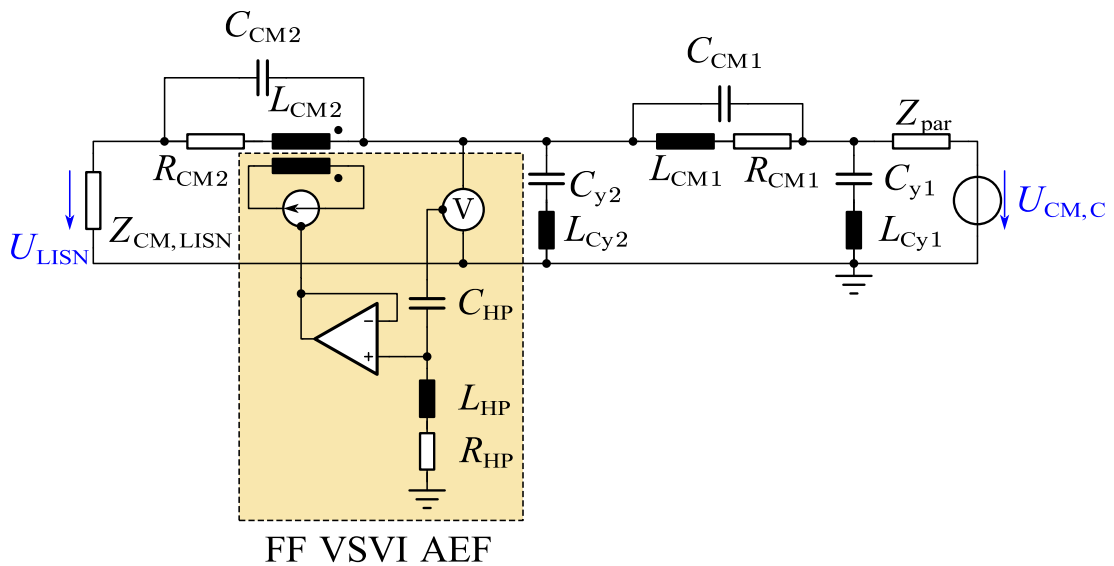


Abbildung 4.3: Vorgesteuertes, spannungsmessendes, spannungskompensierendes AEF (FF VSVI AEF)

Zwischen die beiden CM-Drosseln  $L_{CM1}$  und  $L_{CM2}$  wird eine Spannungsmessung eingebracht. Das Signal wird über einen Hochpassfilter auf den Regler gegeben. Dieser ist als nicht invertierender Verstärker mit einer Verstärkung von eins aufgebaut. Das Ausgangssignal wird über einen idealen Verstärker auf die Sekundärwicklung der  $L_{CM2}$  gegeben. Das verbleibende Störsignal wird als  $U_{LISN}$  an der Netznachbildung gemessen.

Für die Stabilitätsanalyse wird die Störquelle aus dem System entfernt, die Regel Schleife aufgetrennt und ein Testsignal an der Trennstelle eingespeist. Das resultierende Signal an der offenen Trennstelle wird gemessen, ins Verhältnis zum eingespeisten Signal gesetzt und anschließend mithilfe eines Bode- oder Nyquist-Diagramms auf Stabilität untersucht [31].

Da in dieser Arbeit ausschließlich Systeme betrachtet werden, deren offener Regelkreis stabil ist, kann zur Bewertung der Stabilität des geschlossenen Regelkreises das vereinfachte Nyquist-Kriterium verwendet werden. Dieses ist wie folgt definiert [31]:

„Ein geschlossener Regelkreis ist dann stabil, wenn die als stabil vorausgesetzte Übertragungsfunktion der in Serie geschalteten Teilmittelglieder zu einer geschlossenen Ortskurve  $L_0^*(j\omega)$  führt, die im Bereich  $-\infty < \omega < +\infty$  den kritischen Punkt  $-1$  nicht umschließt.“

Die geschlossene Ortskurve stellt den Verlauf des Real- und des Imaginärteils der offenen Schleifenverstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz dar. Als Beispiel kann die offene Schleifenverstärkung des Operationsverstärkers OPA817 von Texas Instruments [30]  $G_{OPV}$  mit einer offenen Schleifenverstärkung  $A_{OL}$  von 75 dB, einer Eckfrequenz  $f_1$  von 10 kHz und einer Eckfrequenz  $f_2$  von 100 MHz gemäß (4.1) betrachtet werden:

$$G_{OPV} = A_{OL} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi f_1}} \cdot \left( \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi f_2}} \right)^2 \quad (4.1)$$

$s$  beschreibt die komplexe Frequenz und ist als  $j2\pi f$  definiert. Das Bode-Diagramm ist in Abbildung 4.4 dargestellt. Wie erwartet, fällt der Amplitudengang von 75 dB mit 20 dB pro Dekade ab 10 kHz ab und erreicht bei 55 MHz 0 dB. Die Phasenreserve beträgt  $41^\circ$  und die Amplitudenreserve bei 100 MHz 11 dB. Da die Phasen- und die Amplitudenreserve positiv sind, ist der Operationsverstärker in der geschlossenen Regelschleife stabil.

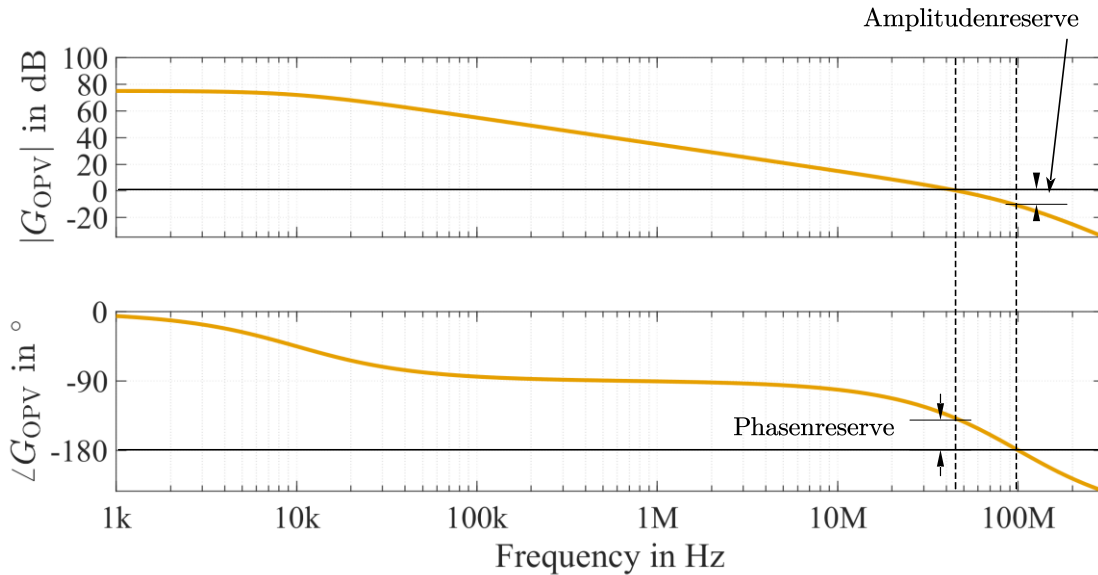


Abbildung 4.4: Bode-Diagramm eines Operationsverstärkers

Das Nyquist-Diagramm für die positive und negative Frequenz des Operationsverstärkers ist in Abbildung 4.5 dargestellt. Es ergibt sich eine geschlossene Ortskurve, die von 5623 auf der realen Achse über die positive imaginäre Achse nach Null verläuft und mit der positiven Frequenz über die negative imaginäre Achse zurück zur 5623. Da der Punkt  $-1$  nicht umrundet wird, ist das System stabil. Die Phasenreserve stellt im Nyquist-Diagramm den Winkel dar, um den die Ortskurve des Systems gedreht werden muss, bis eine Umkreisung von  $-1$  entsteht. Im gezeigten Beispiel ist der Punkt mit einem blauen X markiert und beträgt  $41^\circ$ . Die Amplitudenreserve beschreibt den Faktor, mit dem die Ortskurve multipliziert werden muss, um eine Umkreisung von  $-1$  hervorzurufen, also den inversen Abstand zwischen dem roten Kreuz im Nyquist-Diagramm und  $-1$ . Dieser beträgt 11 dB.

Wird die offene Verstärkung des Operationsverstärkers auf 80 dB angehoben, ergibt sich das in Abbildung 4.6 dargestellte Nyquist-Diagramm. In diesem wird der Punkt  $-1$  umrundet und das System ist instabil.

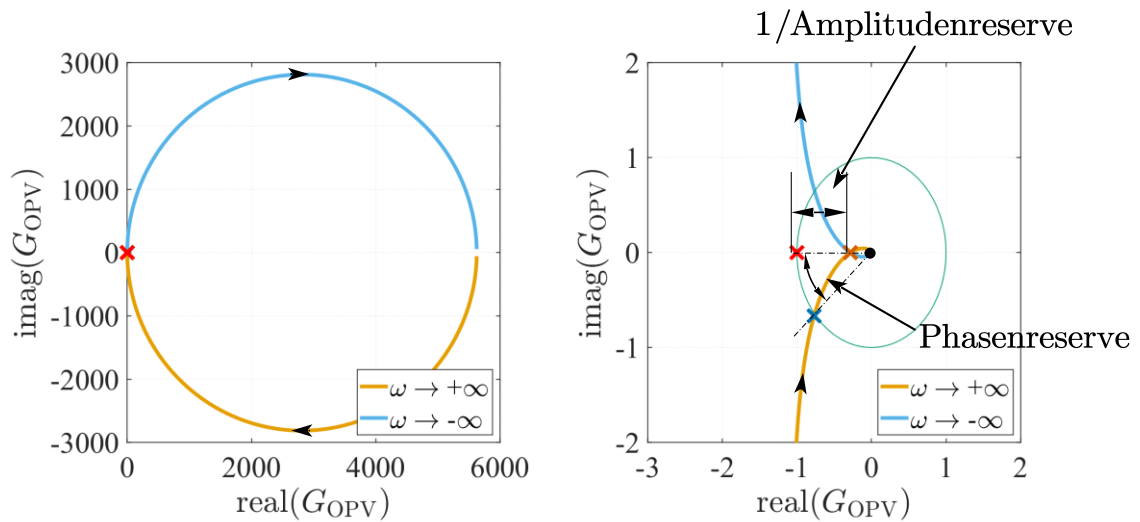


Abbildung 4.5: Nyquist-Diagramm eines stabilen Operationsverstärkers

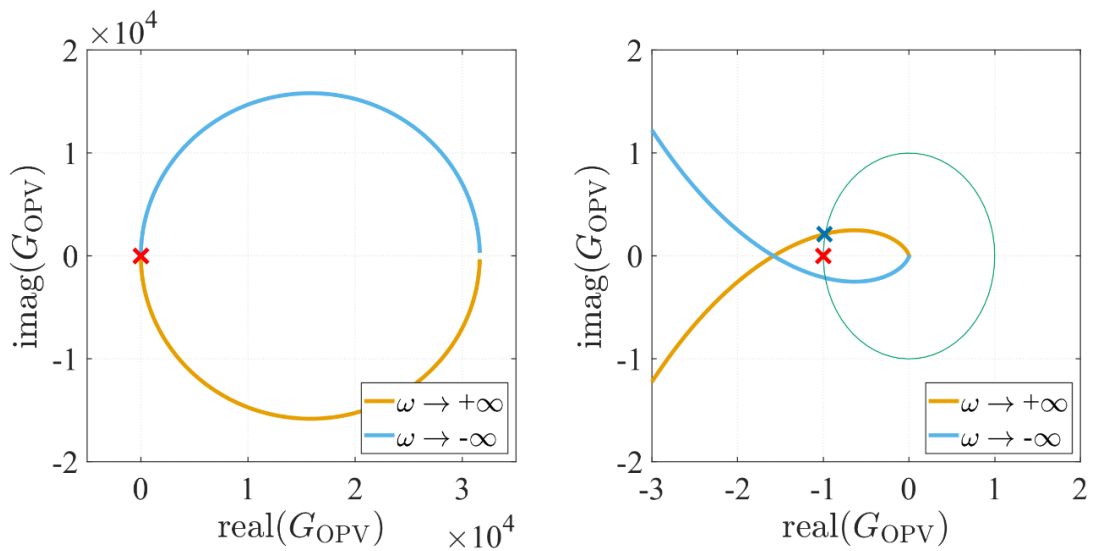


Abbildung 4.6: Nyquist-Diagramm eines instabilen Operationsverstärkers

Für die Stabilitätsanalyse von AEF bietet sich zur Auftrennung des geschlossenen Regelkreises die Stelle zwischen Sensor und Hochpassfilter an (siehe Abbildung 4.7).

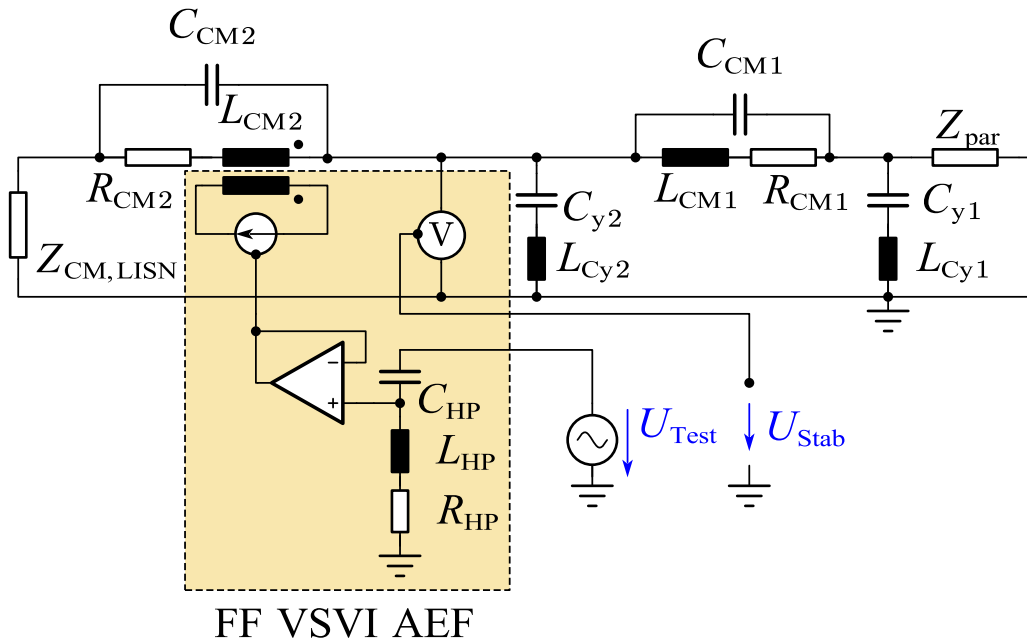


Abbildung 4.7: Stabilitätsanalyse des vorgesteuerten, spannungsmessenden, spannungskompensierenden AEF

Für die Stabilitätsanalyse werden beispielhaft die Parameter des Referenzsystems 2 und der Filterauslegung 2 verwendet. Die resultierenden Bode- und Nyquist-Diagramme sind in Abbildung 4.8 und 4.9 gezeigt.

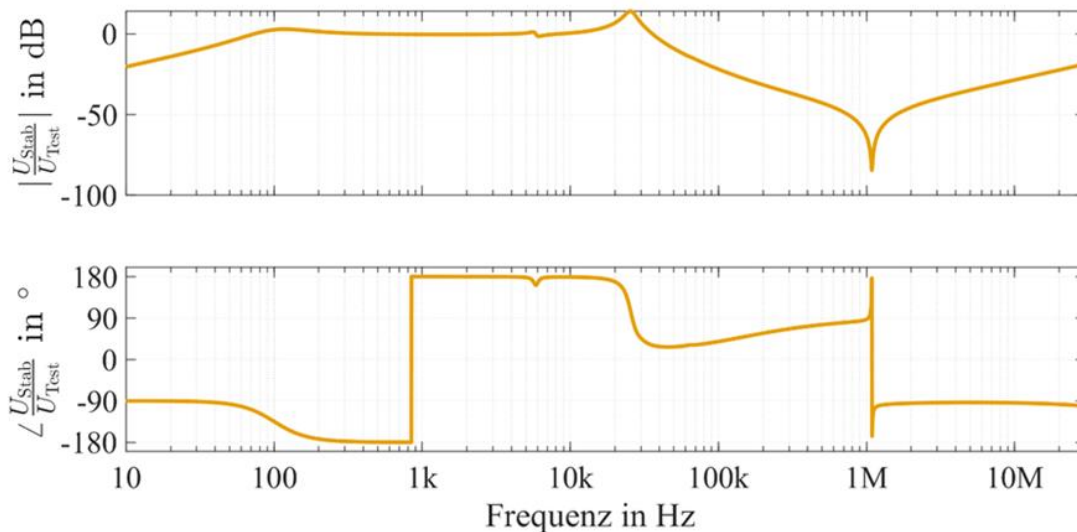


Abbildung 4.8: Bode-Diagramm des vorgesteuerten, spannungsmessenden, spannungskompensierenden AEF

Das Bode-Diagramm zeigt einen 180°-Durchtritt bei 843 Hz und 1,08 MHz. Die Amplitude beträgt bei 843 Hz  $-0,35$  dB und bei 1,08 MHz  $-84,4$  dB. Bei hohen Frequenzen ist das System somit stabil und bei niedrigen fast instabil. Um Phasen- und Amplitudenreserve zu berechnen, wird das Nyquist-Diagramm verwendet.

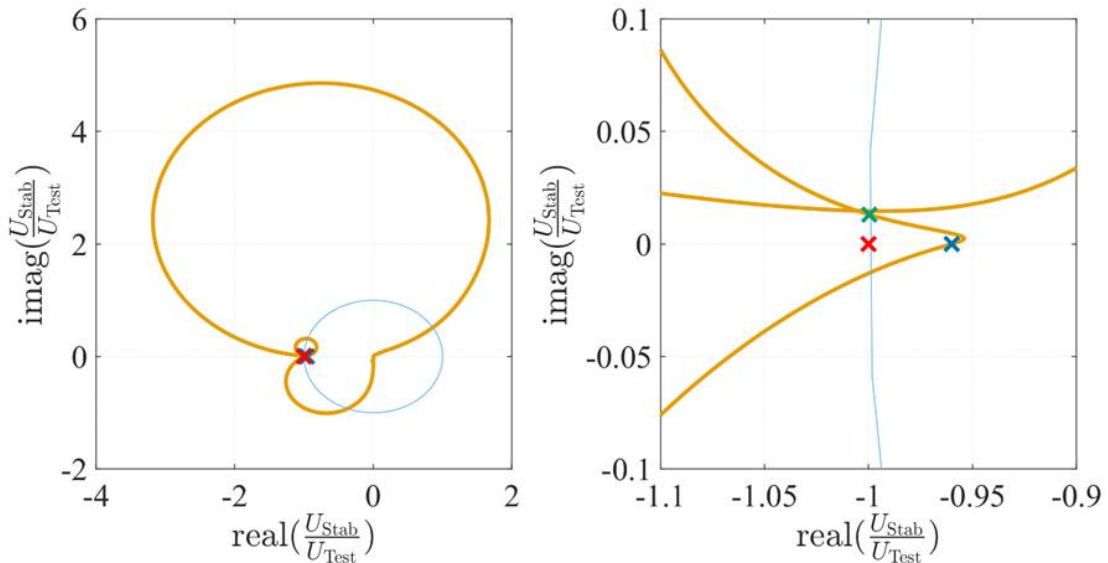


Abbildung 4.9: Nyquist-Diagramm des vorgesteuerten, spannungsmessenden, spannungskompensierenden AEF

Im Nyquist-Diagramm ist zu erkennen, dass der Punkt  $-1$  nicht umrundet wird und das System somit stabil ist. Die Phasenreserve beträgt  $0,75^\circ$  und die Amplitudenreserve  $0,35$  dB. In dieser Arbeit wird eine Phasenreserve von mindestens  $10^\circ$  und eine Amplitudenreserve von  $2$  dB gefordert, um Stabilität sicherzustellen. Die Wahl ist zunächst willkürlich und soll lediglich gewährleisten, dass keine grenzstabilen Systeme verwendet werden. Das gezeigte Design ist somit nicht geeignet, da es zu nah an der Stabilitätsgrenze ist. Um für eine ausreichende Stabilitätsreserve zu sorgen, sind weitere Maßnahmen durchzuführen. Im Folgenden werden einige Stabilisierungsmethoden für AEF vorgestellt, deren Anwendung in den nachfolgenden Abschnitten beschrieben wird.

#### 1. Erhöhung der Startfrequenz des AEF

Durch die Verschiebung der Startfrequenz des AEF zu höheren Frequenzen kann die Amplitude der offenen Schleifenverstärkung bei niedrigen Frequenzen verringert werden [32, 33]. Dadurch ist es z. T. möglich, dass Resonanzstellen ausgeblendet werden und keine Instabilität hervorrufen. Der Nachteil dieser Lösung liegt in einer verringerten Bandbreite des AEF. Teilweise ist eine Verschiebung zu so hohen Frequenzen notwendig, damit die Einfügedämpfung durch das AEF nicht verbessert werden kann.

#### 2. Dämpfung von Resonanzen

Der  $y$ -Kondensator bildet mit den CM-Drosseln mehrere Resonanzstellen aus. Diese sind üblicherweise schwach gedämpft, weil die Komponenten des Filters so ausgewählt werden, dass geringe Verluste auftreten. In einigen Topologien sorgt eine der Resonanzstellen für eine Instabilität bei niedrigen Frequenzen. Diese kann über das Einbringen eines Widerstands in Serie zum  $y$ -Kondensator gedämpft werden [34]. Ein parallel geschalteter Kondensator sorgt dafür, dass der Widerstand nur bei niedrigen Frequenzen dominiert, während die Wirksamkeit des  $y$ -Kondensators bei hohen Frequenzen erhalten bleibt [34].

### 3. Aufbau eines Schaltkreises zur Kompensierung von Resonanzstellen

In bestimmten Anwendungen sind die verwendeten Bauteilwerte genau bekannt. In diesem Fall ist es möglich, einen Schaltkreis zur Kompensierung von Resonanzstellen aufzubauen [35], sodass Phasendrehungen, die eine Instabilität hervorrufen würden, exakt kompensiert werden. Für diese Art der Kompensation muss sichergestellt werden, dass sich im Betrieb die Parameter des Filters und des Netzes nicht ändern. Dies ist in der hier betrachteten Anwendung nicht gegeben, da sich sowohl die Parameter des Netzes als auch die des Filters z. B. durch eine Nichtlinearität der verwendeten CM-Drosseln ändern können. Aus diesem Grund wird diese Art der Kompensierung in dieser Arbeit ausgeschlossen.

### 4. Stabilisierung im hochfrequenten Bereich

Zur Stabilisierung im hochfrequenten Bereich können mehrere Verfahren eingesetzt werden. Ziel ist es, die Phase des Verstärkers anzuheben und die Amplitude abzusenken, sodass die Amplituden- und die Phasenreserve erhöht werden. Eine Stabilisierung im hochfrequenten Bereich ist meist nur bei Feedback-Topologien notwendig, bei denen ein Verstärker mit einer hohen Verstärkung eingesetzt wird. Ein solcher Verstärker kann als invertierender Verstärker gemäß Abbildung 4.10 a) mit  $R_{\text{Fb}} \gg R_{\text{In}}$  aufgebaut werden. Eine Möglichkeit zur Stabilisierung im hochfrequenten Bereich des AEF besteht im Einbringen einer RC-Kombination parallel zum Feedback-Widerstand [36]. Diese verringert die Verstärkung des Reglers bei hohen Frequenzen. Das Schaltbild einer solchen Kompensation ist in Abbildung 4.10 b) dargestellt. Das resultierende Bode-Diagramm ist in Abbildung 4.11 unter *Phasenkompensation* zu sehen. Es ist zu erkennen, dass die Amplitude des Reglers bereits ab einer Frequenz von 10 kHz anstatt von 40 kHz abfällt und die Phase im Bereich von 200 MHz angehoben wird.

Ist diese Kompensation nicht ausreichend für die zu untersuchende Topologie, kann ein Tiefpassfilter am Ausgang des Operationsverstärkers eingebracht werden [32] (siehe Abbildung 4.10 c). Wird die Eckfrequenz des Tiefpasses in den Bereich von 30 MHz gelegt, fällt die Amplitude des Reglers auch bei höheren Frequenzen weiter ab, sodass eine größere Amplitudenreserve erreicht werden kann. Ähnliche Ergebnisse können auch mit einem *Mixed-Feedback-Amplifier* erreicht werden [33]. Dieser verwendet eine positive und eine negative Rückkopplung, sodass die Amplitude im hohen Frequenzbereich beliebig abgeschwächt werden kann. Da die Auslegung des *Mixed-Feedback-Amplifiers* etwas aufwendiger ist und für die hier betrachteten Topologien keinen Vorteil bietet, wird sie nicht weiter betrachtet.

Ist mit den hier vorgestellten Methoden eine ausreichende Stabilitätsreserve erreicht worden, kann die Topologie auf eine mögliche Reduktion von Bauraum, Gewicht und Kosten des passiven Filters untersucht werden. Dazu wird überprüft, ob das AEF eine ausreichende Einfügedämpfung bereitstellt und anschließend iterativ die Induktivität der CM-Drosseln verringert. Im letzten Schritt wird die Eckfrequenz des Hochpassfilters iterativ vergrößert, sodass im niedrigen Frequenzbereich die Einfügedämpfung nicht unnötig hoch ist. Der gesamte Auslegeprozess ist in Abbildung 4.12 zusammengefasst.

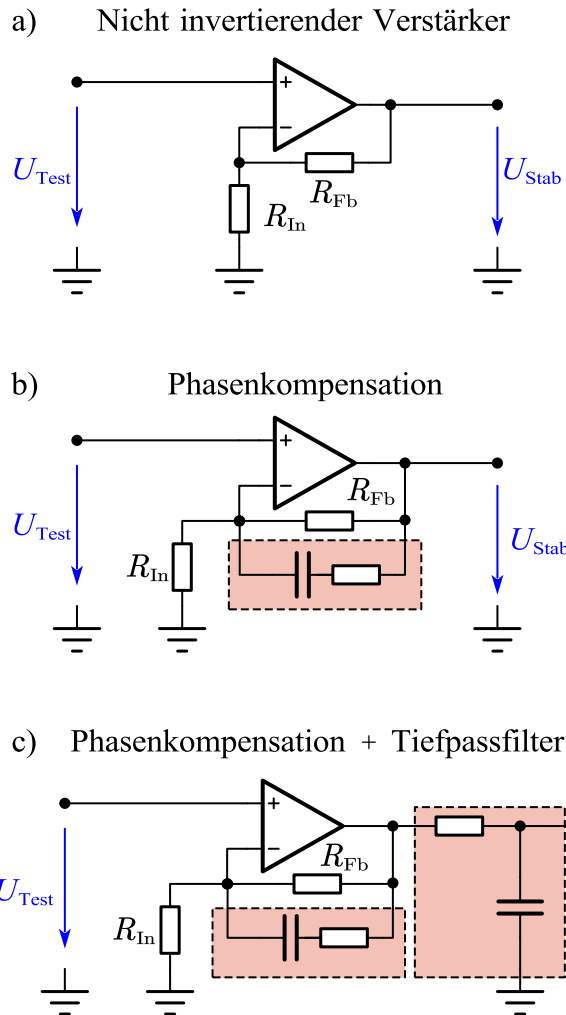


Abbildung 4.10: a) Nichtinvertierender Verstärker b) Phasenkompensation c) Phasen- und Amplitudenkompensation mittels Tiefpassfilter

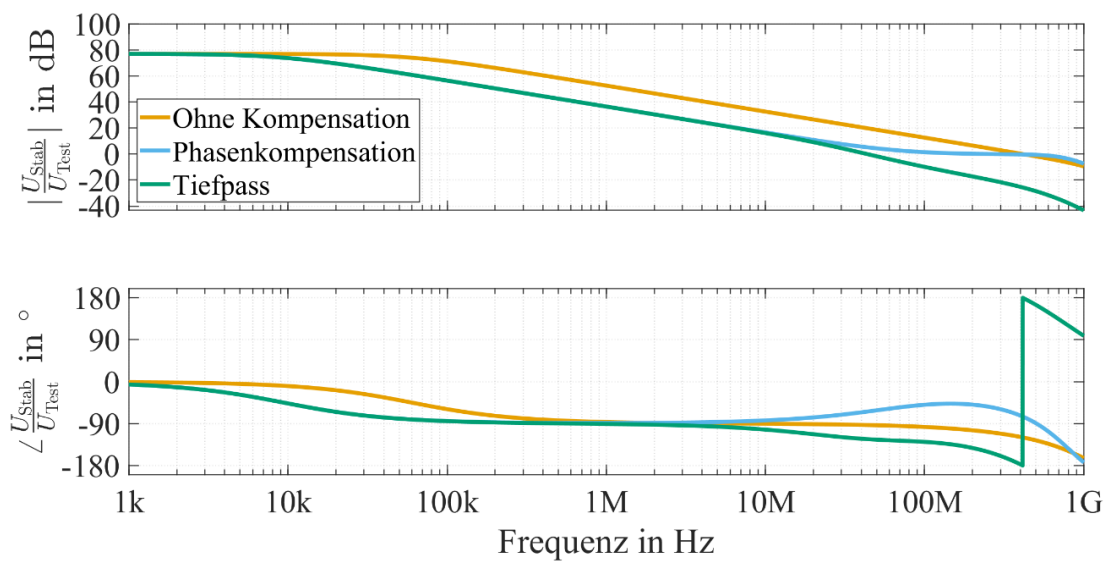


Abbildung 4.11: Bode-Diagramm der Phasen- und Amplitudenkompensation

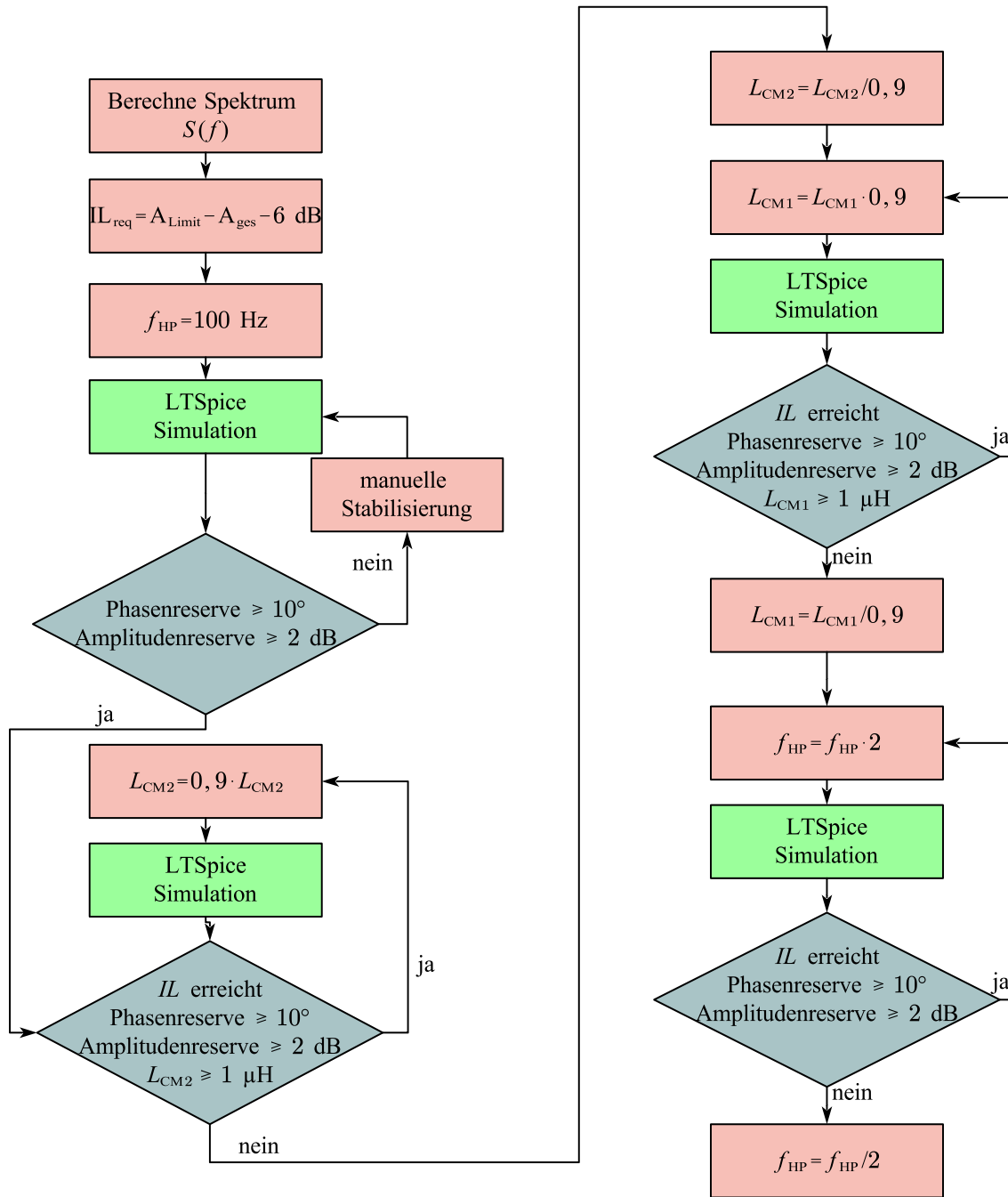


Abbildung 4.12: Workflow der AEF-Filterauslegung

In den folgenden Abschnitten werden die AEF-Topologien einzeln vorgestellt und gemäß der beschriebenen Methode auf ihr Potential hin analysiert.

#### 4.1.1 Vorgesteuertes, spannungsmessendes, spannungskompensierendes, aktives EMV-Filter (FF VSVI AEF)

Ein vorgesteuertes, spannungsmessendes, spannungskompensierendes AEF (FF VSVI AEF) misst die Störspannung an der Störquelle und speist ein invertiertes Signal entweder über eine der beiden CM-Drosseln oder über das Gehäuse auf das Erdpotential ein (siehe Abbildung 4.13).

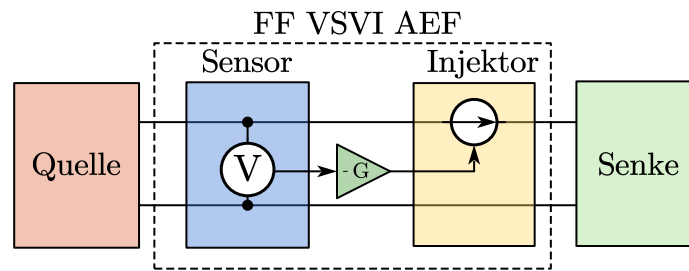


Abbildung 4.13: Vorgesteuertes, spannungsmessendes, spannungskompensierendes, aktives EMV-Filter (FF VSVI AEF)

Bisher werden FF VSVI AEF hauptsächlich zur Entstörung dreiphasiger Motorumrichter verwendet. Drei Implementierungen der Topologie sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst. In den Studien, die in Referenz [37] und [38] dokumentiert werden, wurde eine dreiphasige CM-Drossel mit zusätzlicher Sekundärwicklung verwendet. In der in [39] beschriebenen Untersuchung wurde eine Entstörspannung zwischen DC-Minus und Fahrzeugchassis eines Autos eingespeist. Da eine Einkopplung in den Sternpunkt des Niederspannungstransformators technisch nicht realisierbar ist, bleibt für die hier betrachtete Anwendung lediglich die Einkopplung über die CM-Drossel. In keiner der Veröffentlichungen wurde bewertet, inwieweit durch das AEF eine Filterreduktion möglich ist.

Tabelle 4.1: Übersicht über FF VSVI AEF

	Anwendung	Einfügedämpfung	Filterreduktion	Anmerkung
[38]	3-ph-Motorumrichter	ca. 10 dB	keine Angabe	Messung mit AEF beinhaltet zusätzliche CM-Drossel, deswegen nicht repräsentativ
[37]	3-ph-Motorumrichter	8 dB	keine Angabe	Kombination von FF und FB
[39]	3-ph-Motorumrichter	20 dB	keine Angabe	Einspeisung der Entstörspannung in Fahrzeugchassis

Für die Analyse der Topologie erfolgt die Spannungseinkopplung zunächst über die Induktivität  $L_{CM2}$ . Das entsprechende Schaltbild wurde bereits in Abbildung 4.3 vorgestellt. Diese Topologie ist mit einer Eckfrequenz des Hochpassfilters von 100 Hz nicht stabil, was darauf zurückzuführen ist, dass die LISN im niedrigen Frequenzbereich eine deutlich geringere Impedanz als die Last aufweist und somit die eingekoppelte Spannung fast ausschließlich über der Last abfällt, aber nicht über der LISN. Dadurch ergibt sich von 100 Hz bis 20 kHz eine Amplitude von 0 dB im Bode-Diagramm (siehe Abbildung 4.8). Die Phasendrehung der Netznachbildung im Bereich von 7 kHz führt somit zur Instabilität. Zur Stabilisierung kann die Eckfrequenz des Hochpassfilters erhöht werden. Die Amplitudenreserve über der Eckfrequenz des Hochpassfilters  $f_{HP}$  ist in Abbildung 4.14 veranschaulicht.

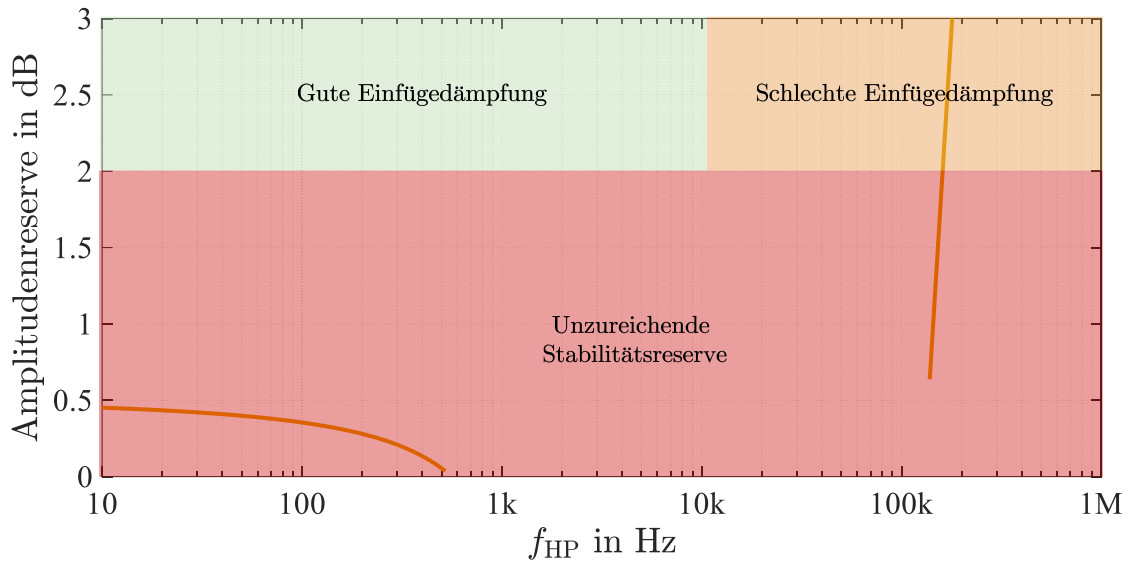


Abbildung 4.14: Amplitudenreserve des FF VSVI AEF über der Eckfrequenz des Hochpassfilters  $f_{HP}$

Es ist zu erkennen, dass die Eckfrequenz bis auf 174 kHz erhöht werden muss, um eine ausreichende Stabilitätsreserve zu gewährleisten. Mit einer solch hohen Eckfrequenz kann jedoch keine nennenswerte Einfügedämpfung erreicht werden, sodass diese Topologie für die vorliegende Anwendung ungeeignet ist.

Als Alternative wird die Spannungseinkopplung in die Induktivität  $L_{CM1}$  untersucht (siehe Abbildung 4.15).

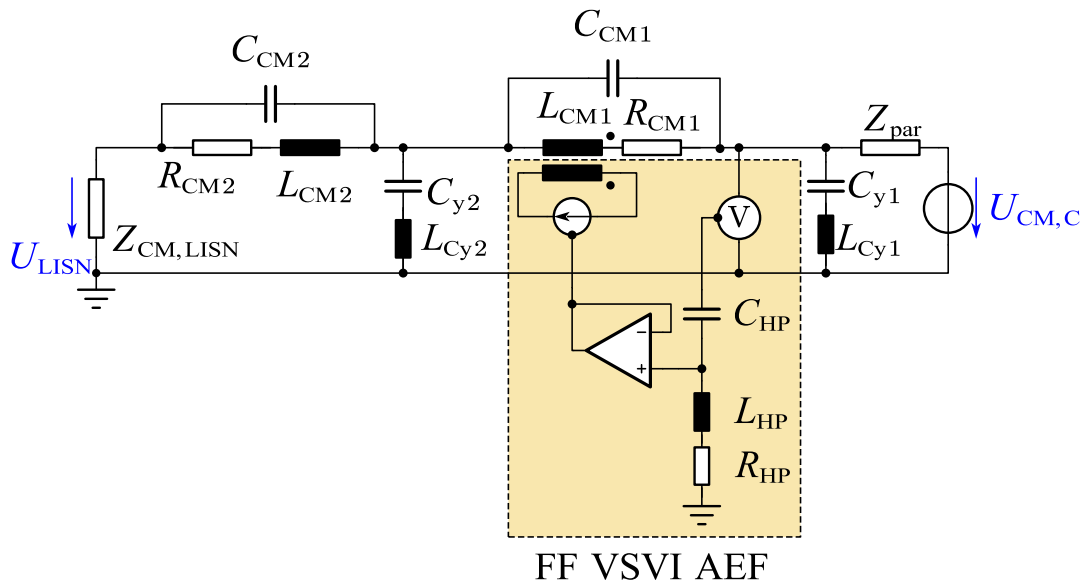


Abbildung 4.15: Schaltbild des FF VSVI AEF

Das Bode-Diagramm zur Stabilitätsbestimmung mit einer Hochpassfiltereckfrequenz von 100 Hz ist in Abbildung 4.16 dargestellt. Zwischen 1 kHz und 100 kHz sind drei  $180^\circ$ -Phasendurchtritte zu sehen, die entweder eine Amplitude knapp oberhalb oder knapp unterhalb von 0 dB besitzen. Das System ist somit instabil. Selbst eine

Verschiebung der Eckfrequenz auf bis zu 1 MHz hilft bei dieser Topologie nicht. Die Amplitudenreserve erreicht maximal 0,03 dB. Diese Topologie ist daher ebenso wenig geeignet.

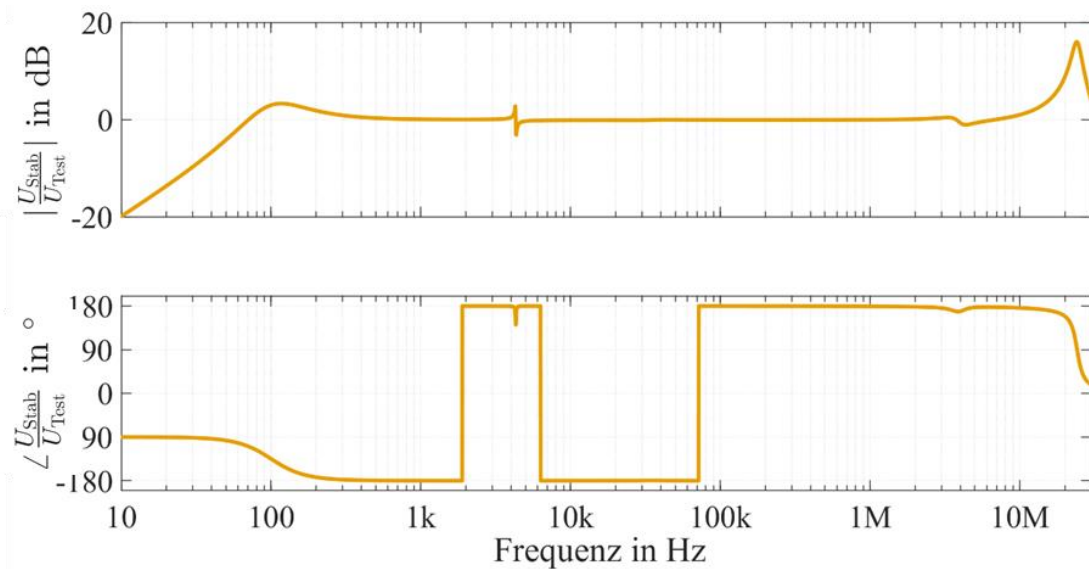


Abbildung 4.16: Bode-Diagramm zur Stabilitätsbestimmung des FF VSVI AEF mit  $L_{CM1}$ -Einkopplung

#### 4.1.2 Geregeltes, spannungsmessendes, spannungskompensierendes, aktives EMV-Filter (FB VSVI AEF)

Ein geregeltes, spannungsmessendes, spannungskompensierendes AEF umfasst dieselben Komponenten wie das gesteuerte. Es wird lediglich der Ort der Messung mit der Injektion getauscht (siehe Abbildung 4.17).

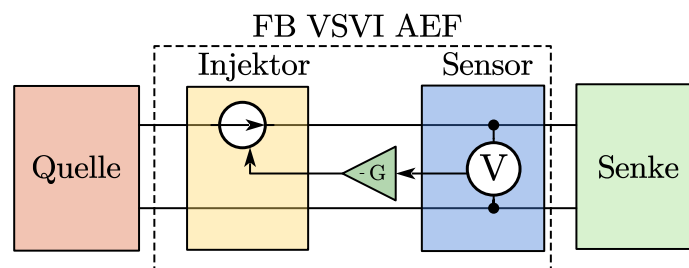


Abbildung 4.17: Geregeltes, spannungsmessendes, spannungskompensierendes, aktives EMV-Filter (FB VSVI AEF)

Bisher wurde das FF VSVI AEF an dreiphasigen Motorumrichtern zur Reduktion der Störspannung am Motor und an DC/DC-Wandlern getestet. Der Einsatz an einem dreiphasigen Netzumrichter ist nicht bekannt. Ein Überblick über bisherige Veröffentlichungen ist Tabelle 4.2 zu entnehmen.

Tabelle 4.2: Übersicht über FB VSVI AEF

	Anwendung	Einfügedämpfung	Filterreduktion	Anmerkung
[40]	3-ph-Motorumrichter	16 dB	Keine Angabe	
[37]	3-ph-Motorumrichter	8 dB	Keine Angabe	Kombination von FF und FB
[41]	DC/DC-Wandler	36 dB	Reduktion von $C_y$ um Faktor 100	Kombination von FF und FB

In allen veröffentlichten Studien wurde eine CM-Drossel zur Injektion der Entstörspannung verwendet, die über einen Operationsverstärker erzeugt wird. Die Verstärkung des Operationsverstärkers bedeutet eine Optimierung von Stabilität und Einfügedämpfung. Je größer die Verstärkung ist, desto größer wird die Einfügedämpfung [28]. Gleichzeitig sinkt mit der Verstärkung die Stabilitätsreserve.

Zur Untersuchung der Topologie für einen dreiphasigen Netzumrichter wird ein Schaltbild gemäß Abbildung 4.18 aufgebaut.

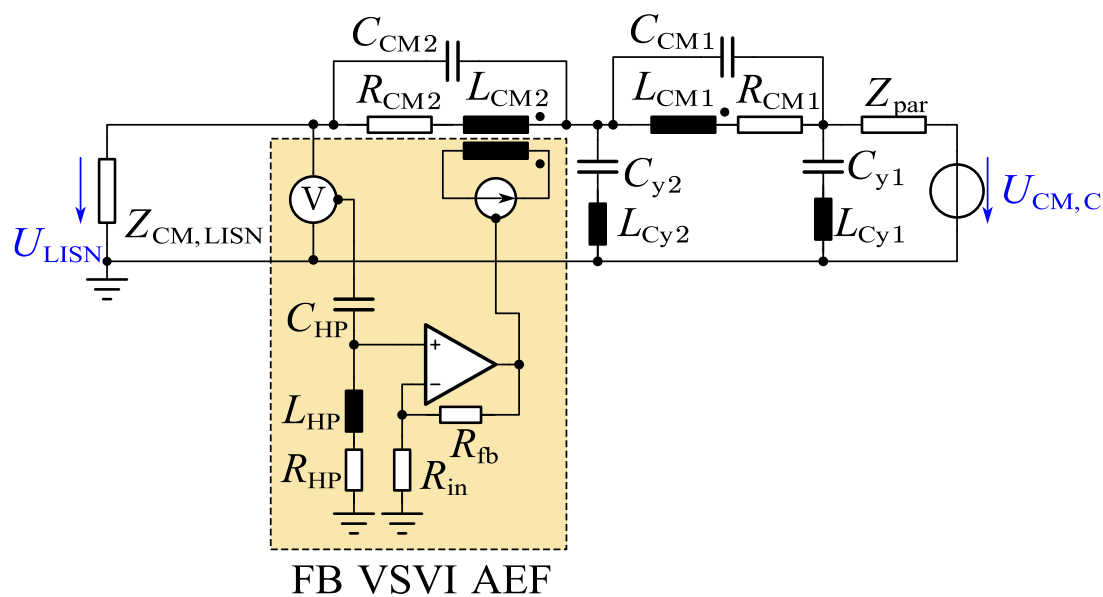


Abbildung 4.18: Schaltbild des FB VSVI AEF

Die Eckfrequenz des Hochpassfilters wird auf 1 kHz festgelegt. Der Feedback-Widerstand  $R_{fb}$  beträgt 1 M $\Omega$  und der Eingangswiderstand  $R_{in}$  100  $\Omega$ . Zur Stabilitätsanalyse wird der Regelkreis aufgetrennt (siehe Abbildung 4.19). Das Bode- und Nyquist-Diagramm sind in Abbildung 4.20 und 4.21 dargestellt.

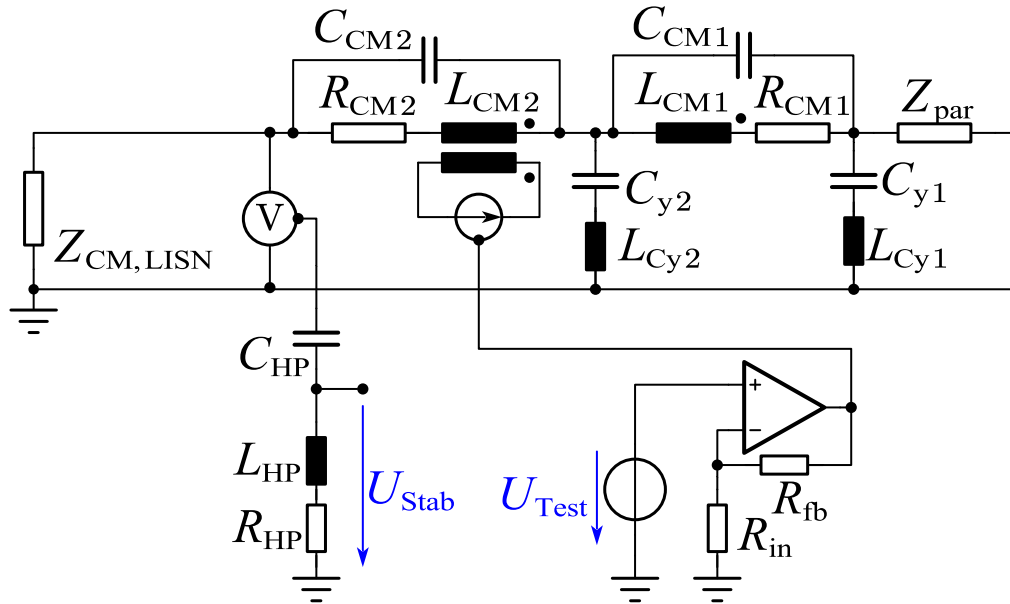


Abbildung 4.19: Schaltbild des FB VSVI AEF zur Stabilitätsanalyse

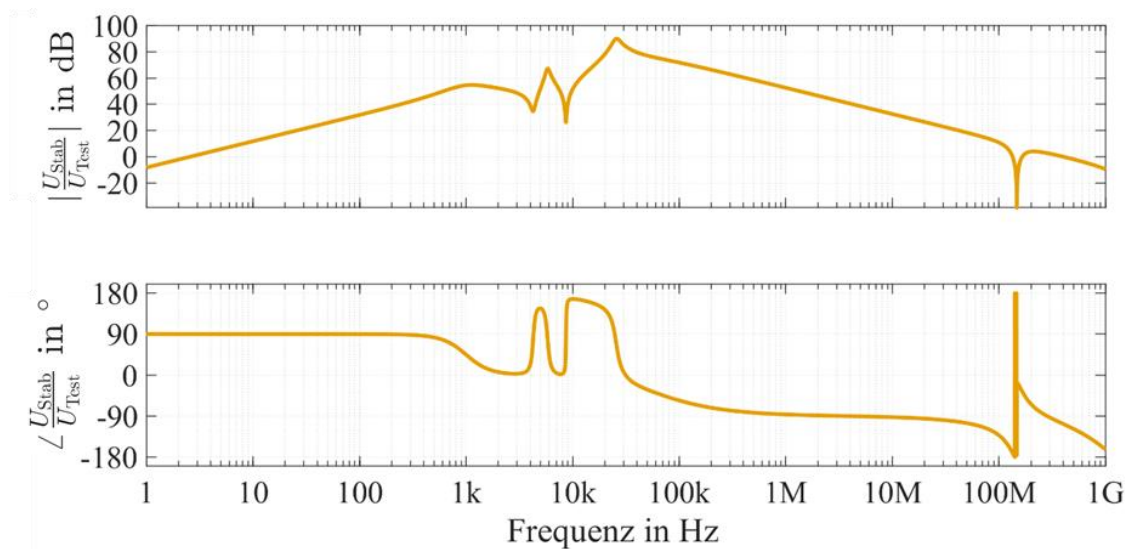


Abbildung 4.20: Bode-Diagramm zur Stabilitätsanalyse des FB VSVI AEF

Es ist zu erkennen, dass ab 2 Hz die Schleifenverstärkung positiv wird und bis 134 MHz positiv bleibt. In diesem Frequenzbereich gibt es keinen 180°-Phasendurchtritt, sodass das System stabil ist. Auch das Nyquist-Diagramm bestätigt dies, da der Punkt  $-1$  nicht umrundet wird. Die Stabilitätsreserve wird vom Hochfrequenzverhalten des Systems bestimmt. Da zunächst von einem idealen Transformator ausgegangen wird, bestimmt der Operationsverstärker das Hochfrequenzverhalten des Systems. Durch die Wahl des Operationsverstärkers ergeben sich aus dem Nyquist-Diagramm eine Amplituden- und eine Phasenreserve von 5,9 dB und 9,5°. Die Phasenreserve liegt somit unterhalb der geforderten 10°. Die Phasenreserve kann durch die RC-Kombination parallel zum Feedback-Widerstand erhöht werden. Für den hier betrachteten Fall werden Werte von 1  $\Omega$  und 1 pF gewählt. Das Modell für die Simulation mit Kompensationschaltung

und das dazugehörige Nyquist-Diagramm sind in Abbildung 4.22 und 4.23 veranschaulicht.

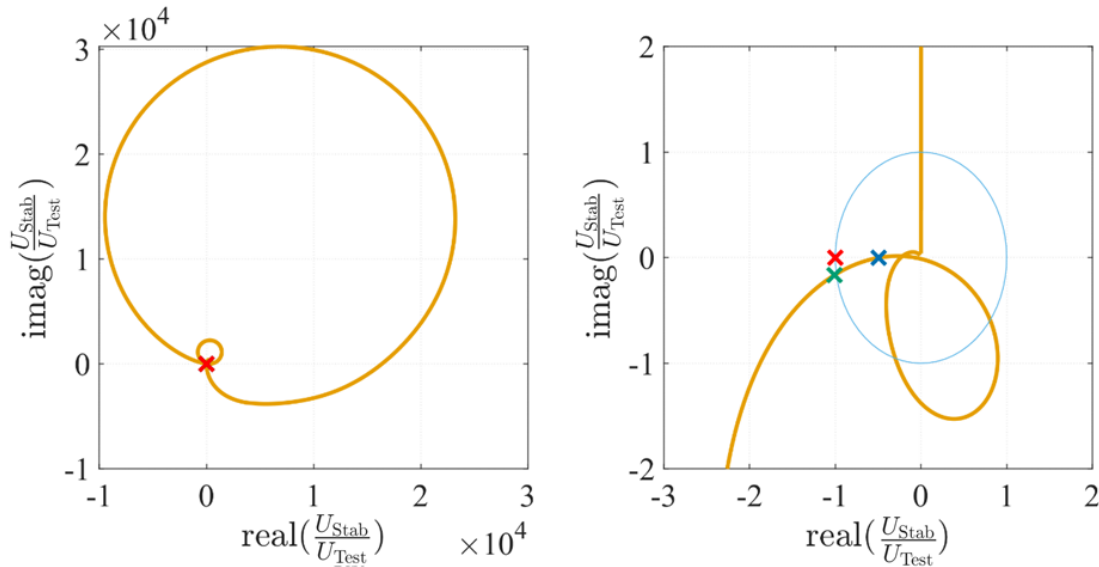


Abbildung 4.21: Nyquist-Diagramm zur Stabilitätsanalyse des FB VSVI AEF

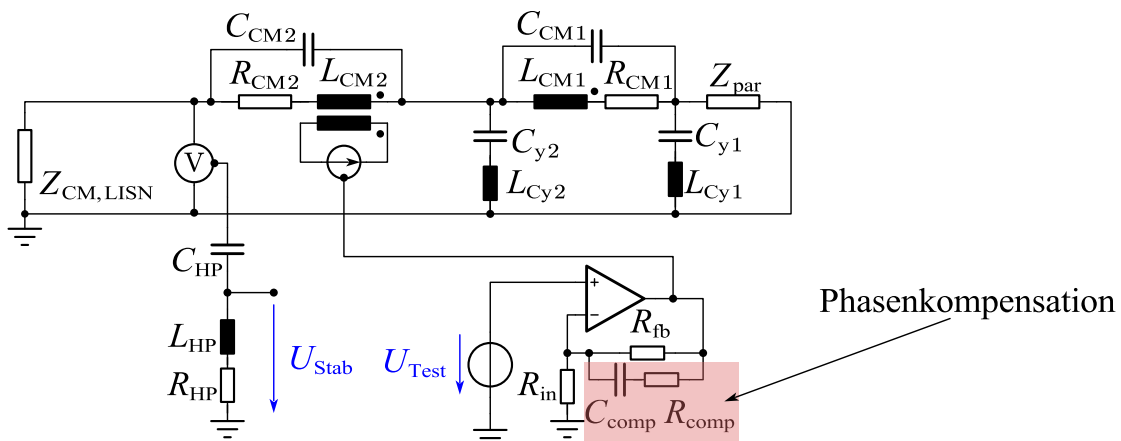


Abbildung 4.22: Schaltbild des FB-VSVI-AEF-Reglers mit Phasenkompensation

Abbildung 4.24 zeigt die Einfügedämpfung des stabilisierten Systems. Es ist zu erkennen, dass die Einfügedämpfung des Filters im Frequenzbereich von 1 Hz bis 30 MHz um bis zu 60 dB gesteigert werden kann. Zur Beurteilung des Potentials der Filteroptimierung durch das AEF wird in einem iterativen Prozess gemäß Abbildung 4.12 zunächst die CM-Drossel  $L_{CM2}$  und anschließend  $L_{CM1}$  verkleinert. Es zeigt sich, dass theoretisch eine Reduktion der beiden CM-Drosseln bis auf einen Wert von 1  $\mu\text{H}$  möglich ist, während die Stabilitätskriterien erfüllt bleiben. Da weiterhin im niedrigen Frequenzbereich eine deutlich größere Dämpfung erreicht wird als notwendig, wird in einem nächsten Schritt die Verstärkung des Reglers durch eine Vergrößerung des Eingangswiderstands  $R_{in}$  iterativ um den Faktor zwei reduziert, bis die aufgestellten Kriterien nicht mehr erfüllt sind. Ein Vergleich der resultierenden Einfügedämpfung des FB VSVI AEF mit dem passiven Filter nach Auslegerichtlinie 2 ist in Abbildung 4.25 aufgezeigt. Die Werte der CM-Drosseln und des Eingangswiderstands sind in Tabelle 4.3 zusammengefasst. Mit dieser

Kompensation ergeben sich die Amplituden- und Phasenreserven von 11,2 dB und 18,3°. Die erreichte Einfügedämpfung ist in Abbildung 4.24 dargestellt.

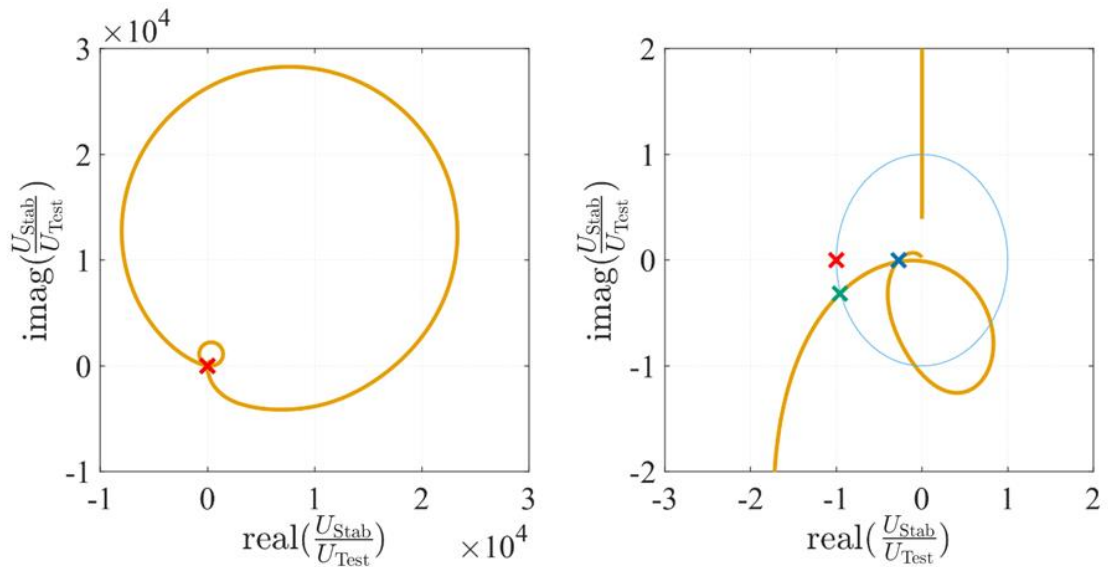


Abbildung 4.23: Nyquist-Diagramm mit Phasenkompensation des Reglers des FB VSVI AEF

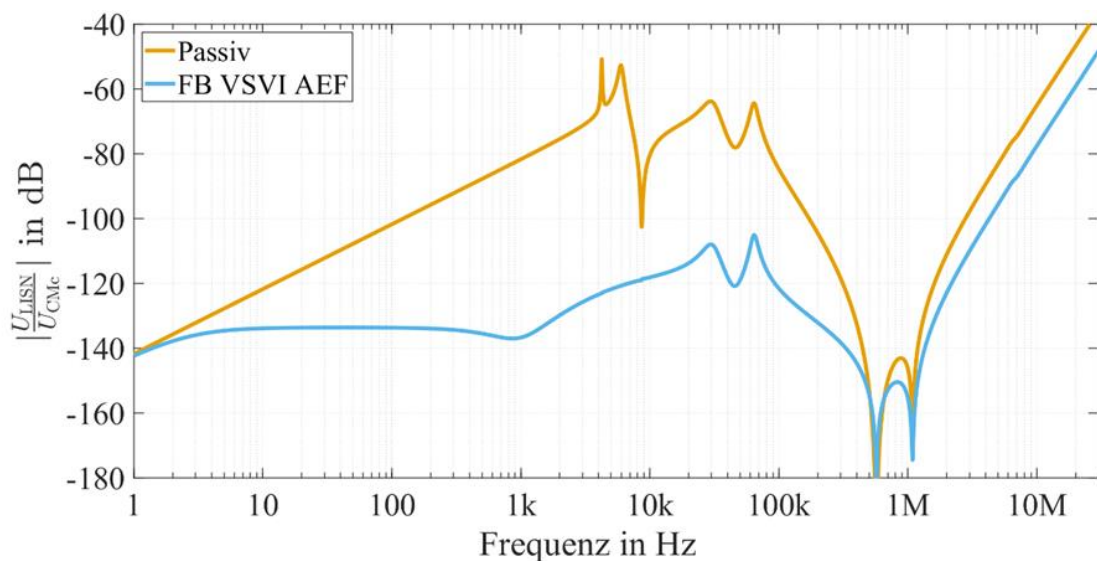


Abbildung 4.24: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegungslinie 2 (*passiv*) verglichen mit dem FB VSVI AEF mit Phasenkompensation

Es ist zu erkennen, dass über den gesamten zu betrachtenden Frequenzbereich weiterhin die geforderte Einfügedämpfung erreicht wird. Im Bereich von 100 kHz bis 10 MHz fällt die Einfügedämpfung zwar deutlich geringer aus als beim passiven Filter, dennoch wird die geforderte Einfügedämpfung erreicht. Die CM-Drosseln  $L_{CM1}$  und  $L_{CM2}$  können mit dieser Topologie jeweils von 652  $\mu\text{H}$  auf 1  $\mu\text{H}$  reduziert werden. Dies entspricht einer Reduktion von 99,9 %.

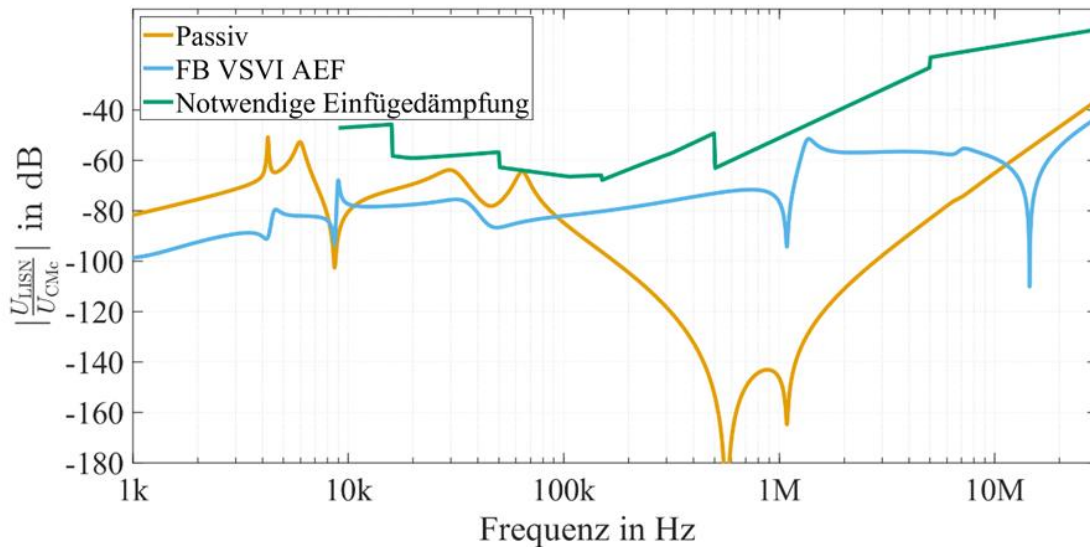


Abbildung 4.25: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegungrichtlinie 2 (*passiv*) verglichen mit dem FB VSVI AEF mit Phasenkompensation mit reduzierten Induktivitäten  $L_{CM1}$  und  $L_{CM2}$

Tabelle 4.3: Parameter des Filters nach Optimierung durch das FB VSVI AEF

Parameter	ausschließlich passives Filter	mit AEF	Reduktion
$L_{CM1}$	652 $\mu$ H	1 $\mu$ H	99,9 %
$L_{CM2}$	652 $\mu$ H	1 $\mu$ H	99,9 %
$R_{in}$	-	12,8 k $\Omega$	-

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass das FB VSVI AEF das Potential besitzt, das passive Filter deutlich zu optimieren. Stabilität kann durch eine Phasenkompensation des Reglers und durch die Wahl einer ausreichend niedrigen Startfrequenz des AEF gewährleistet werden.

### 4.1.3 Geregeltes, strommessendes, spannungskompensierendes AEF (FF CSVI AEF)

Ein geregeltes, strommessendes, spannungskompensierendes AEF misst den Strom nahe der Senke und injiziert eine Spannung nahe der Quelle (siehe Abbildung 4.26).

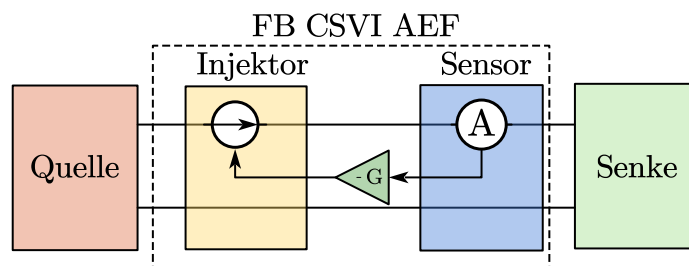


Abbildung 4.26: Geregeltes, strommessendes, spannungskompensierendes AEF (FF CSVI AEF)

Eine Realisierung des geregelten, strommessenden, spannungskompensierenden AEF wurde in der Literatur nicht gefunden. Gleichwohl wird ein entsprechendes AEF nach Abbildung 4.27 simuliert. Das Bode-Diagramm zur Stabilitätsanalyse ist in Abbildung 4.28 dargestellt.

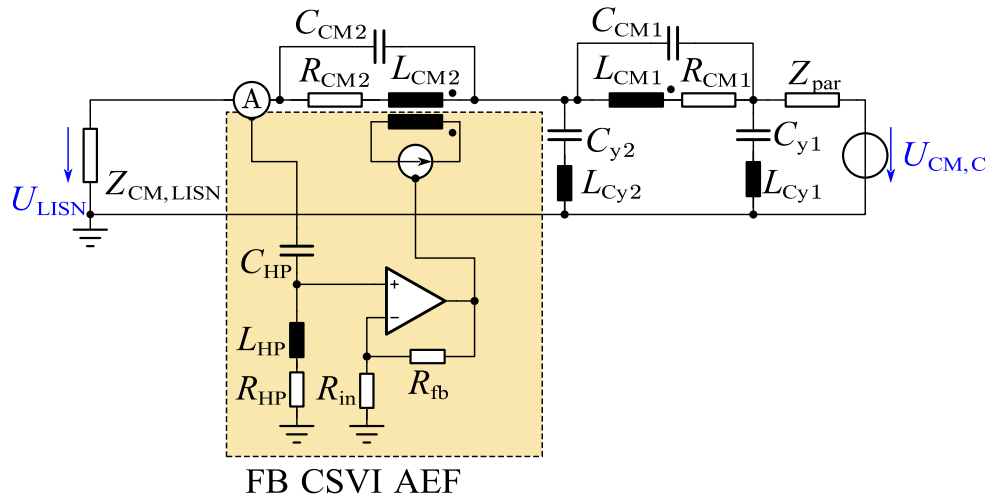


Abbildung 4.27: Schaltbild des FF CSVI AEF

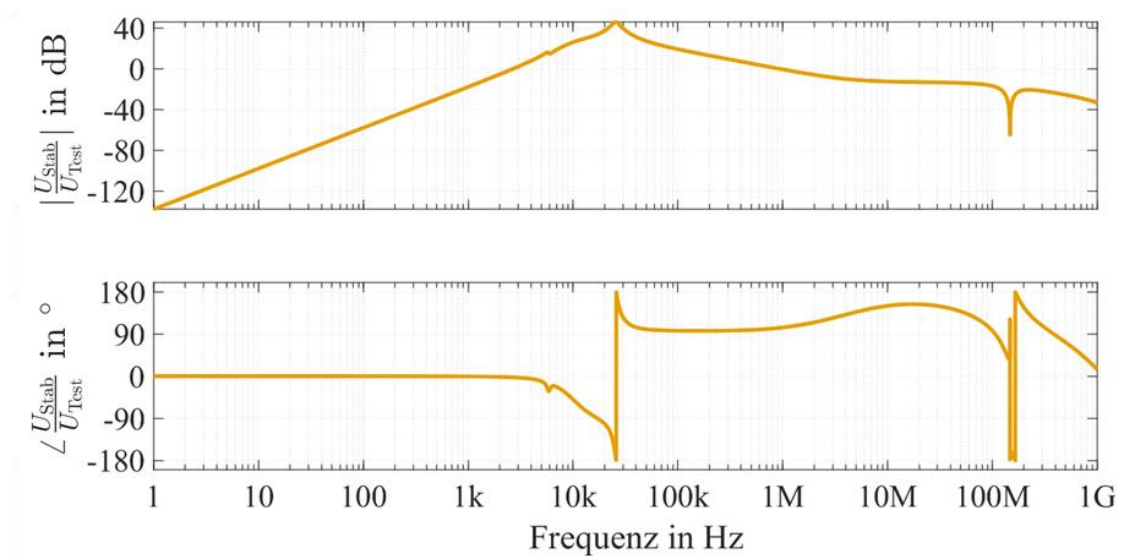


Abbildung 4.28: Bode-Diagramm des FB CSVI AEF zur Stabilitätsanalyse

In dieser Topologie bildet der y-Kondensator mit der CM-Drossel  $L_{CM2}$  eine Resonanzstelle im Bereich von 25 kHz aus, die für eine deutliche Überhöhung im Bode-Diagramm und einem 180°-Durchtritt sorgt. Das System ist somit instabil und lässt sich nur stabilisieren, indem die Eckfrequenz des Hochpassfilters auf 2 MHz verschoben wird. Diese sehr hohe Frequenz bewirkt jedoch, dass keine Verbesserung der Einfügedämpfung des Filters erreicht werden kann. Das System ist somit für den betrachteten Anwendungsfall ungeeignet.

#### 4.1.4 Vorgesteuertes, strommessendes, stromkompensierendes AEF (FF CSCI AEF)

Vorgesteuerte, strommessende, stromkompensierende AEF (FF CSCI AEF) messen den Störstrom der Quelle und injizieren ein inverses Signal ins System, um den Störstrom gegen Erde abzuführen (siehe Abbildung 4.29).

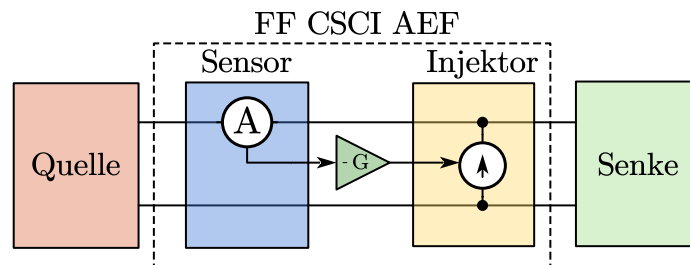


Abbildung 4.29: Vorgesteuertes, strommessendes, stromkompensierendes AEF (FF CSCI AEF)

Eine Zusammenfassung von bisher realisierten FF CSCI AEF ist in Tabelle 4.4 dargestellt.

Tabelle 4.4: Übersicht über FF CSCI AEF

	Anwendung	Einfügedämpfung	Reduktion Induktivität	Anmerkung
[42]	3-ph-Netzanschluss mit 34-kW-Motorumrichter	26 dB	50 %	Verwendung einer <i>Unity-Gain-Current-Source</i> ; Zusätzliche y-Kondensatoren an LISN angeschlossen für Stabilität
[43]	CM-Filter für Zwischenkreis, Anwendung nicht näher spezifiziert	26 dB	14 %	Verwendung einer <i>Unity-Gain-Current-Source</i> ; Zusätzliche y-Kondensatoren an LISN angeschlossen für Stabilität
[44]	CM-Filter für Zwischenkreis von 3-ph-Motorumrichter	> 20 dB	Keine Angabe	Verwendung einer Integratorschaltung zur Vorsteuerung der Strominjektion
[45]	3-ph Netzanschluss mit 16-kW-Motorumrichter	42 dB	21 %	Verwendung einer Integratorschaltung zur Vorsteuerung der Strominjektion
[46]	3-ph-Netzanschluss mit 75-kW-Motorumrichter	20 dB	70 %	Verwendung von Stromquelle; keine ausführliche Stabilitätsanalyse
[47]	CM-Filter für Zwischenkreis von 3-ph-Motorumrichter	50 dB	99,6 %	Verwendung einer Stromquelle; keine Referenzmessung durchgeführt, damit Aussage begrenzt belastbar

Es ist zu erkennen, dass mit allen AEF eine Einfügedämpfung von mindestens 20 dB erreicht wurde, z. T. sogar 50 dB. Die Schaltungen lassen sich auf zwei Grundideen reduzieren: die Verwendung einer geregelten Stromquelle und einer Integratorschaltung in Zusammenhang mit einer Spannungsquelle. Die Stromquelle kann entweder als Howland-Amplifier aufgebaut werden [47], [46] oder als *Unity-Gain*-Stromquelle [42], [43]. Eine Integratorschaltung wurde in [44] vorgestellt und ausführlich diskutiert. In [45] wurde die Optimierung der Integratorschaltung beschrieben, mit der eine höhere Einfügedämpfung erreicht wurde. Beide Konzepte sollen in dieser Arbeit aufgebaut und erörtert werden.

Zunächst wird das Konzept der Stromquelle betrachtet. Dazu wird ein Schaltbild gemäß Abbildung 4.30 aufgebaut. Es beinhaltet eine Strommessung zwischen Umrichter und CM-Drossel  $L_{CM1}$ . Das Signal der Strommessung wird über das Hochpassfilter in der Bandbreite begrenzt und über einen invertierenden Regler der Stromquelle übergeben. Das Hochpassfilter hat zunächst eine Eckfrequenz von 1 kHz. Die Stromquelle speist den Strom über den y-Kondensator ins Netz ein. Zur Stabilitätsanalyse wird die Regelschleife am Sensor aufgetrennt und ein Testsignal eingeführt. Das Nyquist-Diagramm des FF CSCI AEF mit Stromquelle ist in Abbildung 4.31 dargestellt.

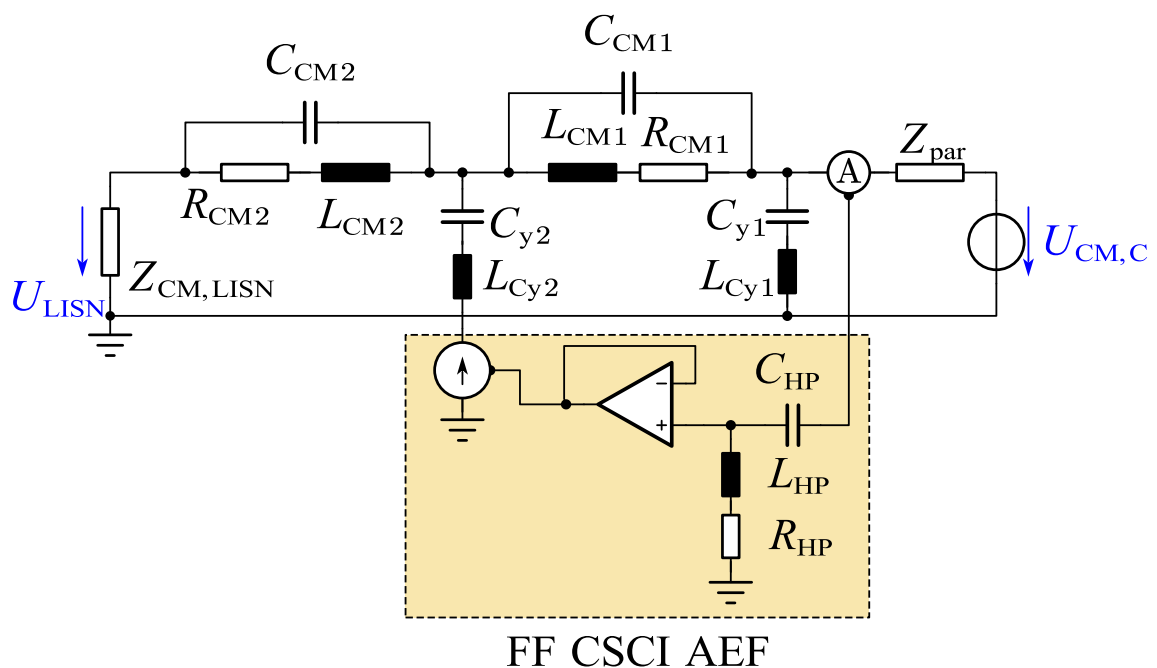


Abbildung 4.30: Schaltbild des FF CSCI AEF

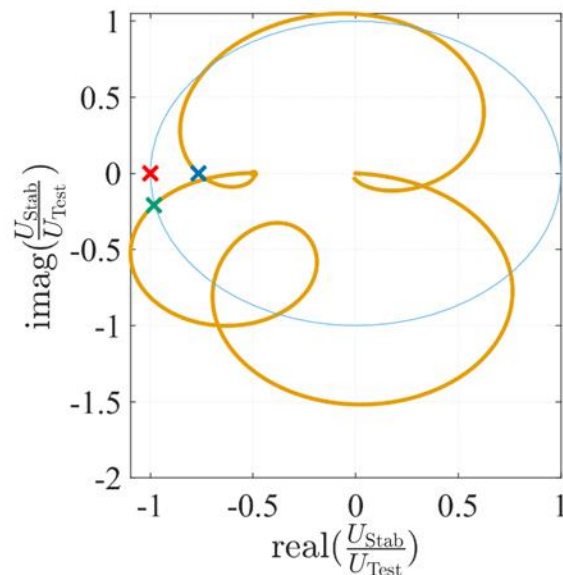
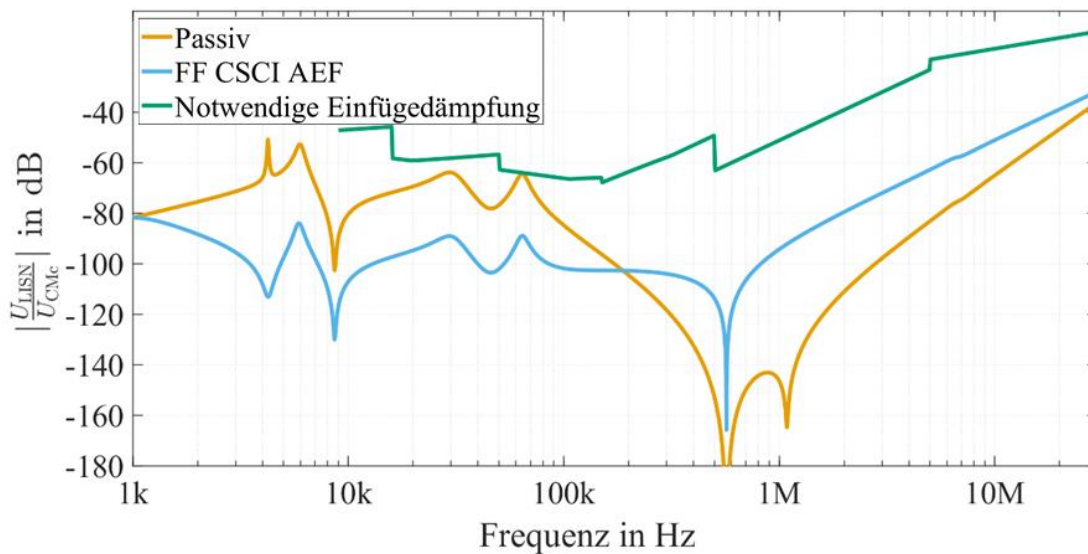


Abbildung 4.31: Nyquist-Diagramm des FF CSCI AEF

Es ergeben sich eine Amplituden- und eine Phasenreserve von 2,3 dB und  $12,0^\circ$ . Die resultierende Einfügedämpfung des FF CSCI AEF und des rein passiven Filters ist in Abbildung 4.32 aufgezeigt. Es ist eine deutliche Reduktion der Störung im Bereich von 1 kHz bis 200 kHz zu erkennen. Ab 200 kHz wird die Dämpfung jedoch geringer.

Abbildung 4.32: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegungslinie 2 (*passiv*) verglichen mit dem FF CSCI AEF mit Stromquelle

Zur Bewertung der erreichbaren Filterreduktion wird zunächst die CM-Drossel  $L_{\text{CM}2}$  iterativ verkleinert, die Stabilitätsreserve überprüft und die erreichte Einfügedämpfung mit der notwendigen Einfügedämpfung verglichen. Es zeigt sich, dass bereits bei einer Reduktion um Faktor zwei Stabilitätsprobleme auftreten, da sich bei 697 kHz eine Resonanzstelle ausbildet, die im Nyquist-Diagramm den Punkt  $-1$  umkreist (siehe Abbildung 4.33).

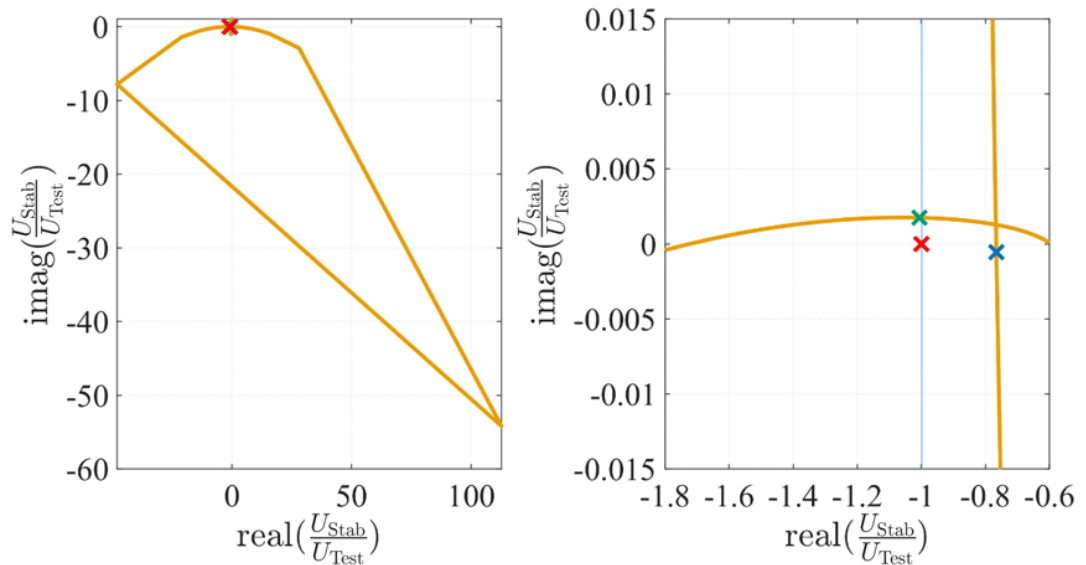


Abbildung 4.33: Nyquist-Diagramm des FF CSCI AEF mit Stromquelle und verkleinerter CM-Drossel  $L_{CM2}$

Ähnlich verhält sich das System bei einer Reduktion der CM-Drossel  $L_{CM1}$  um den Faktor zwei. Auch hier wird eine Resonanzstelle bei 697 kHz sichtbar. Diese erzeugt zwar nicht direkt eine Instabilität, die Phasenreserve liegt jedoch bei  $0,1^\circ$  und ist somit deutlich zu niedrig (siehe Abbildung 4.34).

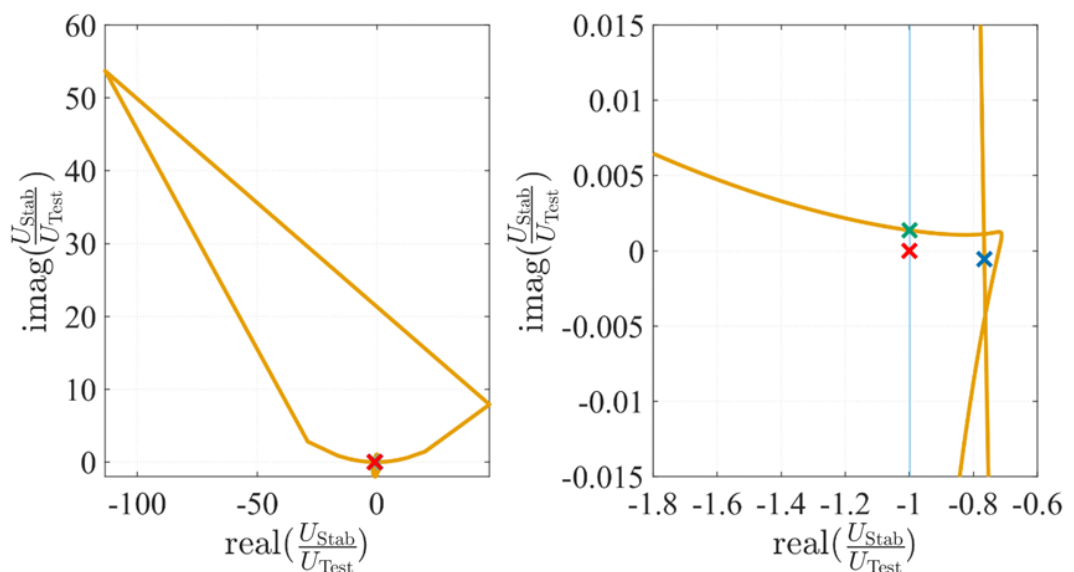


Abbildung 4.34: Nyquist-Diagramm des FF CSCI AEF mit Stromquelle und verkleinerter CM-Drossel  $L_{CM1}$

Bei 697 kHz können die Impedanz der Last und der LISN vernachlässigt werden, da die Impedanz der CM-Drosseln dominiert. Als Lastimpedanz der Stromquelle wirken die beiden CM-Drosseln parallel geschaltet. Sie weisen parasitäre Kapazitäten auf, die zusammen mit der Induktivität eine Resonanzstelle bilden. Liegen die Resonanzstellen der beiden CM-Drosseln bei unterschiedlichen Frequenzen, ergibt sich zusätzlich eine Resonanz zwischen den beiden parallelen CM-Drosseln, die zu einer Überhöhung des Stroms

am Sensor verglichen mit dem eingespeisten Strom führt. Diese Resonanzstelle sorgt dementsprechend für die Instabilität. Zur Stabilisierung dieses Systems wird bspw. in [42] das Anbringen zusätzlicher y-Kondensatoren nahe der LISN vorgeschlagen. Deshalb wird zum Test dieser Stabilisierungsmethode ein Schaltbild gemäß Abbildung 4.35 aufgebaut. Dieses beinhaltet einen zusätzlichen y-Kondensator  $C_{y3}$  zwischen CM-Drossel  $L_{CM2}$  und LISN. Die parasitäre Induktivität des y-Kondensators wird pauschal auf 1 nH festgelegt. Es muss jedoch darauf hingewiesen werden, dass die Gesamtkapazität der y-Kondensatoren weiterhin beschränkt ist. Der Wert der Kapazität  $C_{y3}$  muss somit von der Kapazität  $C_{y2}$  abgezogen werden.

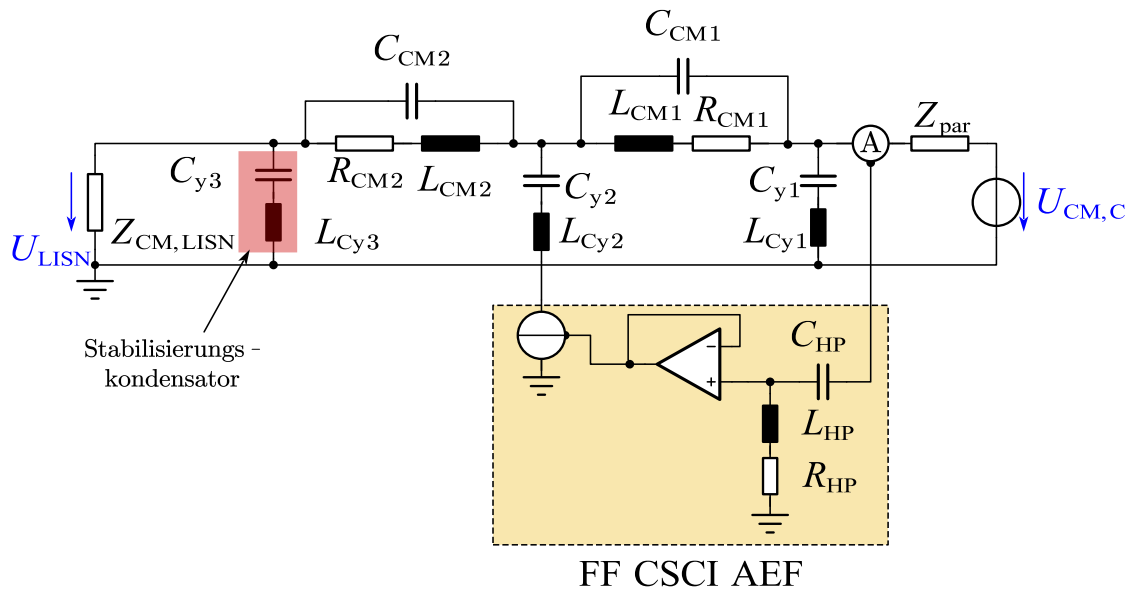


Abbildung 4.35: Schaltbild des FF CSCI AEF mit Stromquelle und zusätzlichen y-Kondensatoren zur Stabilisierung

In dem hier betrachteten Fall führt diese Art der Kompensation selbst mit sehr großen Werten für  $C_{y3}$  von 2  $\mu\text{F}$  nicht zur gewünschten Stabilisierung, da die CM-Drosseln bereits im passivem Filterdesign recht klein gewählt wurden. Aus diesem Grund wird der zusätzliche y-Kondensator parallel zu  $C_{y2}$  eingebracht. Dieser erzeugt mit der Stromquelle eine Resonanz im Bereich von mehreren MHz, sodass eine weitere Kompensation durch  $C_{\text{Stab}}$  am Ausgang der Stromquelle gegenüber Erde notwendig ist. Beide Kompensationen sind in Abbildung 4.36 eingezeichnet.

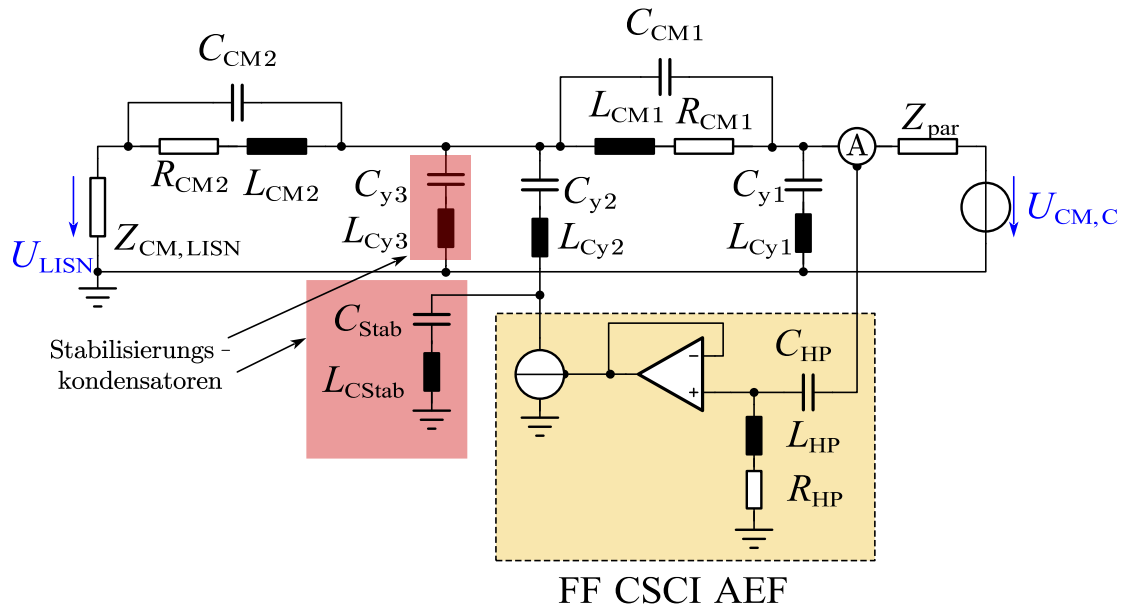


Abbildung 4.36: Schaltbild der FF CSCI AEF mit Stromquelle und zusätzlichen y-Kondensatoren sowie Ausgangskompensation der Stromquelle zur Stabilisierung

Mit einer um Faktor zwei reduzierten CM-Drossel  $L_{CM2}$  und einer Kompensationskapazität  $C_{y3}$  von 500 nF ist es möglich, die Phasenreserve auf die gewünschten  $10^\circ$  zu heben. Jedoch bildet sich dadurch eine Resonanzstelle bei 11 kHz, sodass die gewünschte Einfügedämpfung nicht mehr erreicht wird (siehe Abbildung 4.37).

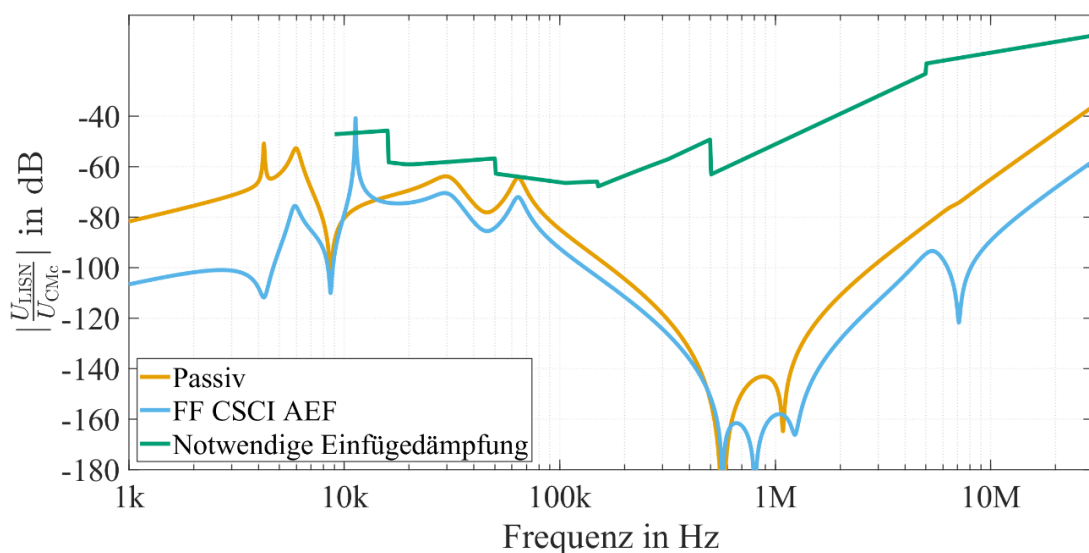


Abbildung 4.37: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegungslinie 2 (*passiv*) verglichen mit dem FF CSCI AEF mit Stabilisierungskondensatoren und um Faktor 2 reduzierter Induktivität  $L_{CM2}$

Diese Betrachtung zeigt, dass trotz der vorgesteuerten Topologie eine spezielle Auslegung und Anpassung notwendig sind, um Stabilität und eine ausreichende Einfügedämpfung sicherzustellen. Des Weiteren sorgt der zusätzliche y-Kondensator parallel zum AEF für einen zusätzlichen Stromfluss aus dem AEF in diesen Kondensator, was sich negativ

auf die notwendige Stromtragfähigkeit des AEF und dessen Verluste auswirkt. Somit wird die Topologie nicht weiter betrachtet.

Die zweite Möglichkeit zur Realisierung einer Strominjektion stellt die Integratorschaltung mit nachgeschalteter Spannungsquelle dar. Eine mögliche Implementierung ist in Abbildung 4.38 aufgezeigt. Bei dieser Implementierung wird die Impedanz des y-Kondensators durch einen Operationsverstärker nachgebildet. In dem Beispiel wird ein Integrator verwendet, der einen Eingangswiderstand  $R_{in}$  von  $10 \Omega$  besitzt. Die Kapazität des Integrators beträgt somit  $C_{int} = \frac{C_{y2}}{10}$  und die Kompensation der parasitären Induktivität des y-Kondensators  $L_{int} = 10 \cdot L_{Cy}$  [45]. Das Nyquist-Diagramm zur Stabilitätsanalyse ist in Abbildung 4.39 dargestellt.

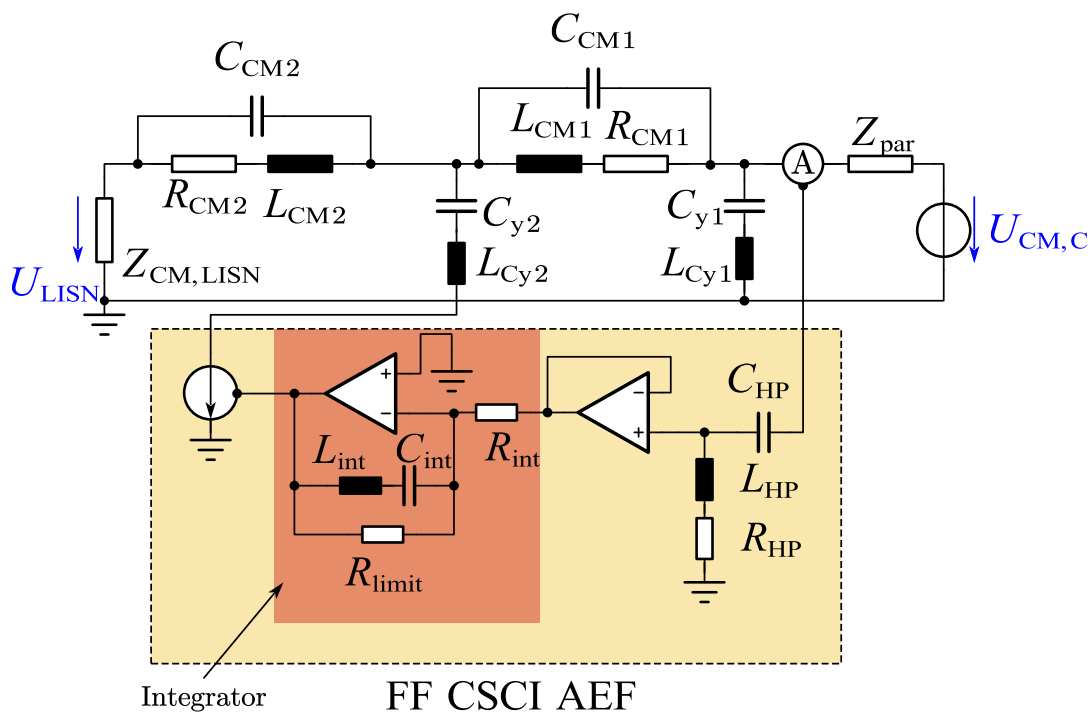


Abbildung 4.38: Schaltbild des FF CSCI AEF mit Integratorschaltung

Es ist zu erkennen, dass die offene Schleifenverstärkung im gesamten Frequenzbereich unter eins liegt und das System somit stabil ist. Der Vergleich der Einfügedämpfungen des passiven Filters und des FF CSCI AEF mit Integratorschaltung ist in Abbildung 4.40 veranschaulicht. Im gesamten Frequenzbereich von 1 kHz bis 30 MHz – abgesehen von der Resonanzstelle bei 1,1 MHz – verbessert das AEF die Einfügedämpfung um bis zu 70 dB.

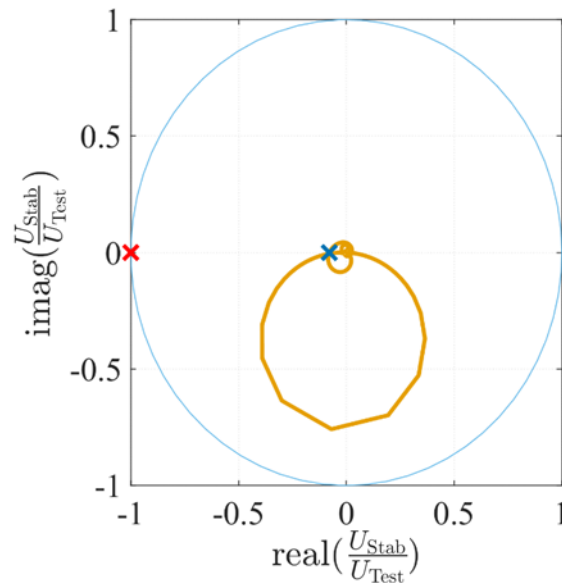


Abbildung 4.39: Nyquist-Diagramm des FF CSCI AEF mit Integratorschaltung zur Stabilitätsanalyse

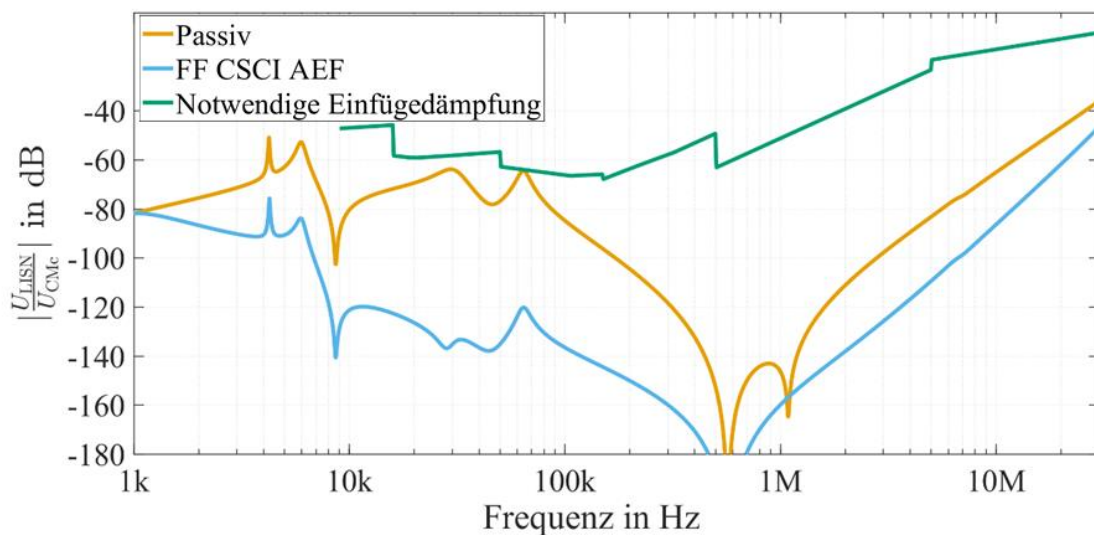


Abbildung 4.40: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegungrichtlinie 2 (*passiv*) verglichen mit dem FF CSCI AEF mit Integratorschaltung

Zur Bewertung einer möglichen Optimierung des Filters wird zunächst die CM-Drossel  $L_{CM2}$  erneut bis zu einem Minimum von  $1 \mu\text{H}$  reduziert, gefolgt von einer Verringerung von  $L_{CM1}$ . Nachdem ein Wert von  $10 \mu\text{H}$  erreicht wurde, wird die Eckfrequenz des Hochpassfilters erhöht, bis die notwendige Einfügedämpfung nicht mehr erzielt wird. Die resultierende Einfügedämpfung des optimierten Filters mit AEF ist in Abbildung 4.41 im Vergleich zur originalen Filterkennlinie dargestellt. Es ist zu erkennen, dass zwischen  $2 \text{ kHz}$  und  $120 \text{ kHz}$  eine besser Einfügedämpfung generiert wird. Zwischen  $120 \text{ kHz}$  und  $3 \text{ MHz}$  fällt die Einfügedämpfung geringer aus, bleibt aber unterhalb der geforderten Werte. Ab  $3 \text{ MHz}$  ist die Einfügedämpfung knapp unterhalb der des passiven Filters.

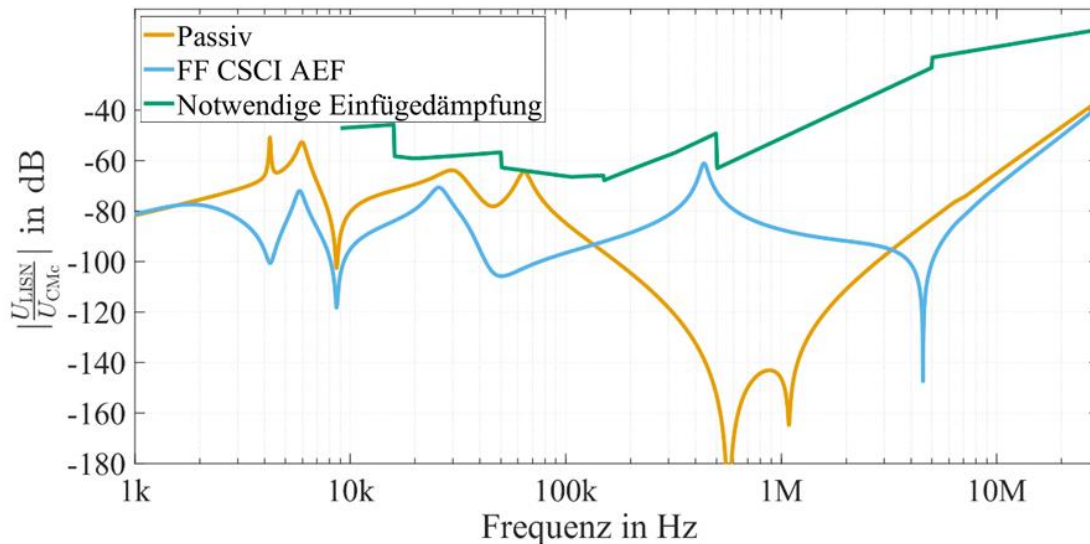


Abbildung 4.41: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegungslinie 2 (*passiv*) verglichen mit dem FF CSCI AEF mit Integratorschaltung und reduzierten Induktivitäten  $L_{CM1}$  und  $L_{CM2}$

Eine Zusammenfassung der Filterparameter und der erreichten Reduktion ist Tabelle 4.5 zu entnehmen.

Tabelle 4.5: Parameter des Filters nach Optimierung durch das FF CSCI AEF

Parameter	ausschließlich passives Filter	mit AEF	Reduktion
$L_{CM1}$	652 $\mu\text{H}$	1 $\mu\text{H}$	99,9 %
$L_{CM2}$	652 $\mu\text{H}$	10 $\mu\text{H}$	98,4 %
$f_{HP}$	-	2 kHz	-

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass es zwei taugliche Ansätze zur Implementierung eines FF CSCI AEF gibt. Die Variante mit Stromquelle ist weniger geeignet, da nur eine geringe Reduktion der Filterparameter erreicht werden kann. Im Gegensatz dazu zeigt die Implementierung mit einer Integratorschaltung und einer Spannungsquelle vielversprechende Ergebnisse, da die Topologie auch bei veränderten Filterparametern stabil bleibt und eine gute Einfügedämpfung gewährleistet.

#### 4.1.5 Geregelt, strommessendes, stromkompensierendes AEF (FB CSCI AEF)

Das geregelte, strommessende, stromkompensierende AEF misst den Störstrom in der Nähe der Störquelle und nutzt dieses Signal, um ein Gegenstörsignal zu erzeugen, das den Störstrom nahe der Störquelle kompensiert (siehe Abbildung 4.42).

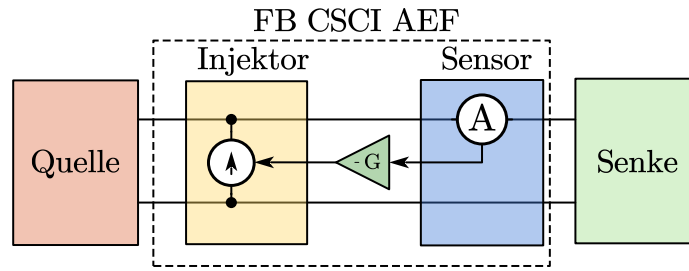


Abbildung 4.42: Geregeltes, strommessendes, stromkompensierendes AEF (FB CSCI AEF)

In Tabelle 4.6 sind drei bereits realisierte FB CSCI AEF aufgelistet. Die Strominjektion kann bei dieser Topologie über eine Stromquelle [48], [49] oder über eine Spannungsquelle erfolgen [50]. In beiden Fällen ist eine große Verstärkung der Regelung notwendig. Die Implementierung mittels Stromquelle ist in Abbildung 4.43 aufgezeigt.

Tabelle 4.6: Übersicht über FB CSCI AEF

Anwendung	Einfügedämpfung	Reduktion Induktivität	Anmerkung
[48] DC-Zwischenkreis in einem Fahrzeugsystem	55 dB	keine Angabe	Implementierung der Stromquelle unbekannt
[49] DC-Zwischenkreis in einem Fahrzeugsystem	30 dB	keine Angabe	Implementierung der Stromquelle unbekannt
[50] DC-Zwischenkreis zwischen DC-LISN und Umrichter	10 dB	keine Angabe	FF und FB CSCI implementiert und verglichen; FB bringt nur geringe zusätzliche Dämpfung

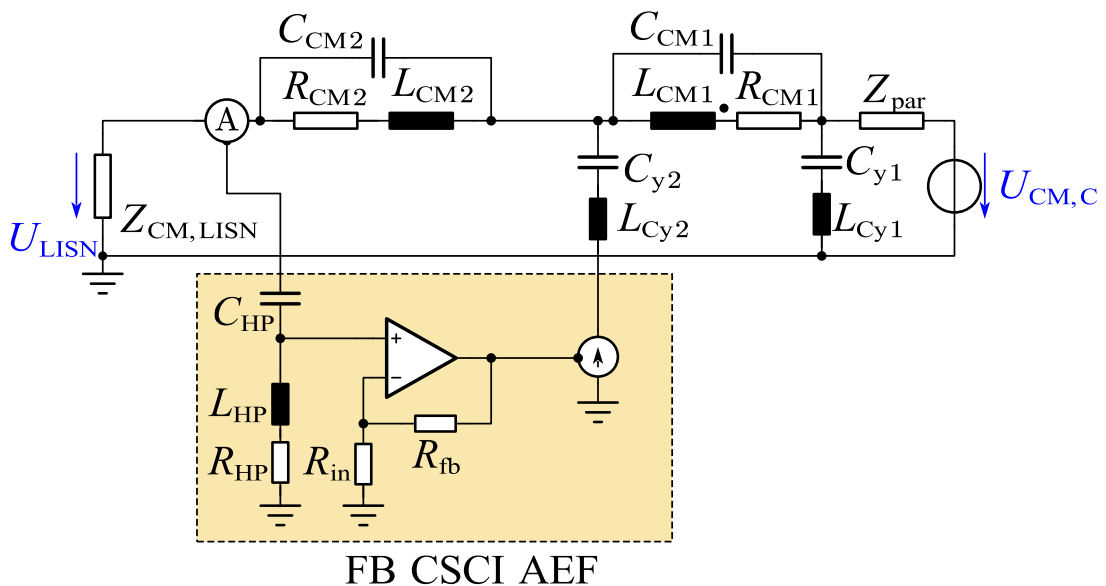


Abbildung 4.43: Schaltbild des FB CSCI AEF

Für den Eingangs- und Feedbackwiderstand werden zunächst  $100\ \Omega$  und  $100\ \text{k}\Omega$  angenommen. Die Eckfrequenz des Hochpassfilters wird auf  $1\ \text{kHz}$  festgelegt. Das Nyquist-Diagramm für die Stabilitätsanalyse ist in Abbildung 4.44 dargestellt und die Einfügedämpfung in Abbildung 4.45.

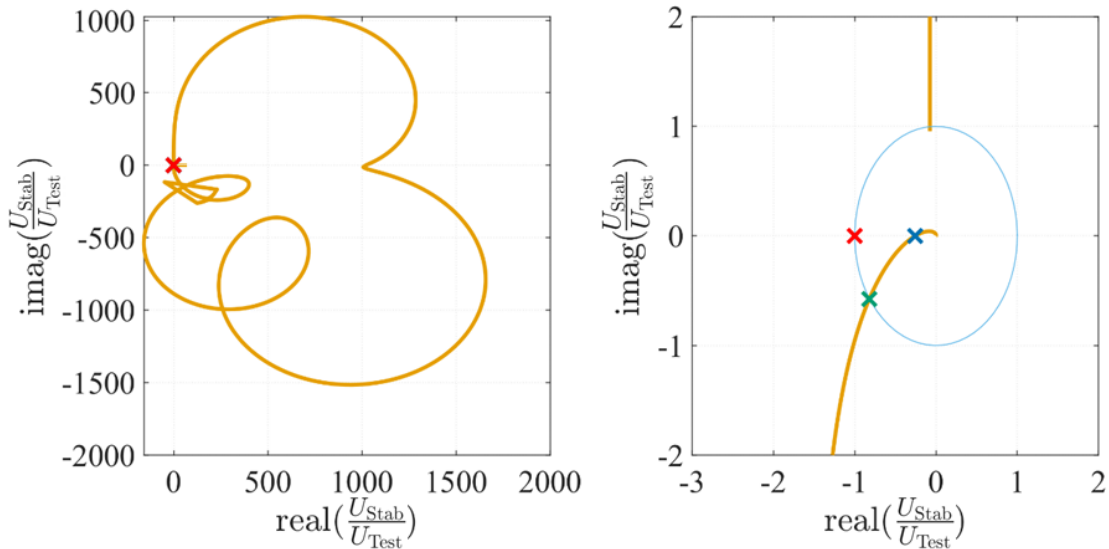


Abbildung 4.44: Nyquist-Diagramm des FB CSCI AEF zur Stabilitätsanalyse

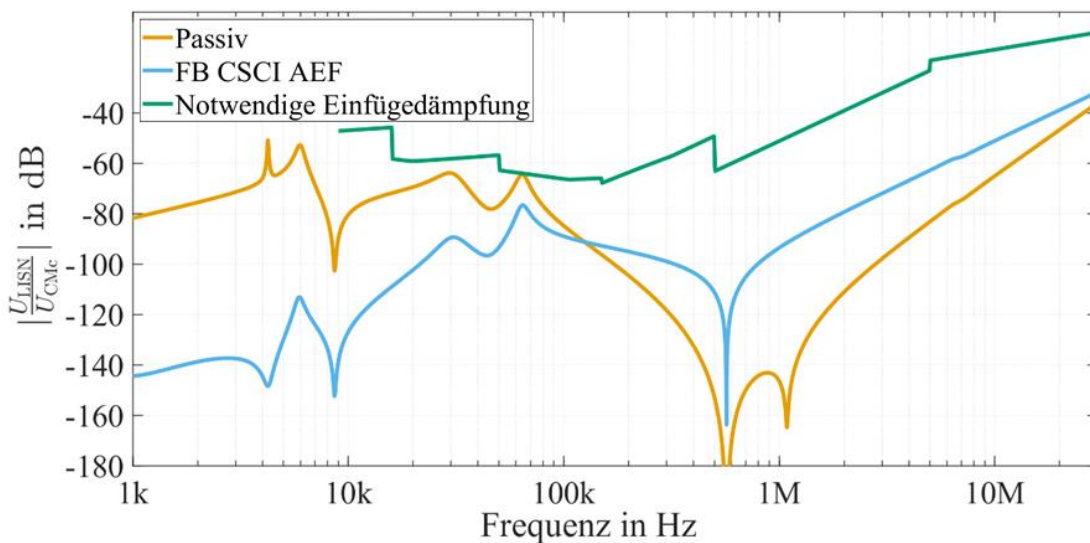


Abbildung 4.45: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegungslinie 2 (*passiv*) verglichen mit dem FB CSCI AEF

Es ist zu erkennen, dass das AEF am betrachteten Betriebspunkt stabil ist und eine Amplituden- sowie eine Phasenreserve von  $11,8\ \text{dB}$  und  $35,0^\circ$  aufweist. Des Weiteren erzeugt das AEF im unteren Frequenzbereich bis  $150\ \text{kHz}$  eine bessere Einfügedämpfung als das passive Filter. Danach ist die Einfügedämpfung teilweise bis zu  $40\ \text{dB}$  schlechter.

Bei der Betrachtung einer möglichen Filterreduktion verhält sich das FB CSCI AEF ähnlich wie das FF CSCI mit Stromquelle. Selbst bei kleiner Reduktion der CM-Drosseln  $L_{\text{CM}1}$  und  $L_{\text{CM}2}$  bildet das System eine Resonanzstelle bei  $697\ \text{kHz}$  aus, die zur Instabilität



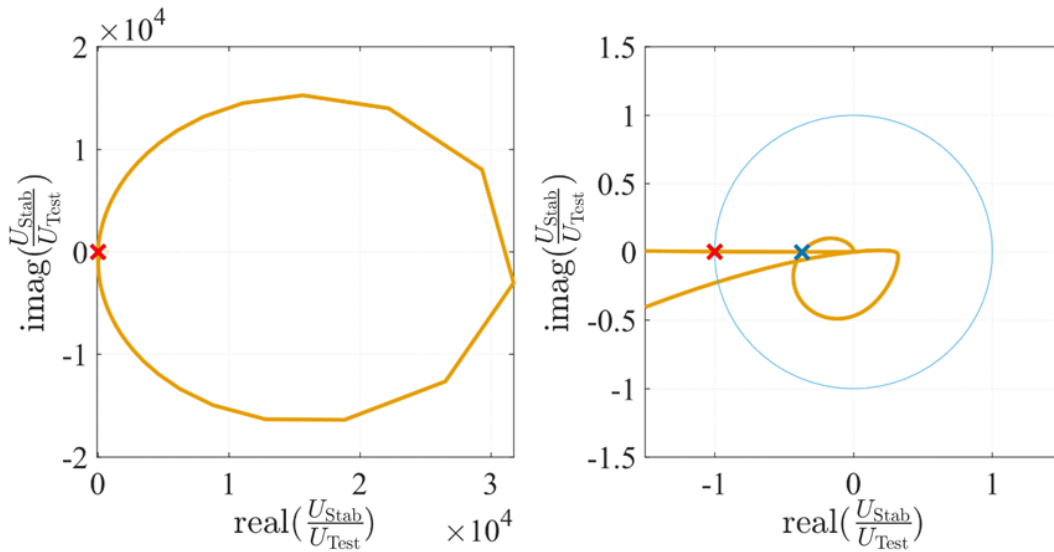


Abbildung 4.48: Nyquist-Diagramm des FB CSCI AEF mit Spannungsquelle

Es ist zu erkennen, dass dieses System mit einer kleinen Phasenreserve von  $0,17^\circ$  nah an der Instabilität ist. Der kritische Punkt liegt im Nyquist-Diagramm bei 103 Hz und wird durch die Verstärkung des Reglers sowie die Eckfrequenz des Hochpassfilters definiert. Der Vergleich der Einfügedämpfung des rein passiven Filters und des AEF ist in Abbildung 4.49 dargestellt.

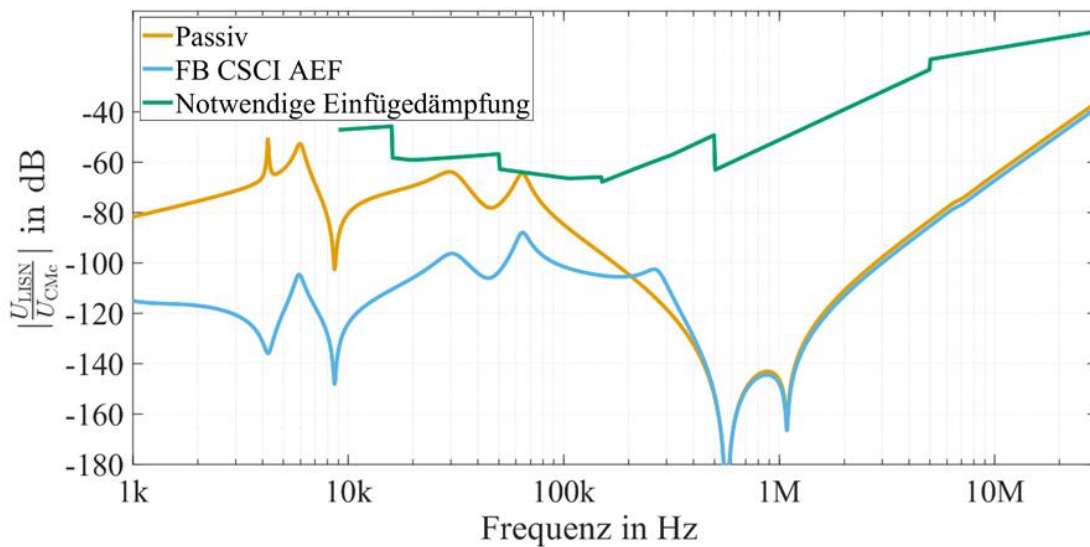


Abbildung 4.49: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegungrichtlinie 2 (*passiv*) verglichen mit dem FB CSCI AEF mit Spannungsquelle

Die Phasenreserve kann an dieser Stelle durch ein Kompensationsnetzwerk nicht erhöht werden, da die Phase von nahe  $180^\circ$  von der LISN vorgegeben wird. Somit kann lediglich die Eckfrequenz des Hochpassfilters erhöht oder die Regelverstärkung reduziert werden. Beides müsste in einem solchen Ausmaß geschehen, dass keine nennenswerte Einfügedämpfung mehr bleibt. Aus diesem Grund scheidet diese Topologie ebenfalls für den betrachteten Anwendungsfall aus.

### 4.1.6 Geregeltes, Spannungsmessendes, Stromkompensierendes AEF (FB VSCI AEF)

Das geregelte, Spannungsmessende, Stromkompensierende AEF ist die wohl bekannteste Topologie unter den AEF. Sie misst die verbleibende Störspannung an der Senke und injiziert eine Spannung (siehe Abbildung 4.50).

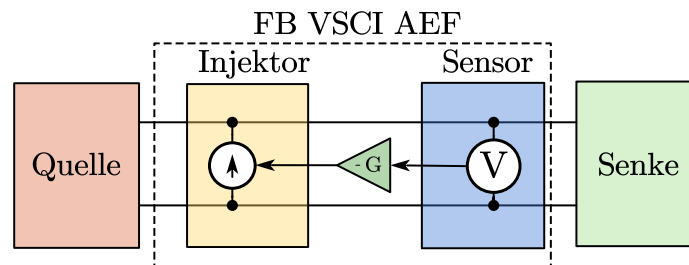


Abbildung 4.50: Geregeltes, Spannungsmessendes, Stromkompensierendes AEF (FB VSCI AEF)

Für den Aufbau der Topologie wird die Spannung entweder direkt am y-Kondensator oder an der Netznachbildung gemessen und ein Strom über den y-Kondensator injiziert. Drei Implementierungsvarianten sind in Tabelle 4.7 dargestellt.

Tabelle 4.7: Übersicht über FB VSCI AEF

	Anwendung	Einfügedämpfung	Reduktion Induktivität	Anmerkung
[34]	3-ph-AC/DC-Umrichter	30 dB	52 %	
[33]	Nicht näher spezifiziert	30 dB	keine Angabe	Verwendung eines <i>Mixed-Feedback-Amplifiers</i>
[35]	Buck-Converter	20 dB	68 %	Verwendung eines <i>Twin-Circuit</i> zur Stabilisierung

Die Grundtopologie des FB VSCI ist in Abbildung 4.51 veranschaulicht. Sie besteht aus einer Spannungsmessung am y-Kondensator, dem Regler mit einer hohen Regelverstärkung und einer Spannungsquelle als Verstärker. Zunächst soll eine Verstärkung von 20 dB angenommen werden und eine Eckfrequenz des Hochpassfilters von 10 kHz. Das resultierende Bode-Diagramm ist in Abbildung 4.52 dargestellt.

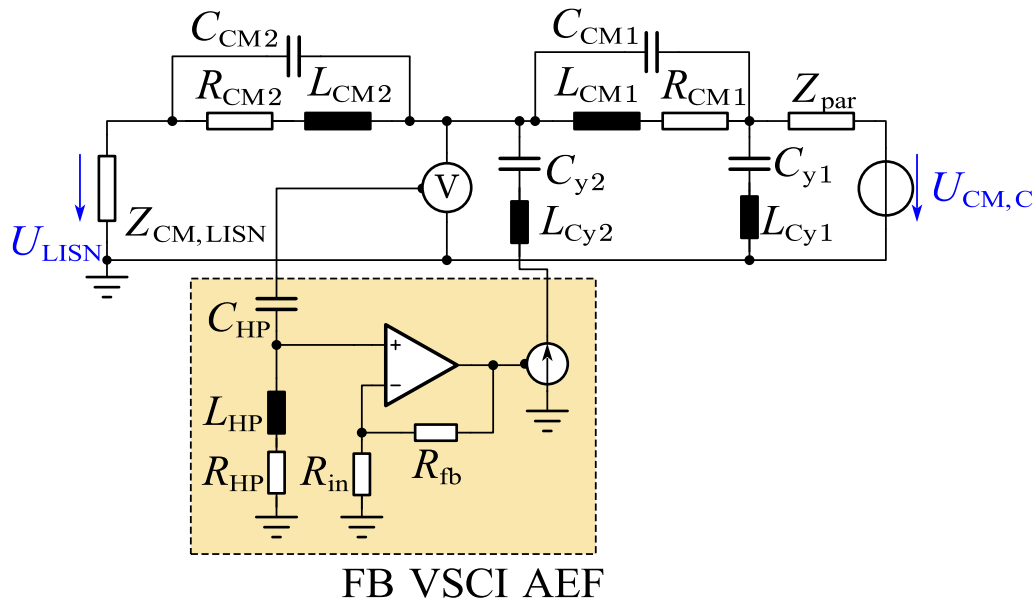


Abbildung 4.51: LTSpice-Simulation des FB VSCI AEF

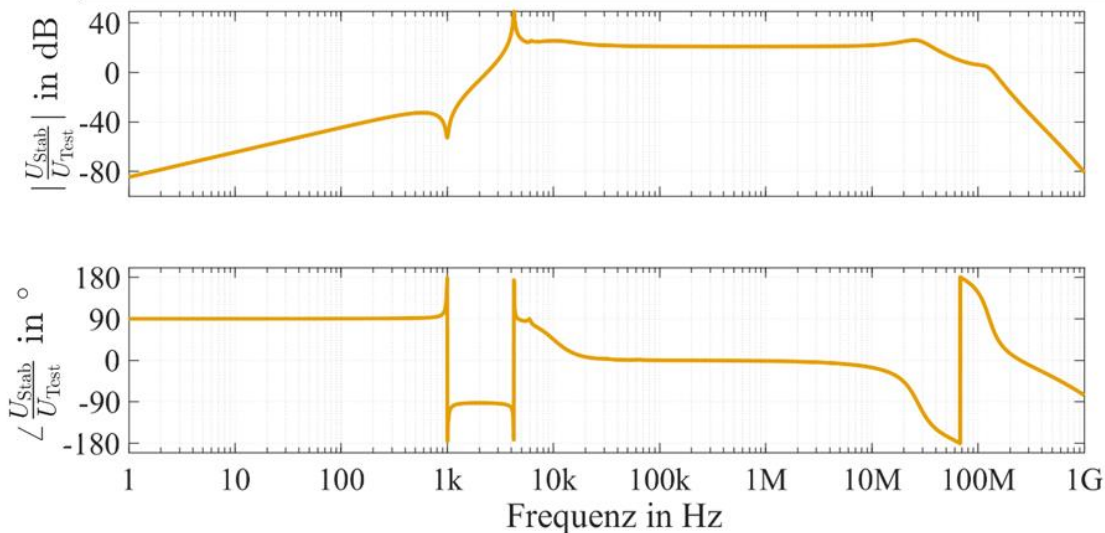


Abbildung 4.52: Bode-Diagramm des FB VSCI AEF zur Stabilitätsanalyse

Es ist zu erkennen, dass der y-Kondensator mit der CM-Drossel  $L_{CM2}$  bei 4,2 kHz eine schwach gedämpfte Resonanzstelle bildet, die einen  $180^\circ$ -Phasendurchtritt mit einer Amplitude  $< 0$  dB verursacht. Des Weiteren tritt bei einer Frequenz von 67,7 MHz ein weiterer  $180^\circ$ -Phasendurchtritt mit einer Amplitude  $< 0$  dB auf. Somit ist das System instabil und es sind mehrere Maßnahmen notwendig. Für die Stabilisierung im niedrigen Frequenzbereich reicht eine Verschiebung der Eckfrequenz des Hochpassfilters nicht aus, da im Resonanzpunkt eine Überhöhung von 49 dB auftritt. Vielmehr muss die Resonanzstelle gedämpft und zusätzlich die Eckfrequenz verschoben werden. Eine Dämpfung kann mittels Dämpfungswiderstand  $R_{damp}$  seriell zum y-Kondensator erfolgen. Um die Dämpfung auf niedrige Frequenzen zu beschränken, kann eine parallele Kapazität  $C_{damp}$  eingebracht werden [34]. Für die Stabilisierung bei hohen Frequenzen können eine RC-Kombination parallel zum Feedback-Widerstand  $R_{fb}$  und ein Tiefpassfilter am Ausgang

des Operationsverstärkers hinzugefügt werden. Die resultierende Schaltung zeigt Abbildung 4.53.

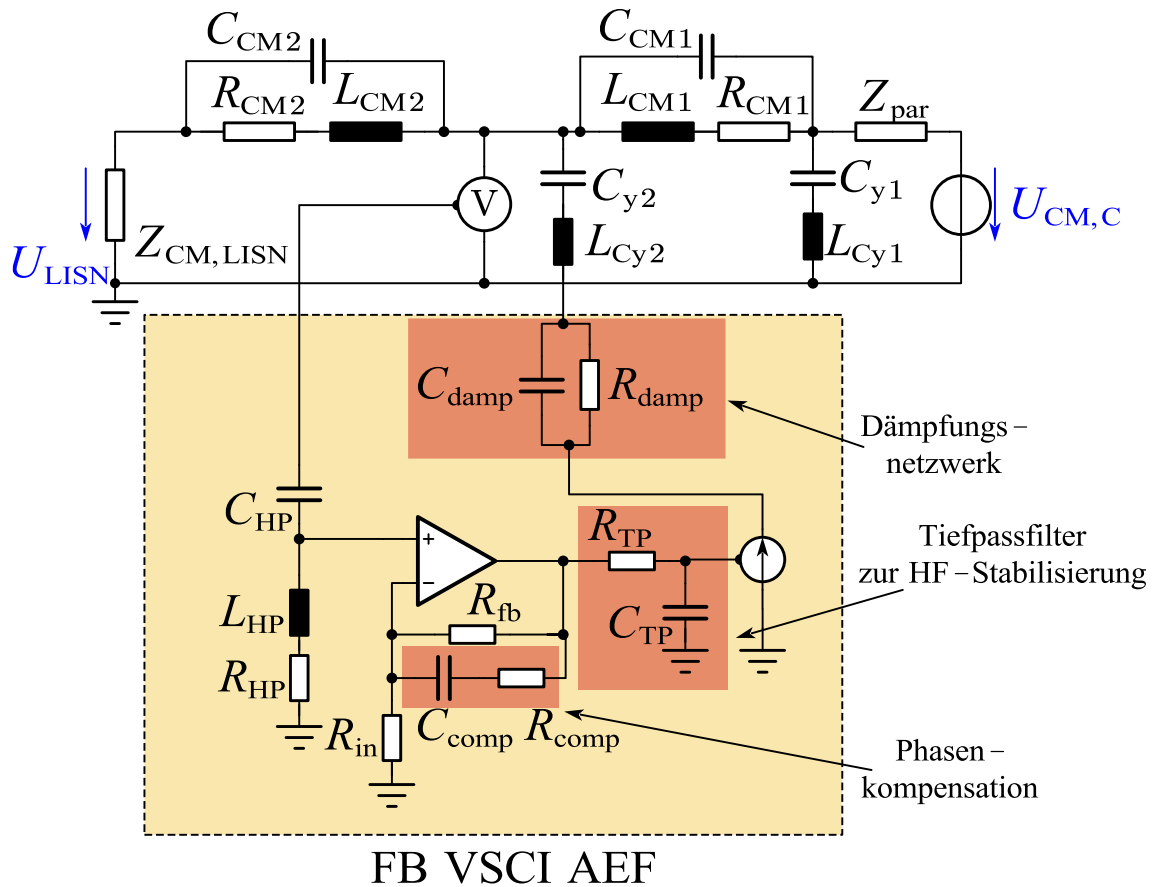


Abbildung 4.53: Schaltbild des FB VSCI AEF mit Dämpfungsnetzwerk und HF-Stabilisierung

Mit einer Eckfrequenz des Hochpassfilters von 500 kHz, einem Dämpfungswiderstand  $R_{\text{damp}}$  von 100  $\Omega$ , einer Eckfrequenz des Dämpfungsglieds von 5 kHz, einem Stabilisierungskondensator  $C_{\text{Stabfb}}$  von 1 pF, einem Stabilisierungswiderstand  $R_{\text{Stabfb}}$  von 0,1  $\Omega$  und einer Eckfrequenz des Tiefpassfilters von 5,3 MHz ergibt sich das in Abbildung 4.54 dargestellte Bode-Diagramm. Es ist zu erkennen, dass die Resonanzfrequenz des y-Kondensators bei 4,2 kHz gut gedämpft ist und die Amplitude durch die Verschiebung der Eckfrequenz des Hochpassfilters unterhalb von 0 dB liegt. Auch der 180°-Phasendurchtritt bei 90 MHz bleibt unter der 0 dB-Linie, sodass das System stabil ist. Wird jedoch die Einfügedämpfung dieser Auslegung betrachtet, ergibt sich lediglich oberhalb von 1 MHz eine nennenswerte Dämpfung (siehe Abbildung 4.55). Bei niedrigen Frequenzen kommt es – wegen des Dämpfungswiderstands  $R_{\text{damp}}$  – zu einer Verringerung der Einfügedämpfung. Es kann somit geschlussfolgert werden, dass das FB VSCI AEF für das betrachtete System nicht geeignet ist

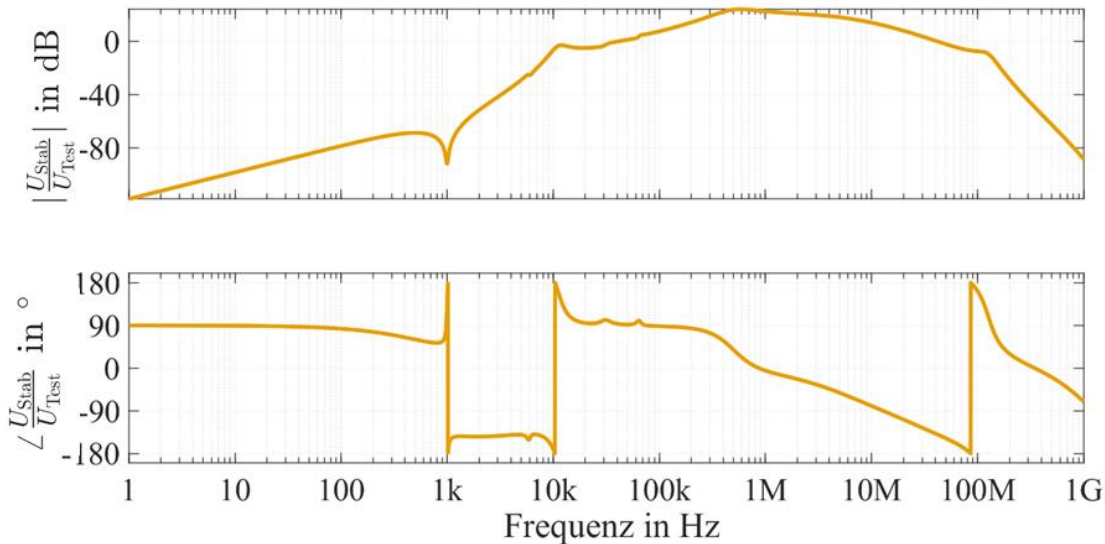


Abbildung 4.54: Bode-Diagramm des FB VSCI AEF mit Dämpfungsnetzwerk und HF-Kompensation

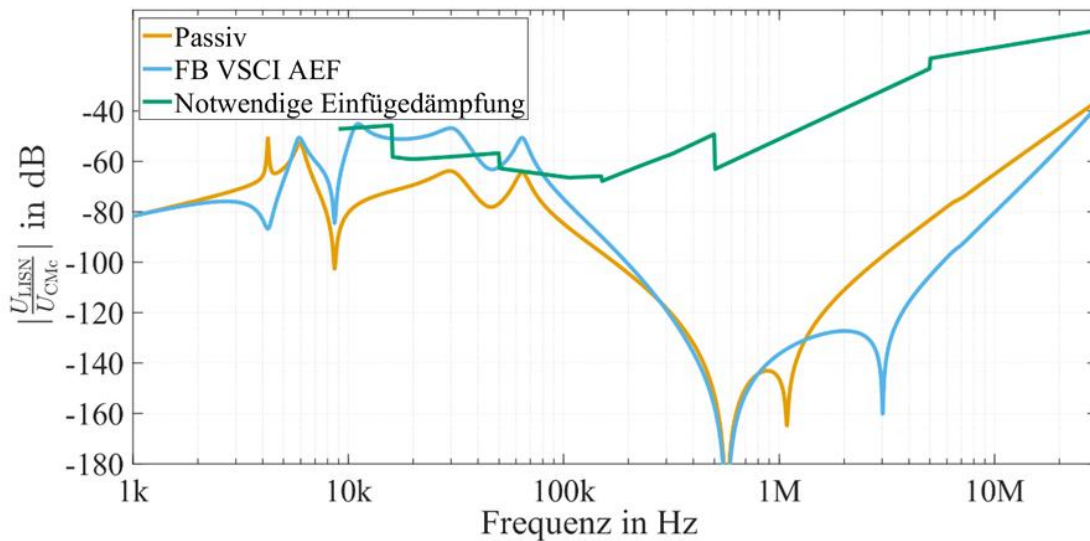


Abbildung 4.55: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegungslinie 2 (*passiv*) verglichen mit dem FB VSCI AEF mit Dämpfungsnetzwerk und HF-Kompensation

Damit das FB VSCI AEF eine Verbesserung der Einfügedämpfung erreichen kann, müsste die CM-Drossel  $L_{CM2}$  deutlich größer gewählt werden, wodurch die Resonanzfrequenz des y-Kondensators niedriger ausfällt. Dies würde jedoch eine Vergrößerung der Filterparameter bedeuten und keinen Vorteil für das Filterdesign bewirken.

Als Alternative kann die Spannung vor der CM-Drossel  $L_{CM2}$  gemessen werden. Das entsprechende Schaltbild ist in Abbildung 4.56 aufgezeigt.

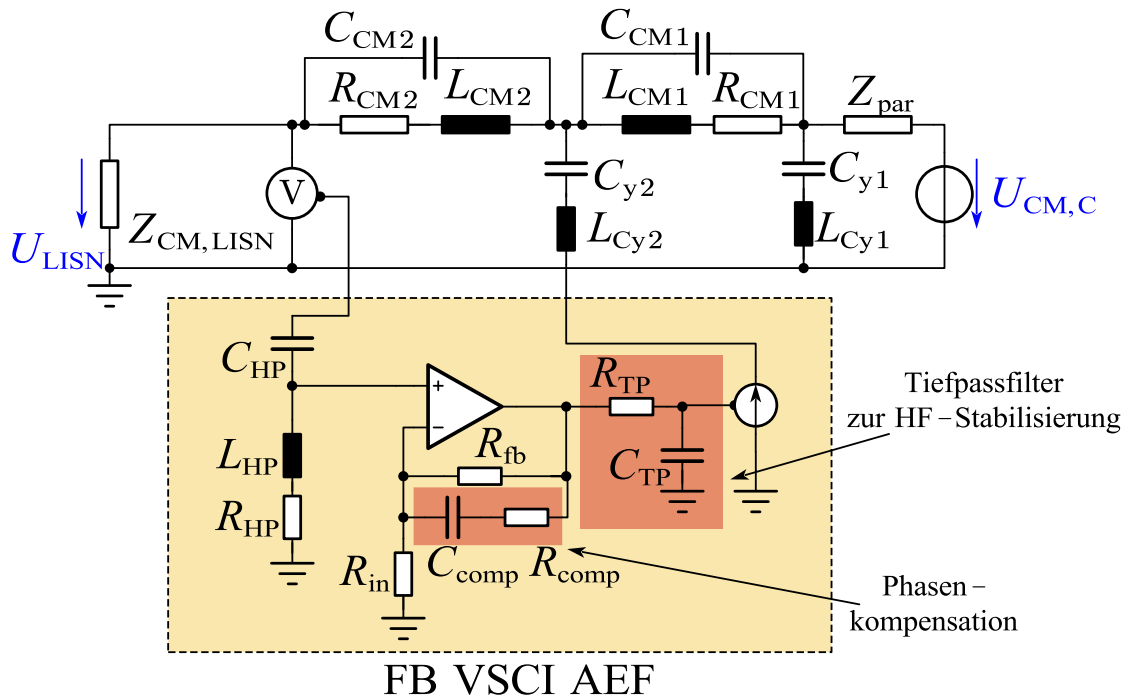


Abbildung 4.56: Schaltbild des FB VSCI AEF mit Spannungsmessung an der LISN

In dieser Topologie ist kein Dämpfungsnetzwerk mehr notwendig, da die Spannung nicht zwischen y-Kondensator und Spule gemessen wird, wo die Überhöhung der Spannung auftritt, sondern an der LISN. Somit kann die Verstärkung des Reglers auf 80 dB erhöht werden. Eine Stabilisierung bei hohen Frequenzen ist weiterhin notwendig, weshalb die RC-Kombination parallel zum Feedback-Widerstand und der Tiefpass am Ausgang des Operationsverstärkers bestehen bleiben. Das Nyquist-Diagramm des stabilisierten Systems ist in Abbildung 4.57 illustriert.

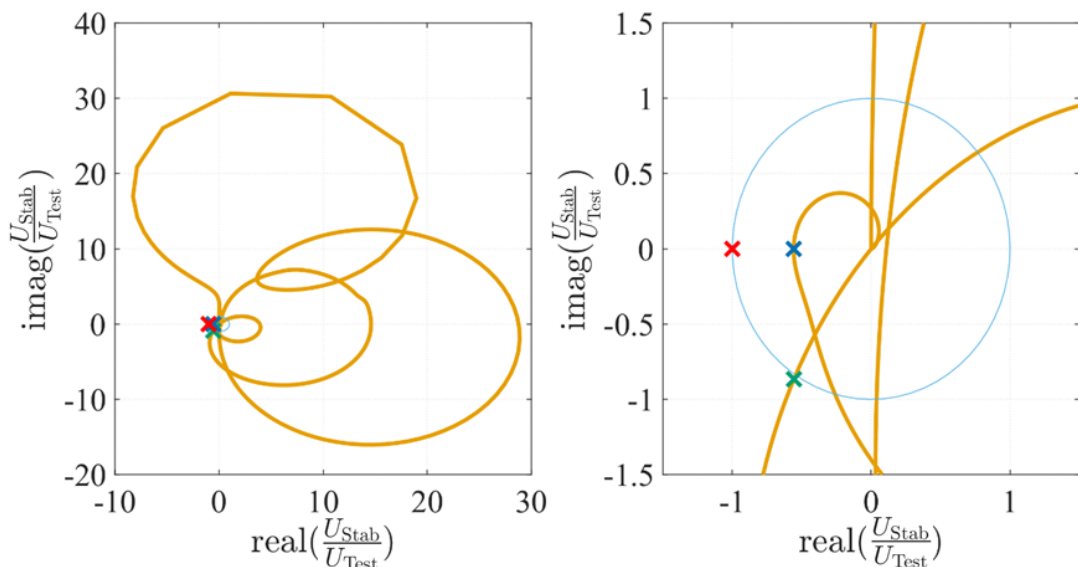


Abbildung 4.57: Nyquist-Diagramm des FB VSCI AEF mit Spannungsmessung an der LISN

Der Vergleich der erreichten Einfügedämpfung des AEF mit der des passiven Filters ist in Abbildung 4.58 dargestellt.

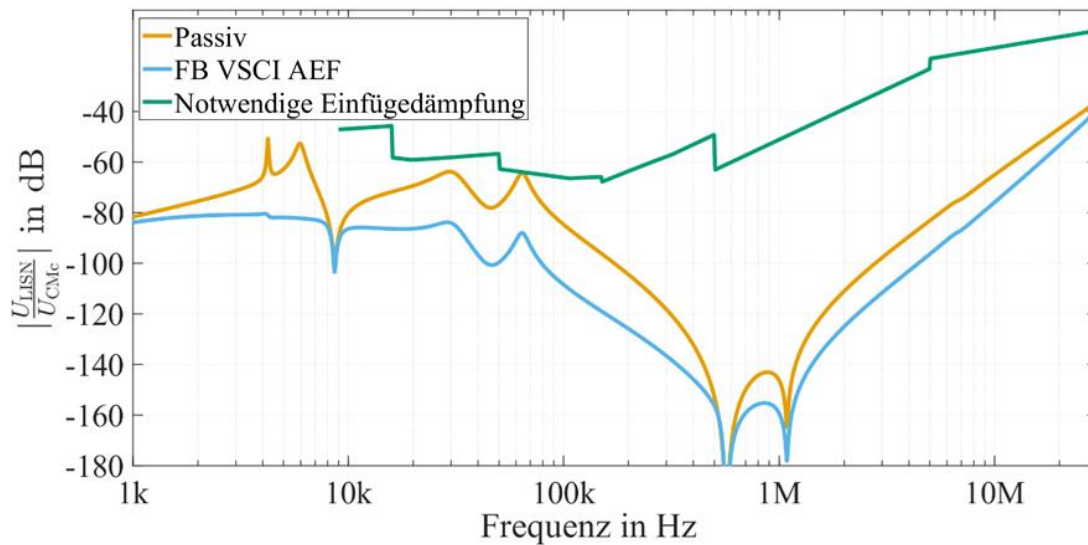


Abbildung 4.58: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegungslinie 2 (*passiv*) verglichen mit dem FB VSCI AEF mit Spannungsmessung an der LISN

Mit dieser Topologie ist im Bereich von 1 kHz bis zu 30 MHz eine Verbesserung der Einfügedämpfung zu sehen. Im nächsten Schritt wird die CM-Drossel  $L_{CM2}$  sukzessive verringert, bis das System weniger als  $10^\circ$  Phasenreserve aufweist. Danach wird die CM-Drossel  $L_{CM1}$  reduziert, bis die gewünschte Einfügedämpfung nicht mehr erreicht wird. Zuletzt wird die Eckfrequenz des Hochpassfilters nach und nach erhöht, bis die geforderte Einfügedämpfung nicht mehr erzielt wird. Die resultierende Einfügedämpfung zeigt Abbildung 4.59. Die Parameter der CM-Drosseln und des Hochpassfilters sind in Tabelle 4.8 zusammengefasst. Mit dieser Topologie ist eine Reduktion der CM-Drossel  $L_{CM1}$  von 99,9 % und der CM-Drossel  $L_{CM2}$  von 50 % möglich.

Tabelle 4.8: Parameter des Filters nach Optimierung durch das FB VSCI AEF

Parameter	ausschließlich passives Filter	mit AEF	Reduktion
$L_{CM1}$	652 $\mu\text{H}$	1 $\mu\text{H}$	99,9 %
$L_{CM2}$	652 $\mu\text{H}$	326 $\mu\text{H}$	50 %
$f_{\text{HP}}$		640 kHz	-

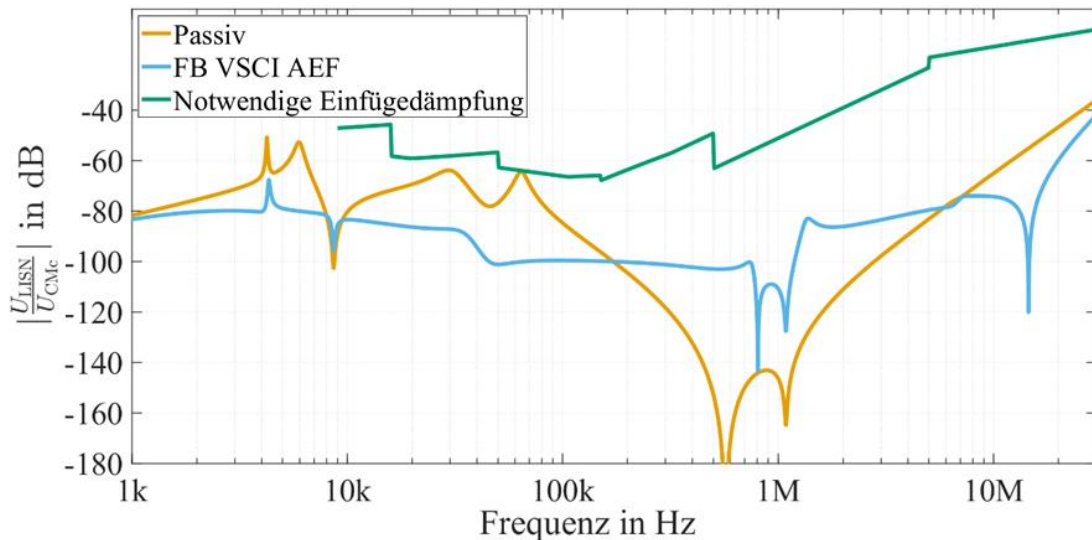


Abbildung 4.59: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegungslinie 2 (*passiv*) verglichen mit dem FB VSCI AEF mit Spannungsmessung an der LISN und reduzierten Induktivitäten  $L_{CM1}$  und  $L_{CM2}$

## 4.2 Vergleich der AEF-Topologien

Zur Auswahl einer geeigneten AEF-Topologie werden die bekannten und bisher analysierten AEF-Topologien verglichen. Eine Zusammenfassung ist in Tabelle 4.9 aufgeführt. Das FF VSVI AEF bietet für die betrachtete Anwendung weniger als 2 dB Stabilitätsreserve und ist aus diesem Grund ungeeignet. Das FB VSVI AEF hingegen zeigt eine gute Einfügedämpfung, ermöglicht eine Verkleinerung beider CM-Drosseln um 99,9 %, wobei die notwendige Einfügedämpfung weiterhin erreicht wird. Für diese Topologie wird ein Transformator zur Spannungseinkopplung benötigt. Das FF CSVI AEF weist eine Instabilität bei 25 kHz auf, die nicht mit den bekannten Stabilisierungsverfahren behoben werden kann. Es ist somit ungeeignet. Das FF CSCI AEF kann auf zwei Arten aufgebaut werden. Der Aufbau mit Stromquelle zeigt zunächst eine Instabilität, die mit zusätzlichen Kondensatoren ausgeglichen werden kann. Wird jedoch die CM-Induktivität  $L_{CM2}$  verringert, entsteht eine weitere Resonanz, die nicht stabilisiert werden kann. Eine Reduktion des passiven Filters ist demnach mit dieser Topologie nicht möglich. Das FF CSCI AEF mit Integrator hat eine gute Stabilität, kann die CM-Induktivitäten um 99,9 % bzw. 98,4 % reduzieren und es wird weiterhin die notwendige Einfügedämpfung erreicht. Bei dieser Topologie ist jedoch eine Strommessung notwendig und die Verstärkung des Reglers muss zumindest initial angepasst werden. Das FB CSCI AEF kann mit Stromquelle und mit Spannungsquelle realisiert werden. Mit Stromquelle weist die Topologie, wie bereits das FF CSCI AEF mit Stromquelle, eine Instabilität auf, sobald die CM-Induktivität  $L_{CM2}$  verringert wird. Das FB CSCI AEF mit Spannungsquelle hat eine sehr geringe Stabilitätsreserve und kommt aus diesem Grund für ein industrielles Antriebssystem nicht in Frage. Das FB VSCI AEF kann auf zwei Arten implementiert werden. Wird die Spannungsmessung am y-Kondensator vorgenommen, kann das System mit den bekannten Maßnahmen nicht stabilisiert werden. Erfolgt die Spannungsmessung hingegen an der Netznachbildung, können die CM-Induktivitäten um 99,9 % und 50 % reduziert werden. Die Stabilitätsreserve ist jedoch weiterhin stark abhängig von den Parametern der CM-Drossel  $L_{CM2}$ .

Tabelle 4.9: Vergleich der AEF-Topologien mit Anmerkungen

Topologie	Reduktion $L_{CM2}$	Reduktion $L_{CM1}$	Anmerkung
FF VSVI AEF	-	-	Zu geringe Stabilitätsreserve im niedrigen Frequenzbereich
FB VSVI AEF	99,9 %	99,9 %	Spannungseinkopplung notwendig
FF CSVI AEF	-	-	Instabilität bei 25 kHz, nicht stabilisierbar
FF CSCI AEF mit Stromquelle	-	-	Resonanz der CM-Drosseln verursacht Instabilität bei Verkleinerung der Werte von CM-Drosseln
FF CSCI AEF mit Integrator	99,9 %	98,4 %	Strommessung notwendig, Verstärkungsanpassung zumindest initial notwendig
FB CSCI AEF mit Stromquelle	-	-	Resonanz der CM-Drosseln verursacht Instabilität bei Verkleinerung der Werte von CM-Drosseln
FB CSCI AEF mit Spannungsquelle	-	-	Sehr geringe Stabilitätsreserve bei 103 Hz; Stabilisierung nicht möglich
FB VSCI AEF Spannungsmessung an y-Kondensator	-	-	Instabilität bei 4,2 kHz aufgrund von y-Kondensator und CM-Drossel $L_{CM2}$ ; Stabilisierung nicht möglich
FB VSCI AEF Spannungsmessung an LISN	50 %	99,9 %	Sensitiv gegenüber Parameteränderung der CM-Drossel $L_{CM2}$ ; Spannungsmessung direkt an LISN notwendig

Es ist zu erkennen, dass sechs der analysierten Topologien für die in dieser Arbeit vorgestellte Anwendung nicht geeignet sind, da sie nicht stabil sind oder keine ausreichende Stabilitätsreserve bieten. Die drei verbleibenden Topologien haben nach bisheriger Analyse ein hohes Potential, das passive Filter zu optimieren. Die Einfügedämpfung der einzelnen Topologien ist in Abbildung 4.60 mit der notwendigen Einfügedämpfung und der Einfügedämpfung des rein passiven Filters zusammengefasst.

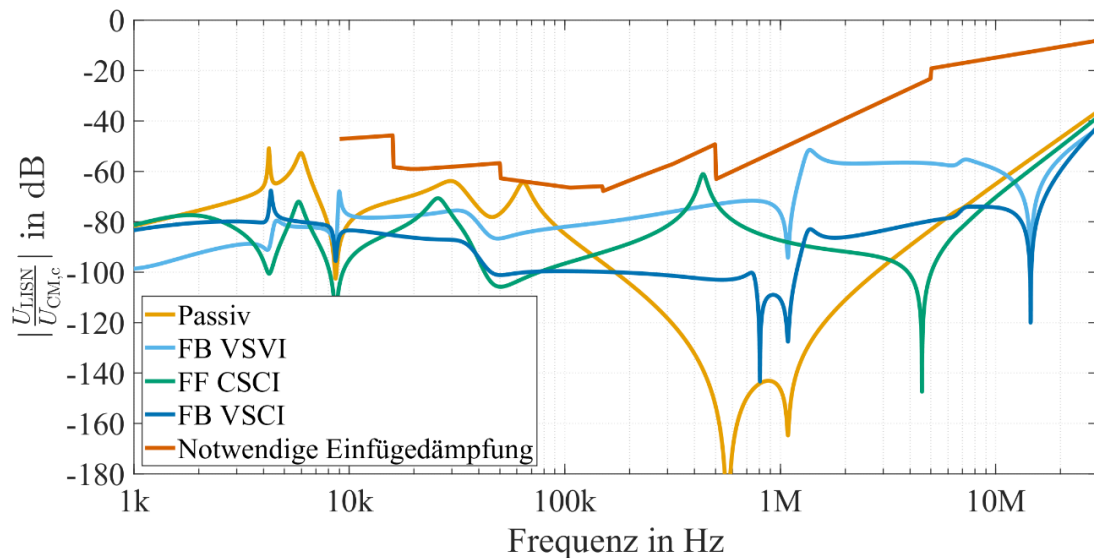


Abbildung 4.60: Einfügedämpfung der drei AEF-Topologien FB VSVI, FF CSCI, FB VSCI im Vergleich zur rein passiven Filterkennlinie und der notwendigen Einfügedämpfung

Es ist zu erkennen, dass alle AEF mit reduzierten Induktivitäten die notwendige Einfügedämpfung erreichen. Unterhalb von 100 kHz liegen die Einfügedämpfungen der AEF unter denen des passiven Filters. Oberhalb von 100 kHz erreicht die passive Filterauslegung theoretisch sehr niedrige Einfügedämpfungen von bis zu  $-160$  dB, die jedoch weit über die geforderte Einfügedämpfung hinausgehen und damit die Anforderungen übererfüllen. Die AEF liegen deutlich näher an der Anforderung und somit an einer optimalen Filterkennlinie. Das FB CSCI und das FF CSCI AEF haben bis zu 1 MHz ähnliche Filterkennlinien. Oberhalb von 1 MHz weist das FF CSCI AEF eine deutlich bessere Einfügedämpfung auf. Das FB VSCI AEF liegt ab 100 kHz weit unterhalb der geforderten Einfügedämpfung und übererfüllt die Anforderung, da die CM-Drossel  $L_{CM2}$  wegen der Stabilität lediglich um 50 % reduziert werden konnte. Da die drei AEF alle die Anforderungen erfüllen und die CM-Drosseln deutlich reduzieren können, werden sie im Folgenden anhand ihres Implementierungsaufwands verglichen, um die bevorzugte Topologie auszuwählen.

Das FB VSVI AEF benötigt zur Injektion der Spannung einen Transformator. Die Anforderungen an diesen sind hoch. Er muss den Laststrom tragen und eine gute Kopplung über einen weiten Frequenzbereich gewährleisten. Des Weiteren darf die Induktivität nicht zu klein werden, da die Spannungsquelle sonst einen sehr hohen Strom zur Kompensation der Spannung bereitstellen muss. Es ist somit davon auszugehen, dass er – selbst als CM-Drossel  $L_{CM2}$  genutzt – aufgrund der vielen benötigten Windungen auf der Sekundärseite einen großen Bauraum erfordert. Demgegenüber stehen die beiden strominjizierenden Topologien *FF CSCI AEF mit Integrator* und *FB VSCI AEF Spannungsmessung an LISN*. Zur Strominjektion kann der bereits im passiven Filter verbaute y-Kondensator verwendet werden. Aus diesem Grund werden strominjizierende Topologien den spannungsinjizierende vorgezogen [1]. Da die strominjizierende Topologie eine ähnliche Filterreduktion bewirken kann wie die spannungsinjizierende, scheidet die *FB VSVI AEF* aus.

Die verbleibenden strominjizierenden Topologien unterscheiden sich in der Art der Messung und der Regelung. Die FB-VSCI-AEF-Topologie verwendet eine

Spannungsmessung, die mithilfe kleiner Kondensatoren, die an die Leitungen angeschlossen werden, erfolgen kann [1]. Die Topologie ist somit kompakt und kostengünstig zu realisieren. Für die FF-CSCI-AEF-mit-Integrator-Topologie ist eine Strommessung notwendig. Diese stellt eine Herausforderung dar, weil sie eine große Bandbreite abdecken sowie möglichst kompakt und günstig sein sollte.

Die Bewertung der drei verbleibenden Topologien sind in Tabelle 4.10 zusammengefasst.

Tabelle 4.10: Bewertung der verbleibenden AEF-Topologien

Bewertungskriterium	FB VSVI AEF	FF CSCI AEF mit Integrator	FB VSCI AEF Spannungsmessung an LISN
Einfügedämpfung ohne Filteroptimierung	+	++	0
Reduktion passives Filter mit Optimierung	++	++	+
Aufwand Sensor	++	0	+
Aufwand Injektion	--	++	++
Stabilität	0	++	-
Gesamtbewertung	0	++	0

Die FB VSVI Topologie wird in der Gesamtbewertung deutlich durch den Aufwand der Implementierung des Injektionsnetzwerks abgewertet. Durch die FB VSCI AEF Topologie wird das passive Filter weniger reduzieren als die beiden anderen Topologien und die Stabilität hängt stark von den Bauteilwerten ab. Die Implementierung des Sensors der FF CSCI AEF mit Integrator ist höher als bei den anderen Topologien, trotzdem erreicht sie die höchste Gesamtbewertung, da sie eine sehr gute Filterreduktion und Stabilität ermöglicht und der Aufwand der Injektion sehr gering ist. Aus diesem Grund wird sie als bestgeeignete Topologie bewertet und in der restlichen Arbeit verwendet.

### 4.3 Kapitelzusammenfassung

In diesem Kapitel wurden zunächst AEF als Möglichkeit zur Optimierung passiver Filter vorgestellt. Aus der Literatur ist bereits eine Vielzahl an AEF bekannt, die sich in der Art der Messung, der Einkopplung und des Regelungskonzepts unterscheiden. Bisher diente die zusätzlich erreichte Einfügedämpfung als Kriterium zur Bewertung von AEF. Eine detaillierte Betrachtung, inwieweit die einzelnen Topologien die passiven Filter optimieren können, fehlte jedoch. Aus diesem Grund wurde eine Methode vorgestellt, um die Reduktion der induktiven Bauteile des passiven Filters zu bewerten. Es wurden allgemeine Stabilisierungsmaßnahmen beschrieben, anschließend wurde jede Topologie am Referenzsystem 2 auf Stabilität überprüft, bei Bedarf stabilisiert und das Optimierungspotential bewertet. Der abschließende Vergleich ergab, dass nur drei der sechs

Topologien für die betrachtete Anwendung geeignet sind. Die FF-CSCI-AEF-mit-Integrator-Topologie erwies sich als besonders vielversprechend, da sie kostengünstig sein kann und die CM-Drosseln um bis zu 98,4 % reduziert.

## 5 Auslegung des FF CSCI AEF mit Integrator

In diesem Kapitel wird die FF-CSCI-AEF-mit-Integrator-Topologie genauer untersucht, indem die einzelnen Komponenten ausgelegt und im Anschluss an den vier Referenzsystemen simulativ getestet werden. Bisher ist die Topologie in zwei Veröffentlichungen vorgestellt und im Hinblick auf Einfügedämpfung optimiert worden [44, 45]. Sie besteht mindestens aus einem Stromsensor, einem Hochpassfilter, einer Integratorschaltung, einer Spannungsquelle und einem Einkoppelkondensator (siehe Abbildung 5.1). Zur analytischen Betrachtung der Topologie wird jeder Komponente eine Übertragungsfunktion zugeordnet. Der Stromsensor  $G_{CT}$  misst den CM-Strom  $I_{CM,c}$ . Das Signal wird vom Hochpassfilter  $G_{HP}$  gefiltert und an den Integrator weitergeleitet. Idealerweise verhält sich der Integrator  $G_{Int}$  wie die Impedanz des Einkoppelkondensators  $Z_{Inj}$ . Unter der Annahme, dass der CM-Strom vollständig in den Einkoppelkondensator fließt, entspricht die Ausgangsspannung des Integrators dem Spannungsabfall über den Einkoppelkondensator  $U_C$ . Diese Spannung wird von einer Spannungsquelle gepuffert und zwischen dem Einkoppelkondensator und dem Erdpotential als  $U_{AEF}$  eingespeist. Da  $U_{AEF} = U_C$ , beträgt die Spannung an der Netznachbildung  $U_{LISN}$  null.

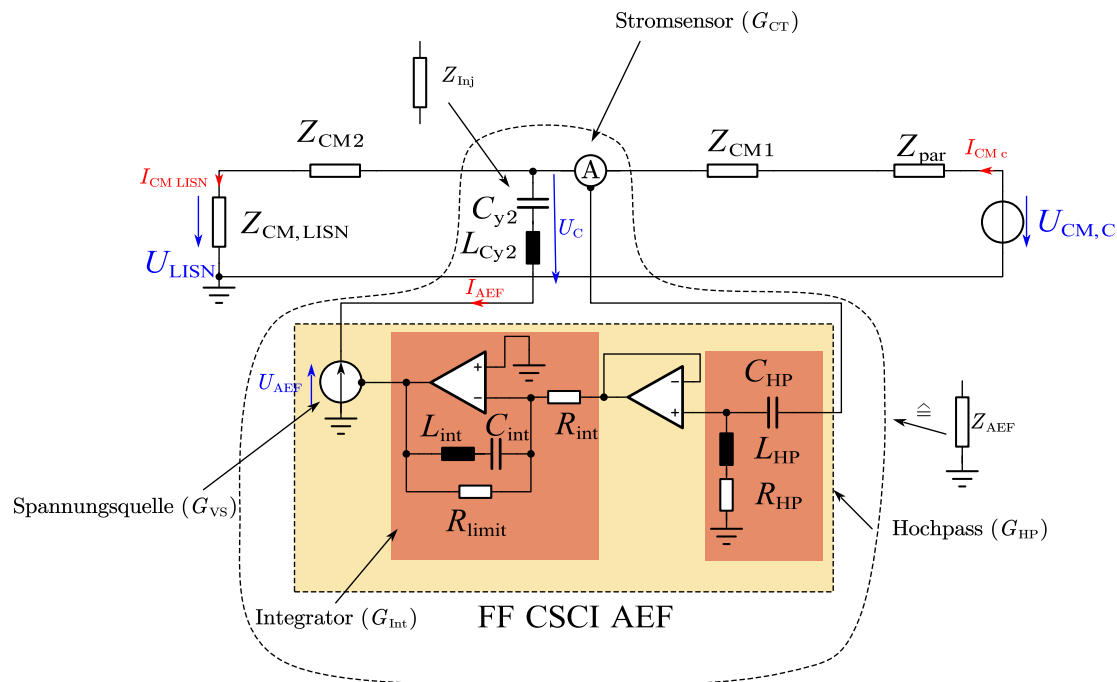


Abbildung 5.1: Aufbau einer FF-CSCI-mit-Integrator-Topologie

Zur analytischen Herleitung der Einfügedämpfung werden zunächst die Transferfunktionen der Komponenten zur Transferfunktion des AEF  $G_{AEF}$  zusammengefasst:

$$U_{AEF} = \underbrace{-G_{VS} \cdot G_{Int} \cdot G_{HP} \cdot G_{CT}}_{G_{AEF}} \cdot I_{CM,c} \quad (5.1)$$

Die Spannung des Injektionskondensators  $U_C$  ergibt sich aus dessen Impedanz  $Z_{\text{Inj}}$  und dem Strom durch das AEF  $I_{\text{AEF}}$  gemäß (5.2). Es wird angenommen, dass die Impedanz des Injektionskondensators  $Z_{\text{Inj}}$  nach (5.3) mit der Kapazität  $C_{y2}$  und der parasitären Induktivität  $L_{Cy2}$  dargestellt werden kann:

$$U_C = Z_{Cy} \cdot I_{\text{AEF}} \quad (5.2)$$

$$Z_{\text{Inj}} = \frac{1}{j\omega C_{y2}} + j\omega L_{Cy2} \quad (5.3)$$

Die effektiv wirkende Impedanz des AEF  $Z_{\text{AEF}}$  resultiert aus der Kondensatorspannung  $U_C$ , der Ausgangsspannung des AEF  $U_{\text{AEF}}$  und dem Strom  $I_{\text{AEF}}$  nach (5.4):

$$Z_{\text{AEF}} = \frac{U_C - U_{\text{AEF}}}{I_{\text{AEF}}} = Z_{\text{Inj}} + G_{\text{AEF}} \frac{I_{\text{CM,c}}}{I_{\text{AEF}}} \quad (5.4)$$

Mithilfe eines Stromteilers der Impedanzen der Netznachbildung  $Z_{\text{CM,LISN}}$ , der Impedanz der CM-Drossel  $Z_{\text{CM2}}$  und des AEF  $Z_{\text{AEF}}$  lässt sich der Strom durch das AEF mittels des CM-Stroms  $I_{\text{CM,c}}$  gemäß (5.5) darstellen:

$$I_{\text{AEF}} = \frac{Z_{\text{CM,LISN}} + Z_{\text{CM2}}}{Z_{\text{AEF}} + Z_{\text{CM,LISN}} + Z_{\text{CM2}}} \cdot I_{\text{CM,c}} \quad (5.5)$$

Das Verhältnis des Stroms durch die Netznachbildung  $I_{\text{CM,LISN}}$  zum Strom durch das AEF  $I_{\text{AEF}}$  ergibt sich wie folgt:

$$G_I = \frac{I_{\text{CM,LISN}}}{I_{\text{AEF}}} = \frac{Z_{\text{AEF}}}{Z_{\text{CM,LISN}} + Z_{\text{CM2}}} \quad (5.6)$$

Durch das Einsetzen von (5.4) in (5.5) kann  $I_{\text{AEF}}$  in Abhängigkeit von den Impedanzen dargestellt werden. Dieser Strom kann anschließend in (5.6) eingesetzt werden. Es ergibt sich:

$$G_I = \frac{Z_{\text{Inj}} + G_{\text{AEF}}}{Z_{\text{CM,LISN}} + Z_{\text{CM2}} - G_{\text{AEF}}} \quad (5.7)$$

Mit diesem Stromverhältnis kann die stromabhängige Einfügedämpfung (engl. *current-related insertion loss*,  $IL_I$ ) gemäß (5.8) definiert werden. Diese beschreibt das Verhältnis der Ströme mit eingeschaltetem AEF im Vergleich zu den Strömen mit ausgeschaltetem ( $V_{\text{AEF}} = 0$ ) AEF:

$$IL_I = \frac{G_I}{G_{I|V_{\text{AEF}}=0}} = \frac{(Z_{\text{CM,LISN}} + Z_{\text{CM2}}) \left(1 + \frac{G_{\text{AEF}}}{Z_{\text{Inj}}}\right)}{Z_{\text{CM,LISN}} + Z_{\text{CM2}} + G_{\text{AEF}}} \quad (5.8)$$

Es ist ersichtlich, dass die Einfügedämpfung  $IL_I$  von der Impedanz der Netznachbildung  $Z_{\text{CM,LISN}}$ , der CM-Drossel  $Z_{\text{CM2}}$ , des Injektionskondensators  $Z_{\text{Inj}}$  und der

Übertragungsfunktion des AEF  $G_{\text{AEF}}$  abhängt. Basierend auf dieser Abhängigkeit wird angenommen, dass die Übertragungsfunktion des AEF in etwa der Impedanz des Injektionskondensators entspricht und diese im betrachteten Frequenzbereich deutlich kleiner ist als die der CM-Drossel und der Netznachbildung. Damit ist die Übertragungsfunktion des AEF im Nenner vernachlässigbar. Es verbleibt die Annäherung nach (5.9):

$$IL_{\text{I}} \approx 1 + \frac{G_{\text{AEF}}}{Z_{\text{Cy}}} = 1 + G_{\text{VS}} \cdot \frac{G_{\text{Int}}}{Z_{\text{Cy}}} \cdot G_{\text{HP}} \cdot G_{\text{CT}} \quad (5.9)$$

Die Einfügedämpfung des AEF wird minimal und somit dessen Wirkung maximal, wenn das Produkt  $G_{\text{VS}} \cdot \frac{G_{\text{Int}}}{Z_{\text{Cy}}} \cdot G_{\text{HP}} \cdot G_{\text{CT}}$  gleich  $-1$  ergibt. Im Prinzip kann eine beliebige Kombination der Übertragungsfunktionen gewählt werden. Der Einfachheit halber wird in dieser Arbeit die nachfolgende Kombination gewählt: Der Stromsensor soll über den gesamten zu betrachtenden Frequenzbereich eine Transferimpedanz  $G_{\text{CT}}$  von 1 besitzen; das Hochpassfilter soll im Durchlassbereich eine Dämpfung von 0 dB und einen möglichst steilen Übergang vom Sperr- in den Durchlassbereich aufweisen; der Integrator soll in dem zu betrachtenden Frequenzbereich eine Übertragungskennlinie besitzen, die der Impedanz des Injektionskondensators entspricht, sodass  $\frac{G_{\text{Int}}}{Z_{\text{Inj}}} = 1$  gilt; die gesteuerte Spannungsquelle soll ein invertierendes Verhalten zeigen und im betrachteten Frequenzbereich einen Betrag der Übertragungsfunktion von eins aufweisen. Diese Annahmen ermöglichen es zunächst, jede Komponente getrennt zu optimieren und somit die bestmögliche Systemperformance zu erreichen.

## 5.1 Stromsensor

Die Anforderungen an den Stromsensor sind eine konstante Übertragungskennlinie über einen weiten Frequenzbereich, ein kompaktes Design und ein niedriger Preis. Bisher wurden als Stromsensoren für AEF Stromwandler [46, 47, 51], zusätzliche Wicklungen auf der CM-Drossel [52, 53] und Rogowski-Spulen [41] verwendet. Zusätzliche Wicklungen auf CM-Drosseln sind als Stromsensor nicht geeignet, da sie je nach Bürde entweder ein stark frequenzabhängiges Verhalten zeigen oder die Wirkung der CM-Drosseln verringern [41]. Aus diesem Grund wird die Nutzung einer Rogowski-Spule oder eines Stromwandlers empfohlen [41]. Für kleine DC-Ströme, wie sie im CM-System fließen, ist der Stromwandler die kompakteste Variante der Strommessung [41] und wird deshalb in dieser Arbeit verwendet. Für die weitere Betrachtung des Stromsensors wird angenommen, dass die Transferimpedanz des Stromwandlers  $Z_{\text{CT}}$  einem Hochpass erster Ordnung entspricht, wie in (5.10) dargestellt. Diese Annahme umfasst die Eckfrequenz  $\omega_{\text{CT}}$ , einen Transferwiderstand von  $R_{0\text{CT}}$  und die komplexe Frequenz  $s$ :

$$Z_{\text{CT}} = R_{0\text{CT}} \frac{s}{1 + \frac{s}{\omega_{\text{CT}}}} \quad (5.10)$$

## 5.2 Hochpassfilter

Die Aufgabe des Hochpassfilters ist es, das AEF vor Sättigung durch niederfrequente Störungen zu schützen. In diesem Abschnitt wird überprüft, inwieweit dies für die betrachtete Anwendung und Topologie notwendig und wie gegebenenfalls das Hochpassfilter auszulegen ist. Mit niederfrequenten Störungen sind solche gemeint, die unterhalb der gewünschten Filterfrequenz des AEF liegen. In diesem Frequenzbereich können Störungen vom Netz eingepreßt werden. Zur Bewertung dieser Störungen wird die in Abschnitt 3.6 getroffene Annahme erneut herangezogen: Das Netz speist im CM-System sichtbare Störungen nach IEC 61140 ein. Das Worst-Case-Szenario ist in Tabelle 3.5 als  $\hat{U}_h$  dargestellt. Die maximale Amplitude wird mit 32,2 V bei 150 Hz erwartet. Zur Abschätzung der Auswirkungen auf das AEF wird das vereinfachte Ersatzschaltbild gemäß Abbildung 5.2 betrachtet. Es vernachlässigt die Induktivitäten des Systems, da angenommen wird, dass die Störungen unterhalb der Resonanzstellen des Filters, des Motors und des Kabels liegen. Die parasitäre Impedanz  $Z_{\text{par}}$  wird in dem Frequenzbereich von den Kapazitäten des Kabels  $C_{y,K}$  und des Motors  $3C_{g1} + 3C_{g2}$  gegen Erde dominiert.  $C_{y,K}$  ergibt sich aus dem Produkt des Kapazitätsbelags und der Länge des Kabels.

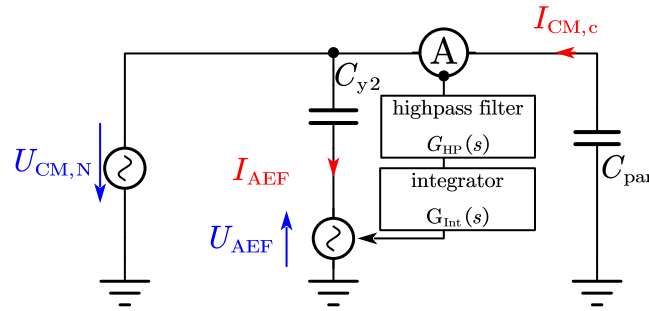


Abbildung 5.2: Ersatzschaltbild zur Bewertung der Sättigungseffekte des AEF aufgrund von Netzstörungen

Der CM-Strom  $I_{\text{CM},c}$  ergibt sich aus der Netzstörspannung  $U_{\text{CM},N}$  und der parasitären Impedanz  $Z_{\text{par}}$ , (siehe (5.11)). Die Ausgangsspannung des AEF  $U_{\text{AEF}}$  resultiert sich aus dem CM-Strom  $I_{\text{CM},c}$  multipliziert mit der Übertragungsfunktion des AEF  $G_{\text{AEF}}$  (siehe (5.12)):

$$|I_{\text{CM},c}| = \left| -\frac{U_{\text{Netz}}(f)}{Z_{\text{par}}} \right| \approx U_{\text{Netz}}(f) \cdot 2\pi f C_{\text{par}} \quad (5.11)$$

$$|U_{\text{AEF}}| = |G_{\text{AEF}} \cdot I_{\text{CM},c}| \approx G_{\text{AEF}} \cdot U_{\text{Netz}}(f) \cdot 2\pi f C_{\text{par}} \quad (5.12)$$

Unter der Annahme, dass die Übertragungsfunktion des AEF im niedrigen Frequenzbereich von der Übertragungsfunktion des Integrators dominiert wird, die idealerweise der Impedanz des Injektionskondensators entspricht, entfällt die Frequenzabhängigkeit nach (5.13):

$$|U_{\text{AEF}}| \approx G_{\text{AEF}} \cdot U_{\text{Netz}}(f) \cdot 2\pi f C_{\text{par}} = U_{\text{Netz}}(f) \cdot \frac{C_{\text{par}}}{C_{y2}} \quad (5.13)$$

Die Ausgangsspannung des AEF ist um den Faktor  $\frac{C_{\text{par}}}{C_{y2}}$  kleiner als die vom Netz eingekoppelte Spannung. Der Faktor und die sich daraus ergebende AEF-Ausgangsspannung bei 150 Hz für die in dieser Arbeit betrachteten Referenzsysteme sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Es ist zu erkennen, dass besonders bei Systemen mit geringer Leistung und daraus resultierenden kleinen Injektionskondensatoren die Ausgangsspannung von Netzstörungen beeinflusst werden kann. Eine Sättigung ist jedoch nicht zu erwarten und ein Hochpassfilter somit nicht unbedingt notwendig. Ist eine Unterdrückung dieser Störung trotzdem gewünscht, kann sie mittels eines Hochpassfilters erfolgen [45].

Tabelle 5.1: Abschätzung der durch Netzstörung hervorgerufenen AEF-Ausgangsspannung

Referenzsystem	1	2	3	4
$C_{\text{par}}$ in nF	1,44	20,8	16,3	65,9
$C_{y2}$ in $\mu\text{F}$	0,52	2,15	2,15	12,7
$C_{\text{par}}/C_{\text{Inj}}$	2,75 %	0,97 %	0,76 %	0,52 %
$ U_{\text{AEF}}(150 \text{ Hz}) $	0,89 V	0,32 V	0,25 V	0,17 V

### 5.3 Integratorschaltung und Einkoppelkondensator

Die Aufgabe der Integratorschaltung besteht in der möglichst exakten Nachbildung der Impedanz des Injektionskondensators. Zur vereinfachten Realisierbarkeit ist es notwendig, dass die Kapazität des Einkoppelkondensators spannungsunabhängig ist und parasitäre Effekte einen geringen Einfluss auf die Impedanz haben. Es kommen somit insbesondere Kondensatoren mit einer spannungsunabhängigen Kapazität in Frage, bspw. Folien- oder Keramikkondensatoren aus spannungsunabhängigem Material wie NP0 [54]. Der dominierende parasitäre Effekt von Kondensatoren stellt die parasitäre Induktivität dar. Sie entsteht durch die Zuleitung und interne Verschaltung der Kondensatoren. Dieser Effekt kann durch die Wahl von SMD-Kondensatoren verringert werden, da durch die direkte Montage auf der Leiterplatte die Zuleitung verkürzt wird. Insbesondere bei Kondensatoren, die die notwendige Spannungsfestigkeit und Sicherheitsklasse für y-Kondensatoren erfüllen, lässt sich dieser Effekt nicht vermeiden, wodurch eine Resonanzfrequenz im niedrigen MHz-Bereich auftritt. Soll das AEF über diese Frequenz hinaus eine Dämpfung bereitstellen, muss die parasitäre Induktivität des Injektionskondensators berücksichtigt werden. Aus diesem Grund wurde der in [44] vorgestellte Integrator zur Nachbildung der Kapazität des Injektionskondensators in [45] mit einer Induktivität erweitert. Die erweiterte Integratorschaltung ist in Abbildung 5.3 dargestellt.

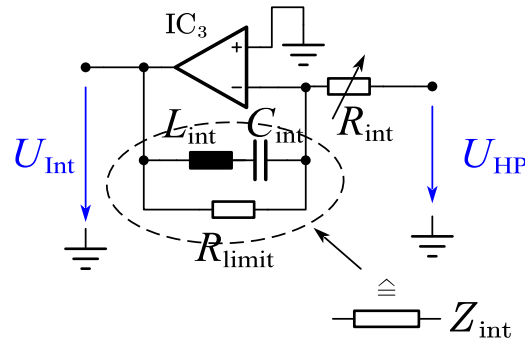


Abbildung 5.3: Integratorschaltung zur Nachbildung der Impedanz des Injektionskondensators [45]

Die Schaltung besteht aus einem Operationsverstärker  $IC_3$ , einem veränderbarem Eingangswiderstand  $R_{Int}$  und einer Feedback-Impedanz  $Z_{Int}$ . Die Feedback-Impedanz setzt sich aus dem Integrationskondensator  $C_{Int}$ , der Kompensationsspule  $L_{Int}$  und einem Limitierungswiderstand  $R_{limit}$  zusammen. Die Feedback-Impedanz wird durch (5.14) definiert. Die Übertragungsfunktion des Integrators ergibt sich aus (5.15):

$$Z_{int} = \frac{R_{limit} (s^2 C_{int} L_{int} + 1)}{s^2 C_{int} L_{int} + s C_{int} R_{limit} + 1} \quad (5.14)$$

$$G_{int} = \frac{U_{int}}{U_{HP}} = - \frac{Z_{int}}{R_{int} + \frac{(R_{int} + Z_{int})}{A_{ol}}} \quad (5.15)$$

$A_{ol}$  beschreibt die offene Schleifenverstärkung des Operationsverstärkers.

Durch die Wahl von  $C_{Int}$  und  $L_{Int}$  nach (5.16) und (5.17) kann das gewünschte Verhalten erzielt werden:

$$C_{int} = \frac{C_y}{R_{int}} \cdot R_{OCT} \quad (5.16)$$

$$L_{int} = L_{Cy} \cdot \frac{R_{int}}{R_{OCT}} \quad (5.17)$$

Der Verlauf der Übertragungsfunktion für die in Tabelle 5.2 aufgelisteten Parameter ist in Abbildung 5.4 veranschaulicht. In der Abbildung 5.4 fallen zwei Grenzfrequenzen auf. Zum einen beschreibt  $f_{RC}$  die Startfrequenz des Integrators. Sie ergibt sich zu  $f_{RC} = \frac{1}{2\pi R_{limit} C_{int}}$ . Unterhalb dieser Frequenz wird die Amplitude des Integrators auf  $R_{limit}/R_{int}$  begrenzt. Oberhalb dieser Frequenz fällt sie mit 20 dB pro Dekade ab und folgt somit der Impedanz des Injektionskondensators. Zum anderen ist die Resonanzfrequenz  $f_{LC}$  zu erkennen, die sich zu  $\frac{1}{2\pi \sqrt{L_{int} C_{int}}}$  ergibt. Ab dieser Frequenz steigt die Amplitude wieder an.

Tabelle 5.2: Parameter des Integrators

Parameter	Wert
$C_{y2}$ in nF	840
$L_{Cy2}$ in nH	15
$R_{int}$ in $\Omega$	10
$C_{int}$ in nF	84
$L_{int}$ in nH	150
$R_{limit}$ in k $\Omega$	189
IC <sub>3</sub>	OPA817

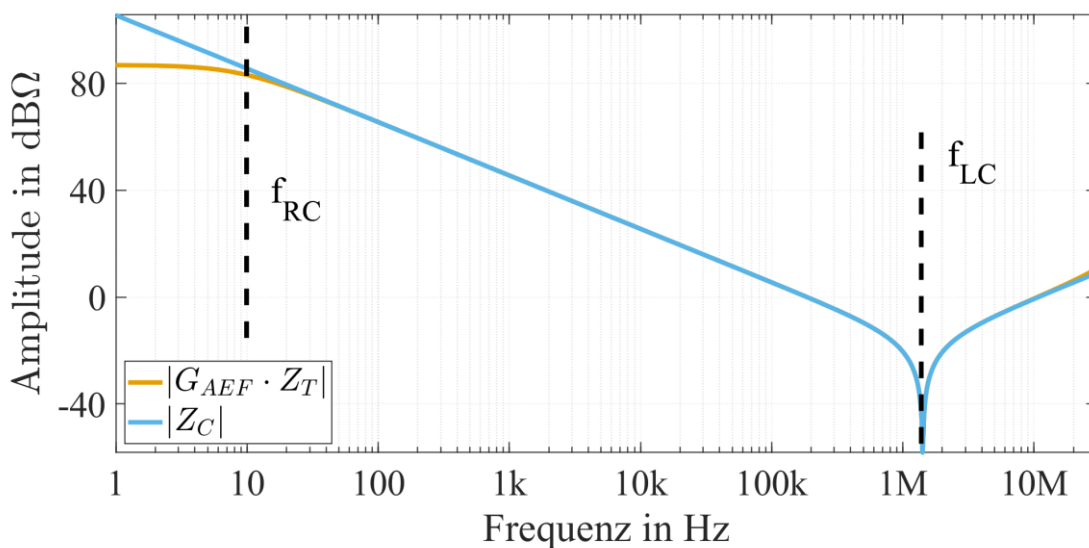


Abbildung 5.4: Übertragungsfunktion des Integrators verglichen mit der Impedanz des Injektionskondensators [45]

Ein genauer Abgleich der Amplitude des Integrators mit der Impedanz des Injektionskondensators ist für das Erreichen einer großen Einfügedämpfung wichtig. Um Bauteilstreuungen auszugleichen, kann der Eingangswiderstand  $R_{int}$  variabel ausgeführt werden [45]. Durch die Verwendung eines Potentiometers besteht die Möglichkeit des manuellen Abgleichs. Eine Verstärker-Anpassungs-Regelung kann die Verstärkung des Integrators im Betrieb automatisch verändern, um eine größtmögliche Einfügedämpfung zu erreichen [55].

## 5.4 Gesteuerte Spannungsquelle

Die gesteuerte Spannungsquelle übernimmt das Ausgangssignal des Integrators, verstärkt es und koppelt es über den Injektionskondensator in den Leistungspfad ein. Als Spannungsquellen kommen je nach Anforderung Voltage-Feedback-Operationsverstärker [51, 56], Current-Feedback-Operationsverstärker [33], Transistorendstufen [42, 43, 46] oder geschaltete Endstufen [57, 58] zum Einsatz. Die Anforderungen ergeben sich maßgeblich aus dem System, in dem das AEF verwendet werden soll, und aus der gewünschten Bandbreite. Zur Herleitung der Anforderungen kann Abbildung 5.1

folgendermaßen vereinfacht werden: Es wird angenommen, dass die Impedanz des AEF  $Z_{\text{AEF}}$  im zu betrachtenden Frequenzbereich deutlich kleiner als die Impedanz der Netznachbildung ist und somit  $I_{\text{CM,LISN}} \approx 0$  gilt. Die parallele Impedanz  $Z_{\text{CM,LISN}}$  entfällt (siehe Abbildung 5.5).

Zudem ist davon auszugehen, dass die Impedanz des AEF deutlich kleiner ist als die Summe der parasitären Impedanz  $Z_{\text{par}}$  und der Impedanz der CM-Drossel  $L_{\text{CM1}}$ . Folglich fällt die Spannung  $U_{\text{CM,c}}$  ausschließlich über der parasitären Impedanz und der CM-Drossel  $L_{\text{CM1}}$  ab. Der Strom  $I_{\text{CM,c}}$  ergibt sich aus (5.18):

$$I_{\text{CM,c}} = \frac{U_{\text{CM,c}}}{sL_{\text{CM1}} + Z_{\text{par}}} \quad (5.18)$$

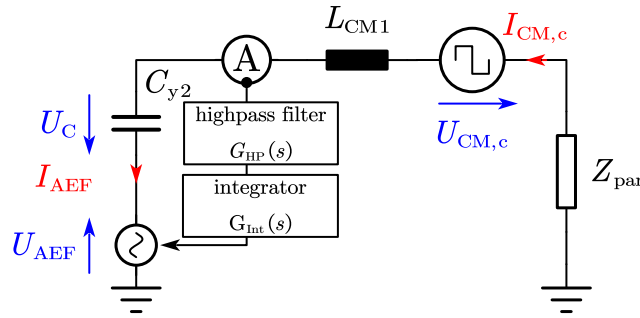


Abbildung 5.5: Schematischer Aufbau einer FF CSCI zur Herleitung der Anforderungen an die gesteuerte Spannungsquelle

Abgesehen von den Resonanzstellen des Motors und des Kabels verhält sich  $Z_{\text{par}}$  kapazitiv und bildet mit der CM-Drossel  $L_{\text{CM1}}$  einen Schwingkreis. Zur Worst-Case-Abschätzung wird angenommen, dass  $U_{\text{CM,c}}$  einem Rechtecksignal entspricht. Zudem wird unterstellt, dass innerhalb der Abklingzeit des Schwingkreises, der durch das Kabel und den Motor aufgebaut wird, maximal zwei Schalthandlungen in dieselbe Richtung stattfinden. Dies ist der Fall, wenn die Zeitkonstante besonders klein ist oder eines der CM-störungsoptimierten Modulationsverfahren DPWMP oder DPWMn zum Einsatz kommt. Im ungünstigsten Fall finden die Schalthandlungen zum selben Zeitpunkt statt und es entsteht ein Rechtecksignal mit der Amplitude  $\frac{2}{3}U_{\text{DC}}$ .

Die Anforderungen der Spannungsquelle können entweder analytisch abgeschätzt oder simulationsgestützt bestimmt werden. Zur analytischen Abschätzung wird vereinfacht davon ausgegangen, dass die resistiven Anteile im System vernachlässigt werden können und sich ein Schwingkreis aus der Parallelschaltung der parasitären Kapazitäten sowie der CM-Drossel  $L_{\text{CM1}}$  ergibt. Die parasitäre Kapazität wird als Summe der Einzelkapazitäten des Kabels und des Motors betrachtet. Wird dieser Schwingkreis mit der Sprungfunktion mit der Amplitude von  $\frac{2}{3}U_{\text{DC}}$  angeregt, ergibt sich der zeitliche Verlauf wie folgt:

$$i_{\text{AEF}}(t) = \hat{I}_{\text{AEF}} \cdot \sin(\omega_0 t). \quad (5.19)$$

$$\hat{I}_{\text{AEF}} = \frac{2}{3} U_{\text{DC}} \sqrt{\frac{C_{\text{par}}}{L_{\text{CM1}}}} \quad (5.20)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{CM1}} C_{\text{par}}}}$$

Die Ausgangsspannung des AEF ergibt sich aus dem Integral des Stroms, geteilt durch die Injektionskapazität gemäß (5.21):

$$\begin{aligned} u_{\text{AEF}}(t) &= \frac{1}{C_{y2}} \int_0^t i(t) dt \\ &= -\frac{\hat{I}_{\text{AEF}}}{\omega_0 C_{y2}} \cos(\omega_0 t) + C \\ &= -\frac{2}{3} \frac{C_{\text{par}}}{C_{y2}} U_{\text{DC}} \cos(\omega_0 t) + C \end{aligned} \quad (5.21)$$

Der Startwert  $u_{\text{AEF}}(0)$  ergibt sich aus der CM-Spannung zum Zeitpunkt null  $u_{\text{CM,c}}(0)$  und dem kapazitiven Spannungsteiler nach (5.22):

$$u_{\text{AEF}}(0) = u_{\text{CM,c}}(0) \cdot \frac{C_{\text{par}}}{C_{y2}} \quad (5.22)$$

Für die gleichzeitige Schalthandlung von zwei Leistungshalbleitern im Umrichter, bspw.  $[-1, -1, -1] \cdot \frac{U_{\text{DC}}}{2} \rightarrow [+1, +1, -1] \cdot \frac{U_{\text{DC}}}{2}$  oder  $[+1, -1, -1] \cdot \frac{U_{\text{DC}}}{2} \rightarrow [+1, +1, +1] \cdot \frac{U_{\text{DC}}}{2}$  ergibt sich ein Startwert von  $-\frac{1}{3} U_{\text{DC}} \frac{C_{\text{par}}}{C_{y2}}$  bzw.  $-\frac{1}{6} U_{\text{DC}} \frac{C_{\text{par}}}{C_{y2}}$ . Da der zweite Wert größer ist und das AEF bereits auf einem höheren Spannungsniveau mit der Schwingung startet, wird er für die Auslegung verwendet. Der maximale Spannungswert des AEF ergibt sich somit zu:

$$\max(u_{\text{AEF}}) = \frac{2}{3} \frac{C_{\text{par}}}{C_{y2}} U_{\text{DC}} - \frac{1}{6} U_{\text{DC}} \cdot \frac{C_{\text{par}}}{C_{y2}} = \frac{1}{2} U_{\text{DC}} \frac{C_{\text{par}}}{C_{y2}} \quad (5.23)$$

Die Anstiegszeit (*slew rate*) der Spannungsquelle ergibt sich aus dem maximalen Strom und der Injektionskapazität nach (5.24):

$$\max(\text{SR}) = \frac{du_{\text{AEF}}}{dt} = \frac{1}{C_{y2}} \max(i_{\text{AEF}}) = \frac{\hat{I}_{\text{AEF}}}{C_{y2}} \quad (5.24)$$

Da diese Werte unter starken Vereinfachungen berechnet wurden, bei denen die resistiven Anteile vernachlässigt und die parasitäre Kapazität als zentralisiertes Bauteil betrachtet wurden, sollen sie durch eine Simulation überprüft werden. Die Simulation besteht gemäß Abbildung 5.6 aus dem Umrichter mit angeschlossenem Kabel und Motor. Der Umrichter wird durch eine Spannungsquelle modelliert, die ein Trapezsignal mit einer Amplitude von  $\frac{2}{3} \cdot 600 \text{ V}$  und einer Anstiegs- sowie Abfallzeit von 100 ns erzeugt. Das

Filter besteht aus dem y-Kondensator  $C_{y1}$  und der CM-Drossel  $L_{CM1}$ . Die Impedanz des AEF wird als deutlich kleiner als die Impedanz der CM-Drossel angenommen und somit vernachlässigt. Der durch das AEF fließende Strom wird mit dem Stromsensor gemessen. Das Signal wird über eine spannungsgesteuerte Stromquelle in eine Ersatzschaltung eingespeist. Diese berechnet die Spannung, die über dem y-Kondensator  $C_{y2}$  abfällt, was der Ausgangsspannung des AEF entspricht.

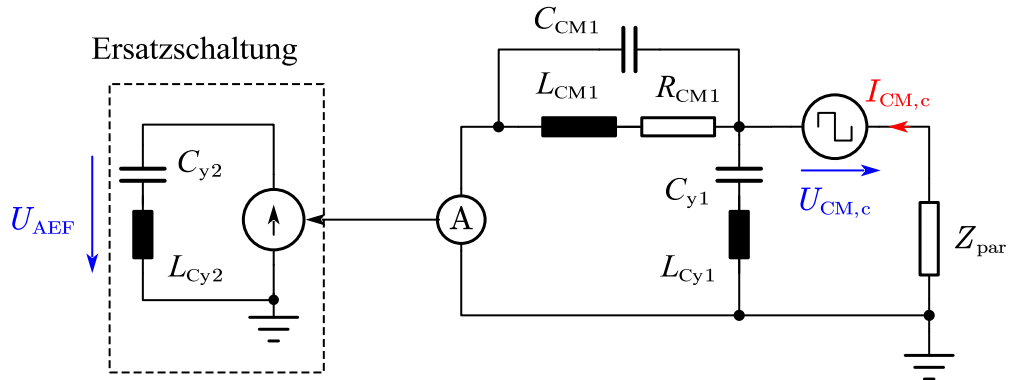


Abbildung 5.6: Schaltbild zur Bestimmung der Anforderungen an die Spannungsquelle

Da  $C_{par}$  und  $U_{DC}$  vom System vorgegeben sind, lassen sich die Anforderungen an die Spannungsquelle lediglich über eine Anpassung der CM-Drossel  $L_{CM1}$  beeinflussen. Zur Verdeutlichung des Einflusses der CM-Drossel  $L_{CM1}$  auf die Anforderung an die Stromtragfähigkeit und Spannungsamplitude der Spannungsquelle werden Simulationen mit unterschiedlichen Werten der CM-Drossel durchgeführt. Im nachfolgenden Diagramm sind die transienten Verläufe der Simulation für das Referenzsystem 2 mit der Filterauslegung 2 dargestellt (siehe Abbildung 5.7).

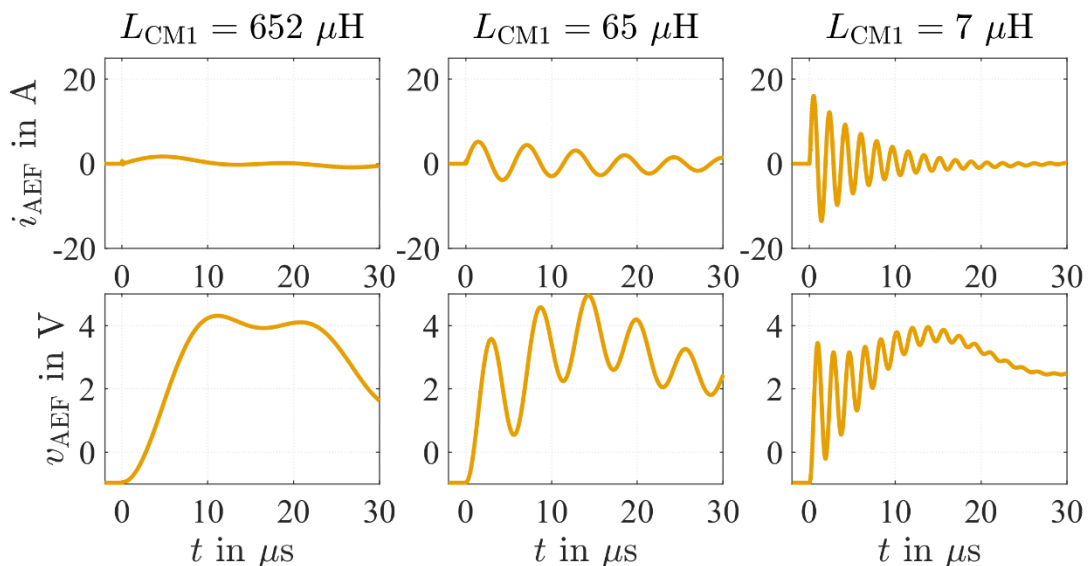


Abbildung 5.7: Simulierte transiente Verläufe des Stroms und der Spannung der Spannungsquelle für das Referenzsystem 2 mit verschiedenen Werten für die CM-Drossel

Es ist zu erkennen, dass mit sinkender Induktivität  $L_{CM1}$  die Stromamplitude des AEF und die Resonanzfrequenz steigen. Die Amplitude der Spannung ist unabhängig von der

Induktivität. In Abbildung 5.8 sind die Maximalwerte von Strom und Spannung des AEF aus der Simulation und der analytischen Auslegung dargestellt. Der inversproportionale Verlauf der Stromamplitude zur Wurzel der CM-Induktivität wird in beiden Auslegungen sichtbar. Die analytische Abschätzung liegt jedoch etwas höher, da alle parasitären Kapazitäten berücksichtigt wurden. In der Simulation liegt die Rotorresonanzfrequenz des Motors jedoch deutlich niedriger als die Resonanzfrequenz, die durch die CM-Drossel in Kombination mit der Kabelimpedanz und dem Stator des Motors gebildet wird. Dadurch ist nur ein Teil der Motorkapazität wirksam. Für eine Abschätzung nach oben ist die analytische Auslegung trotzdem gut geeignet. Es wird ersichtlich, dass die Wahl einer passenden Spannungsquelle stark von der Induktivität der CM-Drossel  $L_{CM1}$  abhängt bzw. die Reduktion der CM-Drossel durch die Stromtragfähigkeit der Spannungsquelle beschränkt ist.

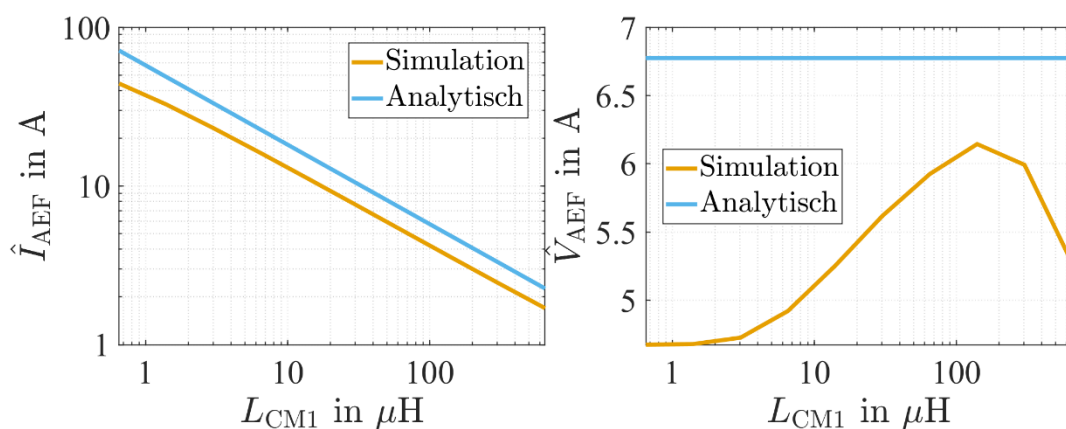


Abbildung 5.8: Maximalwert für Strom und Spannung des AEF bei unterschiedlichen Werten der CM-Drossel

Neben der maximalen Spannungs- und Stromamplitude müssen beim vorgesteuerten AEF hohe Anforderung an die Verstärkung der Spannungsquelle gestellt werden. Diese muss nach (5.9) eine Amplitude von möglichst genau 1 und eine Phase von  $180^\circ$  aufweisen. Die maximal erreichbare Einfügedämpfung kann nach (5.25) berechnet werden und ist für verschiedene Amplituden- und Phasenvariationen in Abbildung 5.9 dargestellt [59]:

$$|L_1| = 1 + G_{VS} \quad (5.25)$$

Es wird deutlich, dass für eine Einfügedämpfung von 20 dB die Amplitude zwischen 1,1 dB und 0,9 dB liegen muss und die Phase eine maximale Abweichung von  $6^\circ$  aufweisen darf. Besonders die hohe Sensitivität der Einfügedämpfung gegenüber der Phase kann eine Herausforderung für die Spannungsquelle darstellen, wenn eine Einfügedämpfung bis in den MHz-Bereich notwendig ist.

Im Folgenden werden drei Möglichkeiten zur Realisierung der Spannungsquelle genauer betrachtet und Optimierungen durchgeführt, die besonders für vorgesteuerte AEF die Einfügedämpfung verbessert.

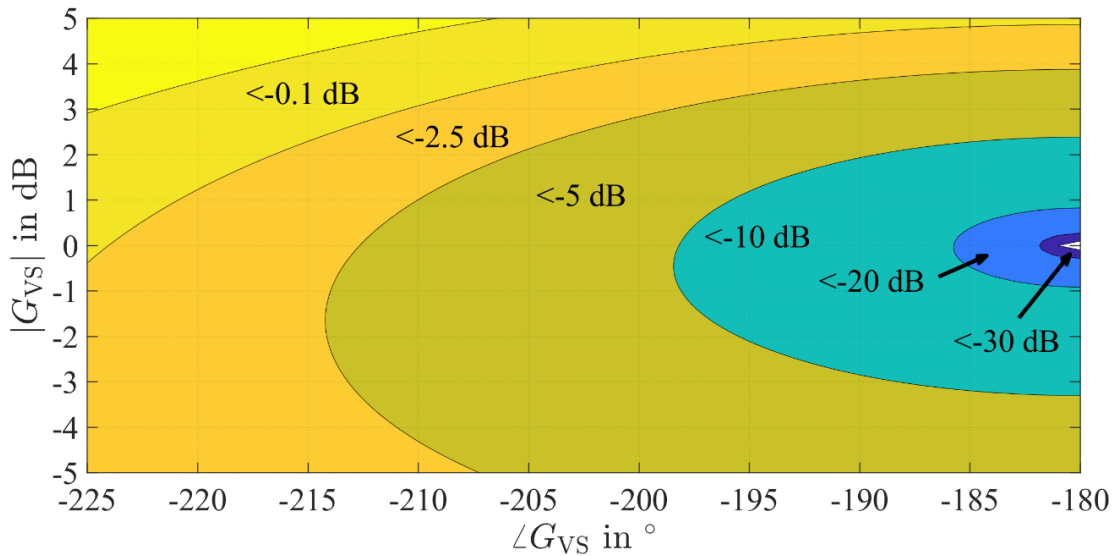


Abbildung 5.9: Limitierung der Einfügedämpfung basierend auf Amplitude und Phase der Spannungsquelle [55]

### 5.4.1 Operationsverstärker

Operationsverstärker werden in AEF häufig eingesetzt, da sie eine große Bandbreite und geringe Verzerrung aufweisen. Für Ströme im 10-mA-Bereich kommen häufig Voltage-Feedback-Amplifier zum Einsatz, da sie besonders hohe offene Schleifenverstärkungen und gute Gleichtaktunterdrückung aufweisen. Für Ströme bis zu wenigen Ampere werden meist Current-Feedback-Amplifier verwendet, weil sie ein besseres Hochfrequenzverhalten bei großen Ausgangsleistungen zeigen [60]. Üblicherweise werden Operationsverstärker als invertierende Verstärker aufgebaut, da diese Konfiguration eine gute Amplitudenantwort mit geringem Überschwingen ermöglicht. Ein Current-Feedback-Amplifier als invertierender Verstärker ist in Abbildung 5.10 dargestellt.

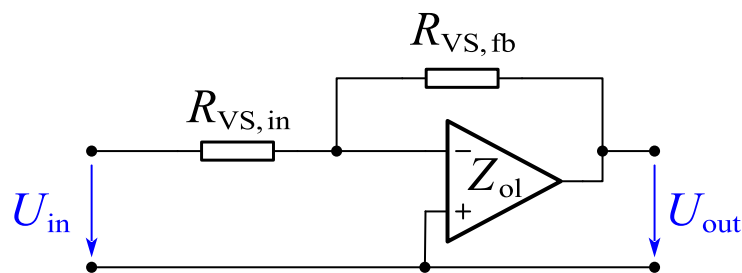


Abbildung 5.10: Current-Feedback-Amplifier als invertierender Verstärker

Die geschlossene Übertragungsfunktion des invertierenden Verstärkers  $G_{cl}$  kann nach (5.26) berechnet werden:

$$G_{cl} = -\frac{Z_{ol} \cdot R_{VS,fb}}{R_{VS,in}(Z_{ol} + R_{VS,fb})} \quad (5.26)$$

Als Beispiel ist in Abbildung 5.11 die Übertragungsfunktion des Current-Feedback-Operationsverstärkers ADA4870 von Analog Devices [61] als *unkompensiert* aufgeführt.

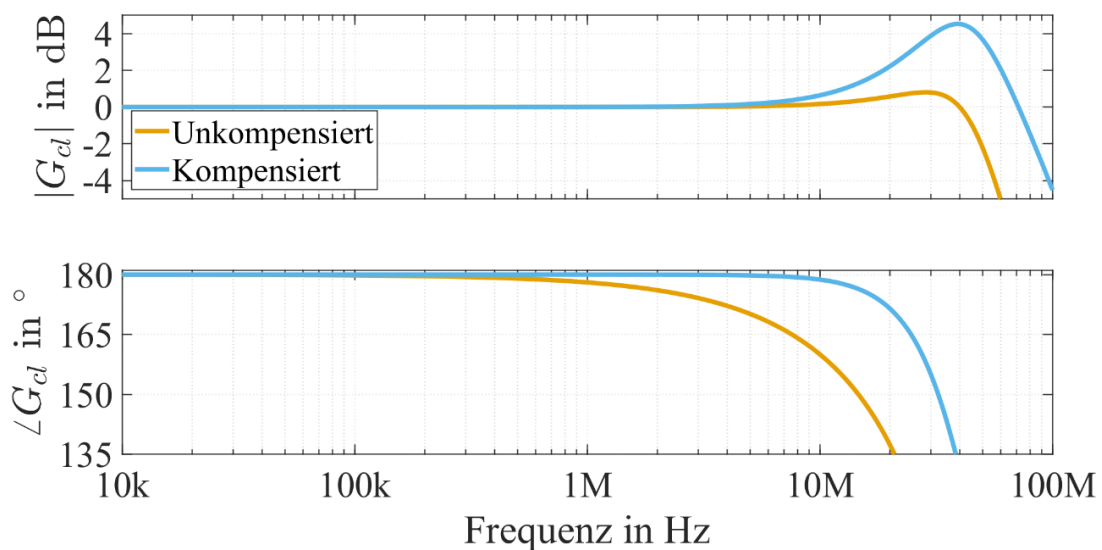


Abbildung 5.11: Übertragungsfunktion des Current-Feedback-Amplifiers als invertierender Verstärker [55]

Es ist auffällig, dass die Phase bereits ab einer Frequenz von 1 MHz abfällt und somit die erreichbare Einfügedämpfung des AEF im hohen Frequenzbereich stark einschränken wird. Durch das Einbringen einer zusätzlichen Nullstelle in die Übertragungsfunktion durch eine Kapazität  $C_{VS,in}$  parallel zum Eingangswiderstand  $R_{VS,in}$  (siehe Abbildung 5.12) kann das Absinken der Phase verhindert und somit ein deutlich besseres Hochfrequenzverhalten erzielt werden [59]. Dieses ist in Abbildung 5.11 als *kompensiert* gekennzeichnet.

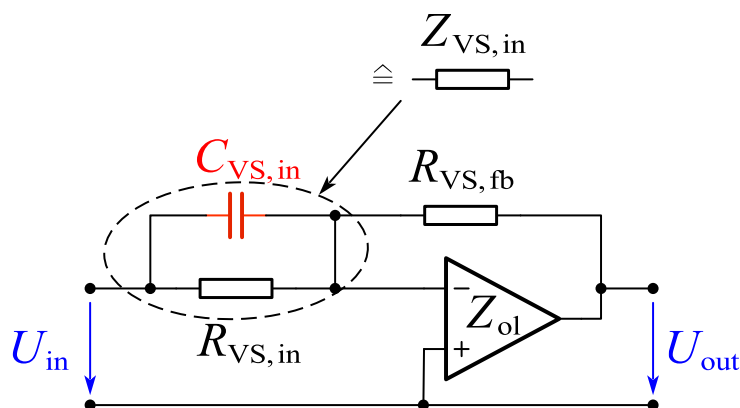


Abbildung 5.12: Invertierender Verstärker mit Kompensationskapazität  $C_{CSin}$  [55]

Zur effektiven Reduktion der CM-Drossel  $L_{CM1}$  in einen Bereich von 10  $\mu\text{H}$  bis 100  $\mu\text{H}$  ist gemäß Abbildung 5.8 eine Spannungsquelle notwendig, die einen Strom im Bereich von 10 A und eine Spannung bis 10 V bereitstellen kann. Die Eckfrequenz der Spannungsquelle sollte größer 10 MHz sein. Operationsverstärker, die diese Anforderungen erfüllen, übersteigen die Kosten der CM-Drosseln. Deshalb scheiden sie als Spannungsquelle aus. Bisher wurden für diesen Leistungsbereich vorwiegend Transistorendstufen verwendet [42, 43, 46], die im nächsten Abschnitt genauer analysiert werden.

### 5.4.2 Class-AB-Verstärker

Class-AB-Verstärker wurden als Kompromiss aus geringen Verlusten und geringer Ausgangsverzerrung entwickelt. Sie bestehen aus zwei Leistungshalbleitern in einer Halbbrückenkonfiguration, bei denen immer mindestens einer im aktiven Bereich betrieben wird, sodass jeweils ein Leistungshalbleiter eine Stromhalbwelle übernimmt. Da Transistoren nur eine begrenzte Stromverstärkung aufweisen, die Verstärkung der Endstufe bis zu einem gewissen Grad lastabhängig ist und um Temperaturabhängigkeiten zu kompensieren, kann der AB-Verstärker in die Feedbackschleife eines Operationsverstärkers integriert werden. Ein solcher Aufbau ist in Abbildung 5.13 zu sehen.

Mittels der Widerstände  $R_{OP}$  sowie der Dioden  $D_1$  und  $D_2$  lassen sich die Betriebspunkte der Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  und somit der Ruhestrom einstellen. Bei der Wahl eines Current-Feedback-Operationsverstärkers lässt sich die Bandbreite der Schaltung über  $R_{FB}$  einstellen. Die Verstärkung ergibt sich aus  $R_{FB}/Z_{in}$ . Es ist darauf zu achten, dass die Bandbreite des Operationsverstärkers nicht größer als die der Transistoren ist, da es sonst zur Instabilität kommen kann. Zur Stabilitätsanalyse kann die Eingangsspannung  $U_{Int}$  auf null gesetzt, die Feedbackschleife am Feedbackwiderstand aufgetrennt und ein Testsignal eingespeist werden. In dieser Arbeit werden die Transistoren ZXT849K und ZXT951K von Zetex verwendet, da sie einen Spitzenstrom von 15 A und eine Spannung von 30 V bereitstellen können. Als Operationsverstärker wird der Current-Feedback-Operationsverstärker ADA4870 von Analog Devices verwendet. Die offene Schleifenverstärkung zur Stabilitätsanalyse dieser Bauteile wurde mittels LTSpice bestimmt und ist in Abbildung 5.14 dargestellt.

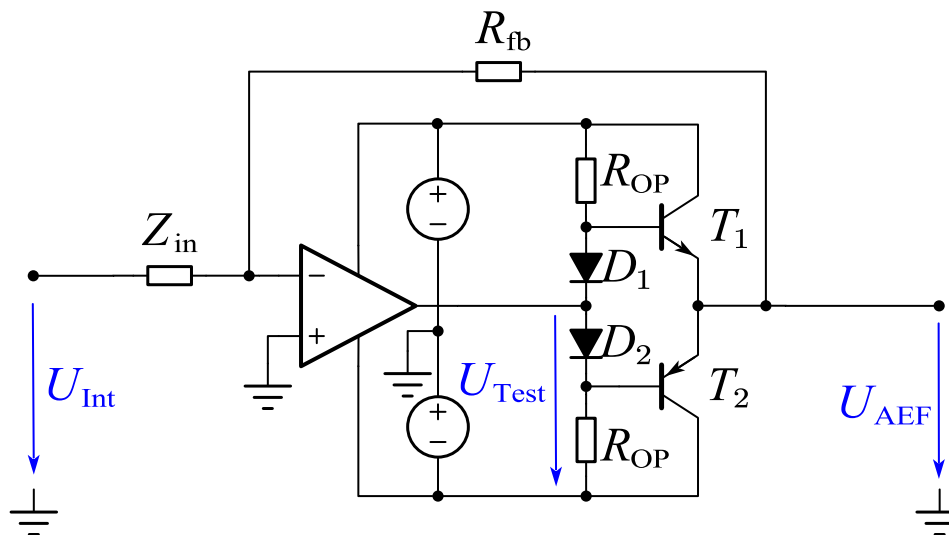


Abbildung 5.13: Class-AB-Verstärker mit Anpassungsschaltung

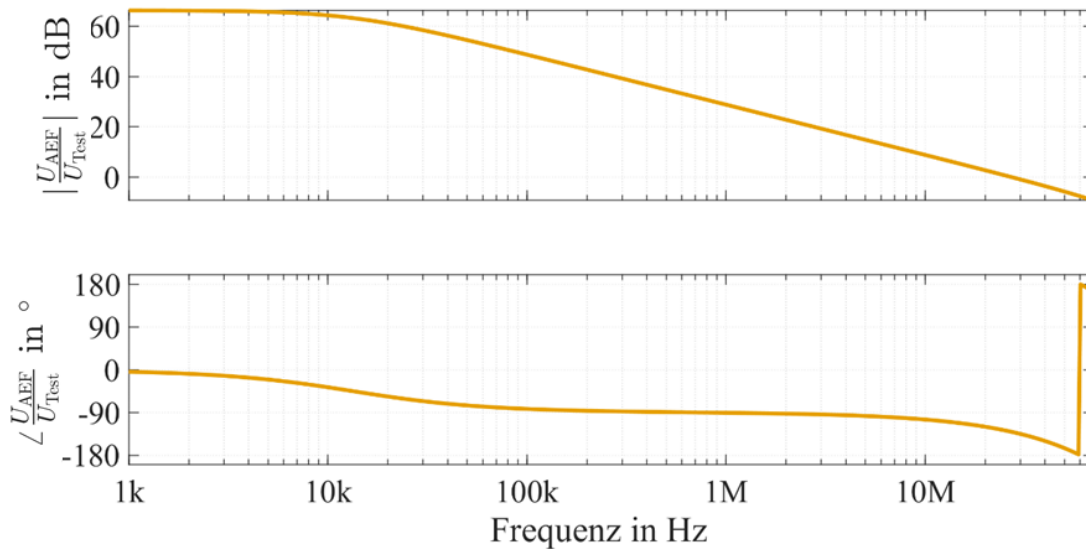


Abbildung 5.14: Offene Schleifenverstärkung des Class-AB-Verstärkers

Es ist ersichtlich, dass der 0-dB-Durchtrittspunkt bei 27 MHz liegt. Die Phasenreserve beträgt 50°. Der Class-AB-Verstärker ist stabil. Die frequenzabhängige Verstärkung des Verstärkers ist in Abbildung 5.15 dargestellt und mit der Verstärkung des Operationsverstärkers ohne zusätzliche Endstufe verglichen. Bis zu 10 MHz liegen die Kurven übereinander. Lediglich bei höheren Frequenzen ist eine geringfügige Abweichung ersichtlich. Der Class-AB-Verstärker ist somit für das FF CSCI AEF geeignet.

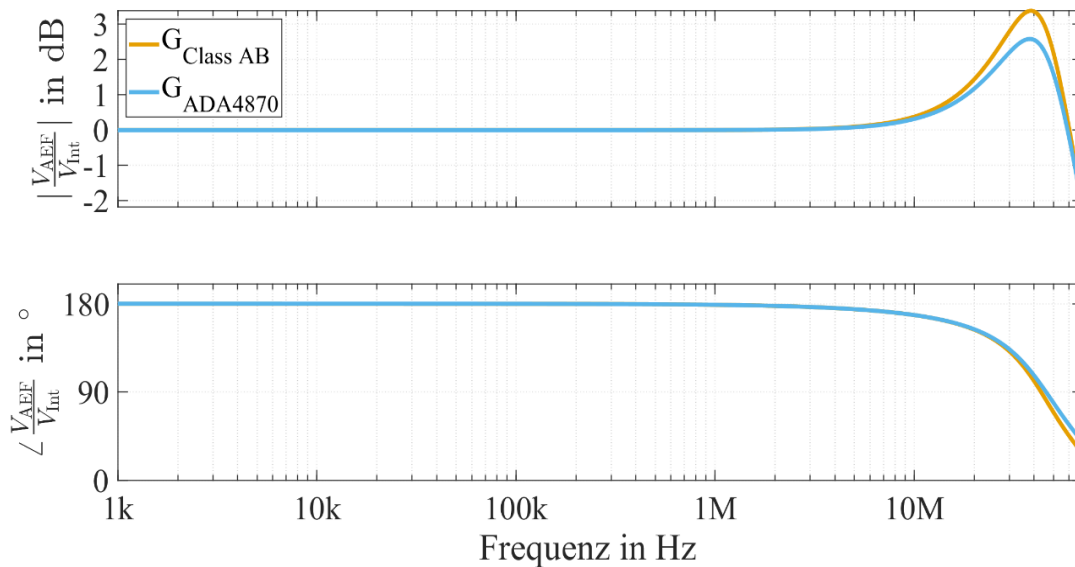


Abbildung 5.15: Übertragungsfunktion des Class-AB-Verstärkers

### 5.4.3 Class-D-Verstärker

Bei Class-D-Verstärkern handelt es sich um eine Verstärkerschaltung, die mit geschalteten Bauteilen arbeitet. Die Vermeidung des aktiven Bereichs der Halbleiter verringert die Verluste des Verstärkers signifikant. Deshalb werden diese Verstärker zunehmend im Audibereich eingesetzt. Nachteile liegen in der geringeren Bandbreite, da die Bauteile nur mit einer begrenzten Geschwindigkeit geschaltet werden können. Im Einbringen

zusätzlicher hochfrequenter Störungen durch das Schalten der Halbleiter und in der Verzerrung des Signals wird dies deutlich. Durch das Aufkommen von Leistungshalbleitern mit einem breiten Bandabstand wie Galliumnitrid stellen Schaltflanken von wenigen Nanosekunden kein Problem mehr dar. Dadurch lassen sich Class-D-Verstärker mit einer Schaltfrequenz von mehreren MHz realisieren. Die zusätzlichen Störungen des Class-D-Verstärkers können entweder passiv oder aktiv [62] unterdrückt oder durch ein geeignetes PWM-Verfahren so weit reduziert werden, dass sie für die Audiotechnik nicht mehr relevant sind [63]. In den Veröffentlichung [57] und [58] werden Class-D-Verstärker ohne zusätzliche Filter betrieben. Es zeigt sich jedoch, dass die Verzerrung besonders durch die Totzeit, die zur Vermeidung von Brückenkurzschlüssen notwendig ist, eine erhebliche Verzerrung in das Signal einbringt. Diese kann mittels Rückkopplung verringert werden [64]. Durch die Verzögerungen der schaltenden Bauelemente muss die Rückkopplung aber stark in der Bandbreite eingeschränkt werden und ist somit für hochfrequente Anteile des Signals nicht wirksam. Aus diesem Grund ist der Class-D-Verstärker nur in ausgewählten Anwendungen als Endstufe für einen AEF geeignet und wird in dieser Arbeit nicht weiter berücksichtigt.

## 5.5 Abschätzung des Optimierungspotentials für die Referenzsysteme

Basierend auf der optimierten FF-CSCI-mit-Integrator-Topologie wird im Folgenden das Potential zur Filterreduktion anhand der vier Referenzsysteme abgeschätzt. Dazu wird in der Simulation, wie in Abbildung 4.38 dargestellt, die ideale Spannungsquelle durch den Class-AB-Verstärker ersetzt. Es werden zwei parallel geschaltete Endstufen angenommen, sodass ein maximaler Strom von 30 A bezogen werden kann. Es wird erneut eine Filteroptimierung wie auf Abbildung 4.12 durchgeführt. Als Abbruchkriterium werden neben den vier Bedingungen *Einfügedämpfung erreicht*, *Phasenreserve*  $\geq 10^\circ$ , *Amplitudenreserve*  $\geq 2$  dB und  $L_{CMx} > 1 \mu H$ , die Bedingung  $\hat{I}_{AEF} < 30 A$  verwendet.  $\hat{I}_{AEF}$  wird nach (5.20) bestimmt. Die Einfügedämpfung der einzelnen Systeme sind in Abbildung 5.16 bis 5.19 dargestellt.

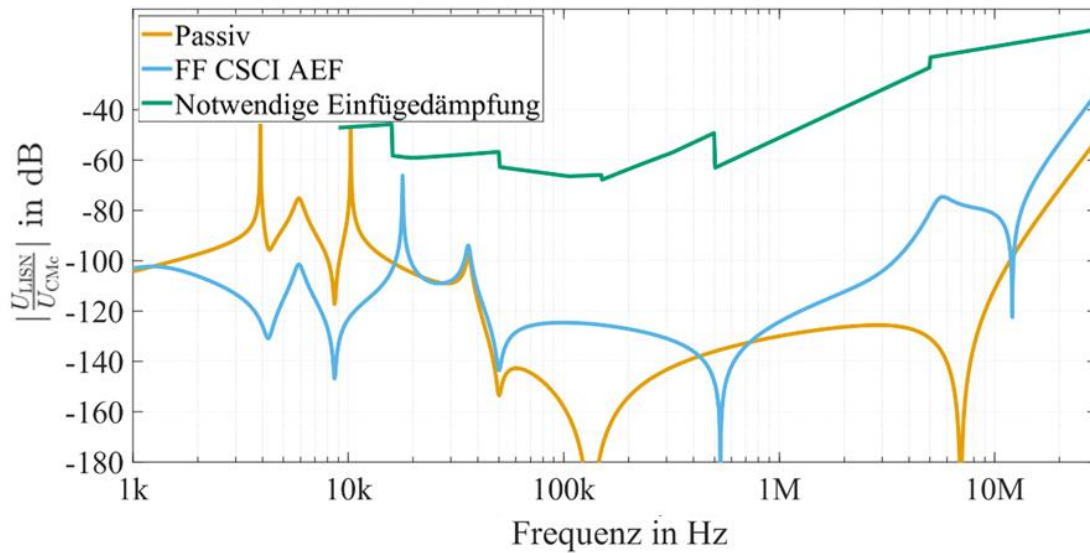


Abbildung 5.16: Einfügedämpfung des Referenzsystems 1 mit passivem Filter nach Auslegungrichtlinie 2 (*passiv*) verglichen mit dem FF CSCI AEF mit Integrator

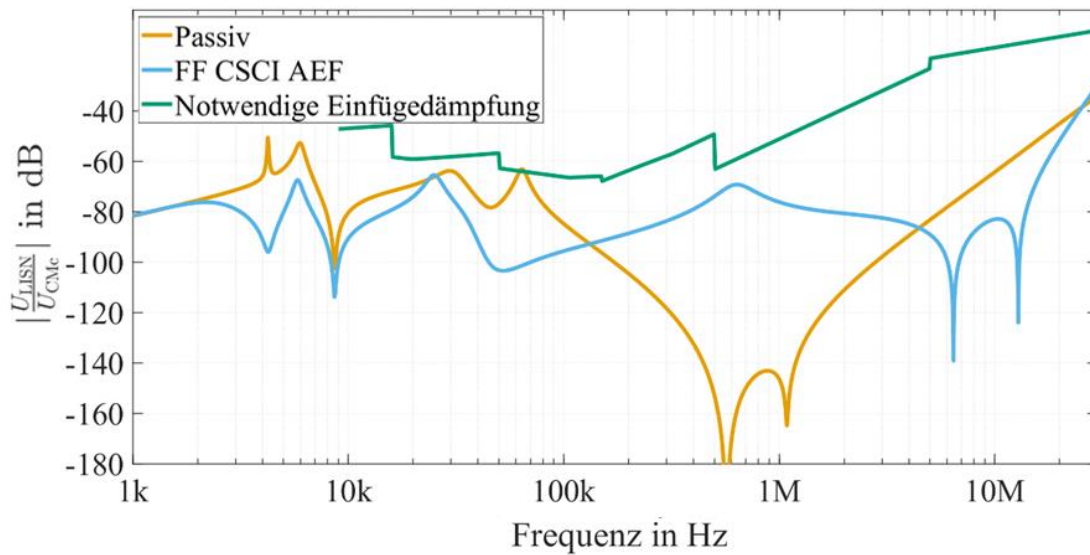


Abbildung 5.17: Einfügedämpfung des Referenzsystems 2 mit passivem Filter nach Auslegungrichtlinie 2 (*passiv*) verglichen mit dem FF CSCI AEF mit Integrator

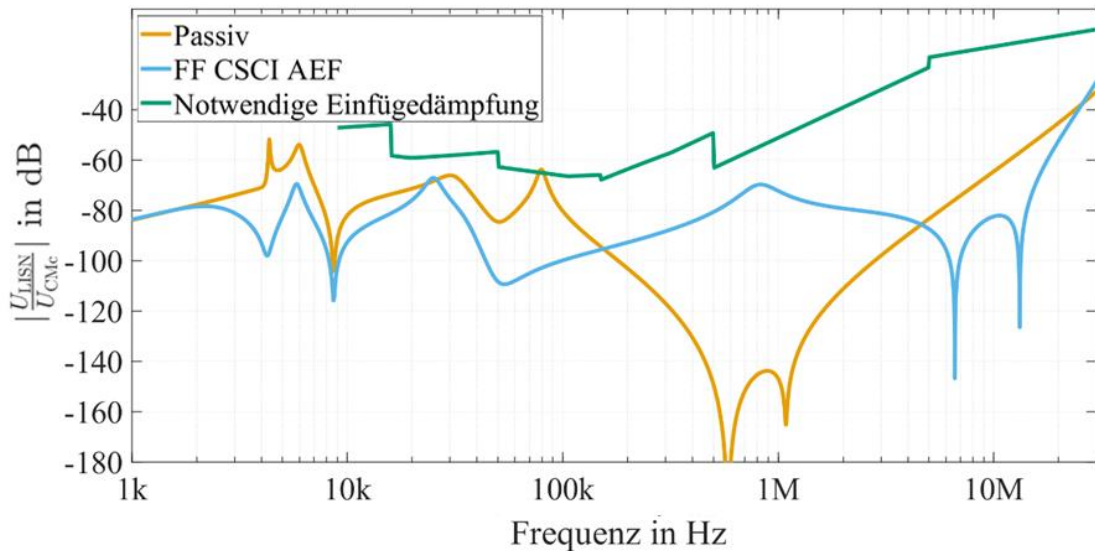


Abbildung 5.18: Einfügedämpfung des Referenzsystems 3 mit passivem Filter nach Auslegungslinie 2 (*passiv*) verglichen mit dem FF CSCI AEF mit Integrator

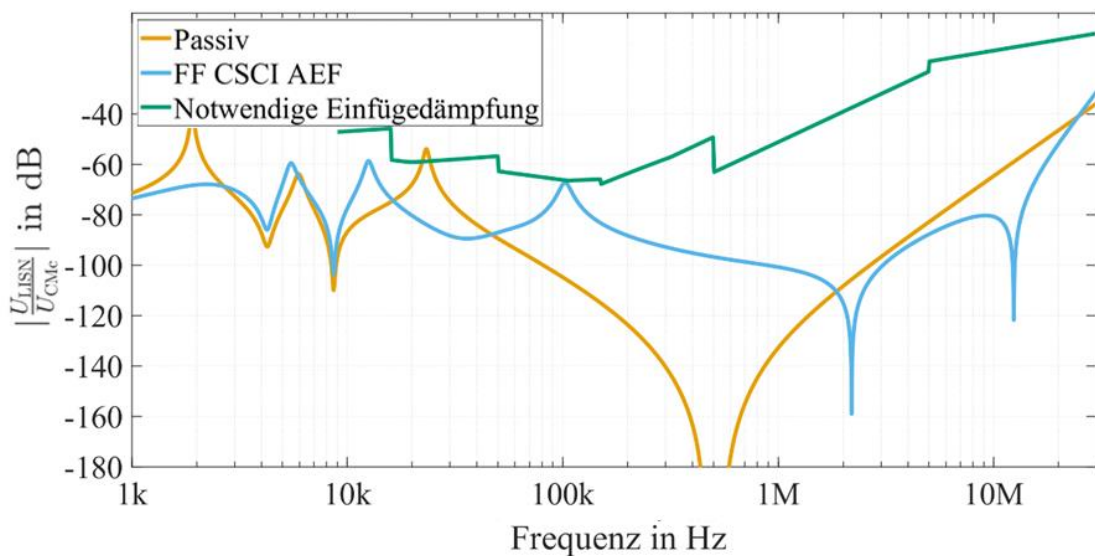


Abbildung 5.19: Einfügedämpfung des Referenzsystems 4 mit passivem Filter nach Auslegungslinie 2 (*passiv*) verglichen mit dem FF CSCI AEF mit Integrator

Die Ergebnisse der Auslegung der CM-Induktivitäten sind in Tabelle 5.3 für  $L_{CM1AEF}$  und  $L_{CM2AEF}$  zusammengefasst, während die Werte der CM-Induktivitäten der passiven Filterauslegung mit  $L_{CM1}$  und  $L_{CM2}$  gekennzeichnet sind. Das Verhältnis der notwendigen Induktivität für das AEF im Vergleich zur rein passiven Lösung ist mit  $L_{CMxAEF}/L_{CMx}$  angegeben. Es liegt für die beiden Filterauslegungen der CM-Drossel  $L_{CM1}$  im Bereich von 8,5 % bis 1500 %. Der Wert von 1500 % ergibt sich für das Referenzsystem 4 mit der Filterauslegung 1, die einen Wert von 2,9  $\mu\text{H}$  lieferte. Mit diesem Wert ist ein CM-Strom  $\hat{I}_{AEF}$  von bis zu 60 A zu erwarten, was das AEF überlasten würde. Daher muss die Induktivität auf bis zu 44  $\mu\text{H}$  erhöht werden. Für die CM-Drossel  $L_{CM2}$  liegt die geforderte Induktivität im Bereich von 0,2 % bis 24 % des ursprünglichen Werts.

Tabelle 5.3: Vergleich der CM-Drosseln für die Referenzsysteme mit und ohne AEF

Referenzsystem	1		2		3		4	
Filterauslegung	1	2	1	2	1	2	1	2
$L_{CM1}$ in $\mu\text{H}$	17,0	11900	9,8	652	9,3	619	2,9	703
$L_{CM2}$ in $\mu\text{H}$	3150	11900	187	652	177	619	139	703
$L_{CM1AEF}$ in $\mu\text{H}$	1,5		5,1		4,8		44	
$L_{CM2AEF}$ in $\mu\text{H}$	742		1,3		1,2		1,4	
$\frac{L_{CM1AEF}}{L_{CM1}}$ in %	8,5	0,01	52	0,8	5	0,8	1500	0,6
$\frac{L_{CM2AEF}}{L_{CM2}}$ in %	24	6,3	0,7	0,2	0,7	0,2	1,0	0,2
$\hat{I}_{AEF}$ in A	12,6		25,6		23,2		15,5	
$\hat{U}_{AEF}$ in V	9,6		6,8		5,3		3,6	

Zur Bewertung des Einflusses der Induktivitätsreduktion auf das Volumen der Drosseln wird das Volumen der einzelnen Induktivitäten mit der Formel (3.22) sowie den Parametern aus Tabelle 3.8 abgeschätzt und mit dem des rein passiven Filters verglichen. Das Ergebnis ist in Tabelle 5.4 zusammengefasst.

Tabelle 5.4: Vergleich des Volumens der CM-Drosseln für die Referenzsysteme mit und ohne AEF

Referenzsystem	1		2		3		4	
Filterauslegung	1	2	1	2	1	2	1	2
$V_{CM1}$ in $\text{dm}^3$	0	0,006	0,003	0,041	0,003	0,04	0,013	0,418
$V_{CM2}$ in $\text{dm}^3$	0,002	0,006	0,019	0,041	0,018	0,04	0,149	0,418
$V_{CM2AEF}$ in $\text{dm}^3$	0		0,002		0,002		0,072	
$V_{CM2AEF}$ in $\text{dm}^3$	0,001		0,001		0,001		0,008	
$\frac{\Sigma V_{CMxAEF}}{\Sigma V_{CMx}}$ in %	49	8	12	3	12	3	49	10

Es ist ersichtlich, dass je nach Filterauslegung mindestens 51 % (Filterauslegung 1) bzw. mindestens 90 % (Filterauslegung 2) des Volumens der CM-Drosseln eingespart werden kann.

Auch zum Vergleich der Kosten des AEF wurden die Kosten für die CM-Drosseln anhand der Formel (3.22) sowie der Parameter aus Tabelle 3.8 abgeschätzt und anschließend mit den Kosten für ein rein passives Filter verglichen. Die Ergebnisse sind in Tabelle 5.5 zusammengefasst.

Es wird deutlich, dass je nach Filterauslegung des passiven Filters eine Kostenreduktion von mindestens 20 % (Filterauslegung 1) und von mindestens 60 % (Filterauslegung 2) erwartet werden kann. Bei den in dieser Arbeit angenommenen Preisen liegt die Reduktion zwischen 0,81 € und 14,09 € je nach Filtergröße und Filterauslegung. Die erwarteten Kupferverluste der CM-Drosseln sind in Tabelle 5.6 zusammengefasst.

Tabelle 5.5: Vergleich der Kosten der CM-Drosseln für die Referenzsysteme mit und ohne AEF

Referenzsystem	1		2		3		4	
	1	2	1	2	1	2	1	2
Filterauslegung								
$K_{CM1}$ in $\text{dm}^3$	0,63	2,64	2,1	5,27	2,07	5,22	3,51	11,72
$K_{CM2}$ in $\text{dm}^3$	1,98	2,64	4,01	5,27	3,96	5,22	8,21	11,72
$K_{CM2AEF}$ in $\text{dm}^3$	0,37		1,82		1,8		6,37	
$K_{CM1AEF}$ in $\text{dm}^3$	1,44		1,34		1,32		2,98	
$\Sigma K_{CM \times AEF} - \Sigma K_{CMx}$ in €	0,81	3,48	2,95	7,38	2,91	7,32	2,37	14,09
$\frac{\Sigma K_{CM \times AEF}}{\Sigma K_{CMx}}$ in %	69	34	52	30	52	30	80	40

Tabelle 5.6: Vergleich der Kupferverluste der CM-Drosseln für die Referenzsysteme mit und ohne AEF

Referenzsystem	1		2		3		4	
	1	2	1	2	1	2	1	2
Filterauslegung								
$P_{CM1}$ in W	0,53	1,78	1,47	3,19	1,45	3,16	2,26	6,25
$P_{CM2}$ in W	1,39	1,78	2,53	3,19	2,5	3,16	4,63	6,25
$P_{CM1AEF}$ in W	0,33		1,3		1,28		3,74	
$P_{CM2AEF}$ in W	1,06		1		0,99		1,97	
$\frac{\Sigma P_{CM \times AEF}}{\Sigma P_{CMx}}$ in %	73	39	57	36	58	36	83	46

Die Reduktion der Verluste der CM-Drosseln liegt je nach Filterauslegung zwischen 17 % (Filterauslegung 1) und 54 % (Filterauslegung 2).

Zur Abschätzung der Verluste des AEF wird angenommen, dass die Spannung  $U_C + U_{AEF}$  (siehe Abbildung 5.1) null ist. Die Leistung des AEF-Zweigs,  $P = (U_C + U_{AEF}) \cdot I_{AEF}$ , beträgt somit zu jedem Zeitpunkt null. Das AEF muss daher lediglich die Leistung zum Laden und Entladen des Kondensators  $C_{y2}$  (siehe Abbildung 5.1) aufbringen. Diese Leistung ist jedoch eine reine Blindleistung und ergibt gemittelt über eine Periode null. Die gemittelte Leistung des AEF,  $\bar{P}_{AEF}$ , ist ebenfalls null.

Dennoch benötigt das AEF zur Erzeugung der Ausgangsspannung eine Endstufe. Diese ist ein Class-AB-Verstärker (siehe Abbildung 5.13), dessen Verluste nicht vernachlässigt werden können. Zur Abschätzung der Verluste wird Abbildung 5.20 herangezogen. Es wird angenommen, dass die mittleren Ansteuerungsverluste  $\bar{P}_{int}$  und die mittlere AEF-Leistung  $\bar{P}_{AEF}$  null sind, sodass alle ein- und ausgehenden Leistungen des Bilanzraums ebenfalls null sind. Folglich ist es ausreichend, die Leistungen innerhalb des Bilanzraums zu betrachten. Innerhalb des Bilanzraums kann Energie lediglich durch die Spannungsquellen  $E_+$  und  $E_-$  eingebracht werden. Diese Energie wird im Mittel durch die Transistoren  $T_1$  und  $T_2$  in Wärme umgewandelt. In diesem Aufbau wirken die Transistoren als Dioden: Ist  $I_{AEF}$  größer null, fließt der Strom als  $I_+$ , während  $I_-$  null ist; ist der Strom kleiner null, fließt er als  $I_-$  und  $I_+$  ist null.

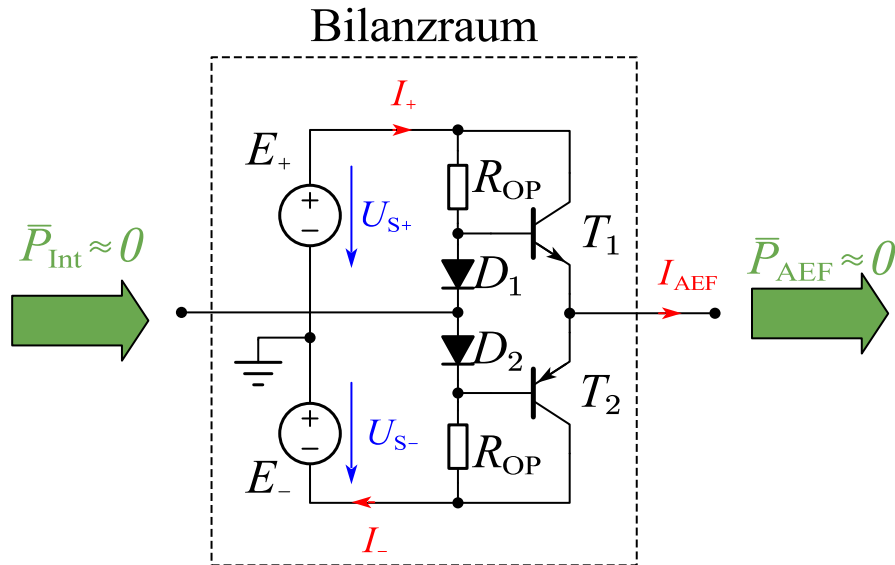


Abbildung 5.20: Schaltbild des Class-AB-Verstärkers zur Abschätzung der Verluste

Die Leistungen der positiven und negativen Spannungsversorgung des Verstärkers lassen sich somit nach Formel (5.27) berechnen. Unter der Annahme, dass  $U_{S+} = -U_{S-} = U_S$ , ergibt sich die Leistung des Verstärkers nach Formel (5.28):

$$P_+ = U_{S+} \cdot I_+ = U_+ \cdot I_{AEF} \quad \text{wenn } I_{AEF} < 0 \quad (5.27)$$

$$P_- = U_{S-} \cdot I_- = U_- \cdot (-I_{AEF}) \quad \text{wenn } I_{AEF} > 0$$

$$P = P_+ + P_- = U_S \cdot |I_{AEF}| \quad (5.28)$$

Aus Abschnitt 5.4 ist bereits bekannt, dass der Stromverlauf des AEF einer abklingenden Schwingung entspricht, die durch eine Schalthandlung des Umrichters angeregt wird. Die Verlustenergie  $E_{SH}$ , die eine einzelne Schalthandlung hervorruft, kann mittels der Formel (5.29) bestimmt werden, wobei  $t_{SH}$  der Zeit entspricht, bis die Schwingung abgeklungen ist:

$$E_{SH} = U_S \cdot \int_0^{t_{SH}} |I_{AEF}(t)| dt \quad (5.29)$$

Das Integral kann mit dem Schaltbild gemäß Abbildung 5.6 für die verschiedenen Referenzsysteme bestimmt werden. Für die anregende Spannung  $U_{CM,c}$  wird ein Wert von  $\frac{V_{DC}}{3} = \frac{600 \text{ V}}{3}$  angenommen. Die Stromverläufe der Systeme sind in Abbildung 5.21 dargestellt.

Die Versorgungsspannung  $U_S$  ergibt sich nach (5.23). Das Integral des AEF-Stroms für eine Schalthandlung, die Versorgungsspannung und die berechneten Verluste pro Schalthandlung sind in Tabelle 5.7 zusammengefasst. Die mittlere Verlustleistung des Verstärkers kann nach (5.30) berechnet werden, wobei  $n_{SH}$  der Anzahl an Schalthandlungen des Umrichters pro Schaltperiode entspricht. Für einen Zwei-Level-Umrichter sind dies sechs Stück. Die Schaltfrequenz des Umrichters ist durch  $f_{sw}$  dargestellt. Sie soll für die Berechnung der Verluste mit 8 kHz angenommen werden.

$$\bar{P}_{\text{AEF}} = E_{\text{SH}} \cdot n_{\text{SH}} \cdot f_{\text{sw}} \quad (5.30)$$

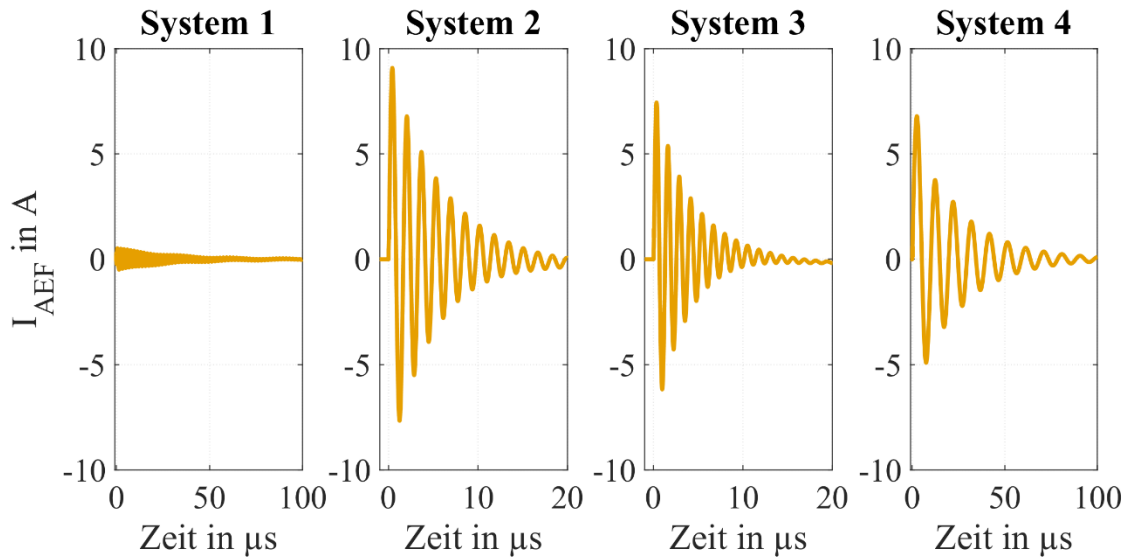


Abbildung 5.21: Ausgangsstrom des AEF für eine Schalthandlung der verschiedenen Referenzsysteme

Die Verluste für die verschiedenen Referenzsysteme sind in Tabelle 5.7 zusammengestellt.

Tabelle 5.7: Berechnete AEF-Verluste für die Referenzsysteme

Referenzsystem	1	2	3	4
$\int_0^{t_{\text{SH}}}  I_{\text{AEF}}(t)  dt$ in $\text{A}^2\text{s}$	$1,2 \cdot 10^{-5}$	$3,45 \cdot 10^{-5}$	$2,2 \cdot 10^{-5}$	$1,1 \cdot 10^{-4}$
$U_S$ in V	8,3	2,9	2,3	1,6
$E_{\text{SH}}$ in $\mu\text{J}$	97,6	100,2	49,6	163,3
$\bar{P}_{\text{AEF}}$ in W	4,7	4,8	2,3	7,8

Es ist zu erkennen, dass die Verluste des AEF für alle Referenzsysteme im einstelligen Wattbereich liegen und etwas größer ausfallen als die durch die verkleinerten CM-Drosseln erzielten Einsparungen (siehe Tabelle 5.6).

Diese Ergebnisse verdeutlichen das Potential der FF-CSCI-mit-Integrator-Topologie, passive Filter in allen Referenzsystemen sowohl hinsichtlich des Volumens als auch der Kosten zu optimieren. In diesem Vergleich wurden bisher der Bauraum und die Kosten des AEF vernachlässigt, da eine Abschätzung dieser Parameter ohne den Aufbau und die Verifikation einer Baugruppe schwierig ist. Die Verluste des passiven Filters können durch das AEF verringert werden. Werden lediglich die Leitverluste der CM-Drosseln betrachtet, übersteigen jedoch die Verluste des AEF die Verlustreduktion.

## 5.6 Kapitelzusammenfassung

In diesem Kapitel wurde das FF CSCI AEF mit Integrator im Detail vorgestellt und dessen Einfügedämpfung in Abhängigkeit von der Übertragungsfunktionen der einzelnen

Komponenten hergeleitet. Die Komponenten wurden für eine Verbesserung der Einfügedämpfung optimiert. Es wurden die Anforderungen an den Stromsensor erarbeitet und ein Stromwandler wurde als geeignete Technologie ausgewählt. Es konnte nachgewiesen werden, dass durch die Position des Stromwandlers kein Hochpassfilter für diese Topologie notwendig ist. Der Integrator wurde durch eine zusätzliche Induktivität optimiert, sodass der Einfluss der parasitären Induktivität des Injektionskondensators kompensiert wird. Die Anforderungen an die Spannungsquelle wurden ebenfalls hergeleitet und der Class-AB-Verstärker wurde als geeignete Topologie ausgewählt. Das FF CSCI AEF wurde an den Referenzsystemen getestet und das Potential zur Optimierung des passiven Filters abgeschätzt. Das Potential zur Volumenreduktion liegt zwischen 51 % und 97 %, das Potential zur Kostenreduktion zwischen 20 % und 70 %.

## 6 Messtechnische Validierung

Zur Validierung der Filterwirkung des AEF und des Potentials zur Reduktion des passiven Filters werden zwei Aufbauten analysiert. Der erste Aufbau ist angelehnt an das einphasige CM-Ersatzschaltbild des Antriebssystems. Mithilfe dieses Aufbaus wird die Funktionalität des AEF und die erreichbare Einfügedämpfung überprüft. Der zweite Aufbau stellt ein dreiphasiges System mit einem 400-V-16-kW-AC/DC-Umrichter dar. Es ist angelehnt an das Referenzsystem 2 und 3. Anhand dieses Aufbaus wird das Potential zur Reduktion des passiven Filters getestet.

### 6.1 Validierung am einphasigen CM-Ersatzschaltbild

Zur Validierung des Konzepts des FF CSCI AEF mit Integrator wird ein Aufbau gemäß Abbildung 6.1 erstellt. Die Netznachbildung wird durch den Widerstand  $R_{\text{LISN}}$  von  $16,7 \Omega$  ersetzt und entspricht somit der CM-Impedanz der realen Netznachbildung oberhalb von 200 kHz. Resonanzstellen des Motors und des Kabels werden vernachlässigt, sodass sich die parasitäre Impedanz als Serienschaltung der Kapazität  $C_{\text{par}}$  und des Widerstands  $R_0$  ergibt. Die Kapazität wird mit 100 nF angenommen, was eine großzügige Abschätzung der maximal erwarteten Kapazität im Referenzsystem 4 darstellt (siehe Tabelle 3.4). Die Injektionskapazität wird auf 840 nF festgesetzt und liegt damit unterhalb des maximal zulässigen Werts für die Referenzsysteme 2 bis 4. Die parasitäre Induktivität des Injektionskondensators kann auf 15 nH geschätzt werden. Die CM-Drossel  $L_{\text{CM1}}$  wird mit 1 mH zunächst recht groß gewählt. Sie besitzt eine parasitäre Kapazität von 120 pF. Als Spannungsquelle  $U_{\text{CM,c}}$  kommen sowohl ein Vektor-Netzwerkanalysator als auch ein Signalgenerator mit einem Innenwiderstand von  $50 \Omega$  bzw.  $5 \Omega$  zum Einsatz.

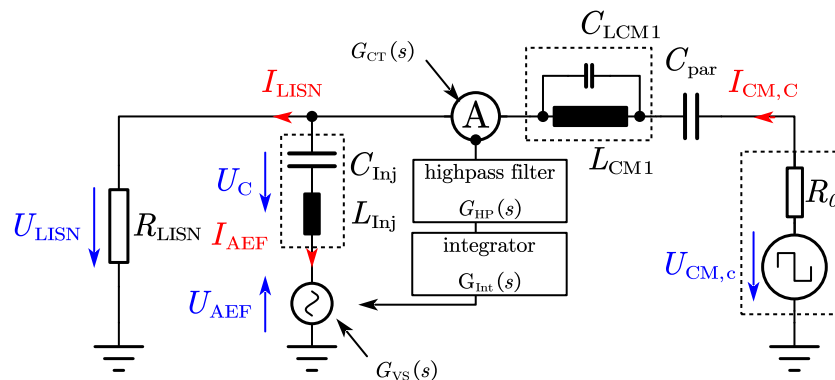


Abbildung 6.1: Vereinfachter Messaufbau zur Validierung des FF CSCI AEF am einphasigen CM-Ersatzschaltbild

Der Aufbau des AEF ist in Abbildung 6.2 dargestellt. Er besteht aus einem Stromwandler mit Verstärker, einem Hochpassfilter, einem Integrator und einer Spannungsquelle. An dieser Stelle wird, trotz der Erkenntnis aus Abschnitt 5.2, dass ein Hochpassfilter für die Referenzsysteme nicht unbedingt notwendig ist, ein solcher zur Begrenzung der unteren Bandbreite des AEF verwendet. Da für diese Validierung lediglich ein geringer CM-Strom zu erwarten ist, wird die Spannungsquelle mittels Operationsverstärker ohne zusätzliche Transistorendstufe realisiert.

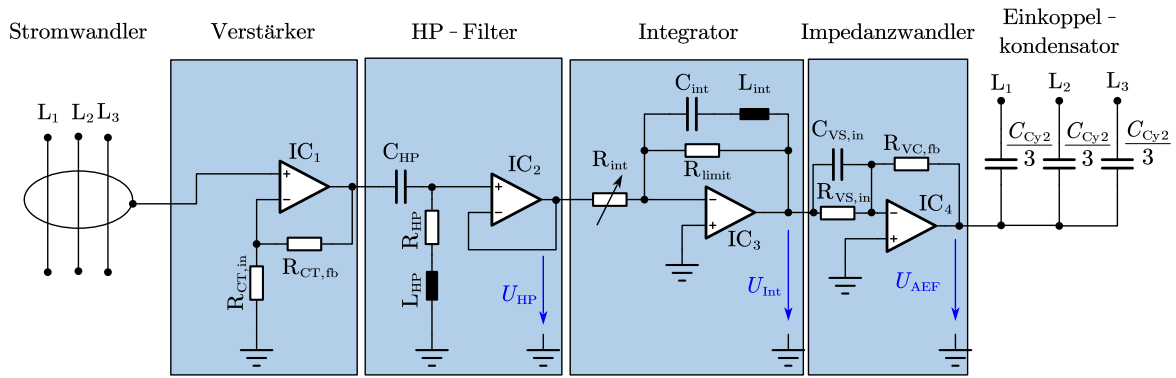


Abbildung 6.2: Schaltplan des FF CSCI AEF mit Integrator [45]

Die Parameter der einzelnen Komponenten ergeben sich aus den in Kapitel 5 hergeleiteten Auslegerichtlinien und sind in Tabelle 6.1 zusammengefasst.

Tabelle 6.1: Parameter des FF CSCI AEF

Parameter	Wert	Parameter	Wert
Stromwandler	Typ: 0,5–1,0 W	$R_{int}$	10 $\Omega$
$R_{CT,in}$	1 M $\Omega$	$C_{int}$	84 nF
$R_{CT,fb}$	0 $\Omega$	$L_{int}$	150 nH
IC <sub>1</sub> , IC <sub>2</sub> , IC <sub>3</sub>	OPA817	$R_{limit}$	1 M $\Omega$
$f_{HP}$	1 kHz	IC <sub>4</sub>	ADA4870
$C_{HP}$	1 $\mu$ F	$R_{VS,in}$	1,2 k $\Omega$
$L_{HP}$	25,3 mH	$R_{VS,in}$	1,2 k $\Omega$
$R_{HP}$	318 k $\Omega$	$C_{VS,in}$	4,5 pF

Zur Messung der erreichten Einfügedämpfung des AEF kommt zunächst ein Vektor-Netzwerk-Analysator (VNA) Typ Bode100 [65] zum Einsatz. Dieser wird wie auf Abbildung 6.3 zu erkennen ist, an das Ersatznetzwerk angeschlossen und ist sowohl auf der Eingangs- als auch auf der Ausgangsseite mit 50  $\Omega$  abgeschlossen. Ein Bild der Leiterplatte mit entsprechenden Anschlüssen ist in Abbildung 6.4 dargestellt.

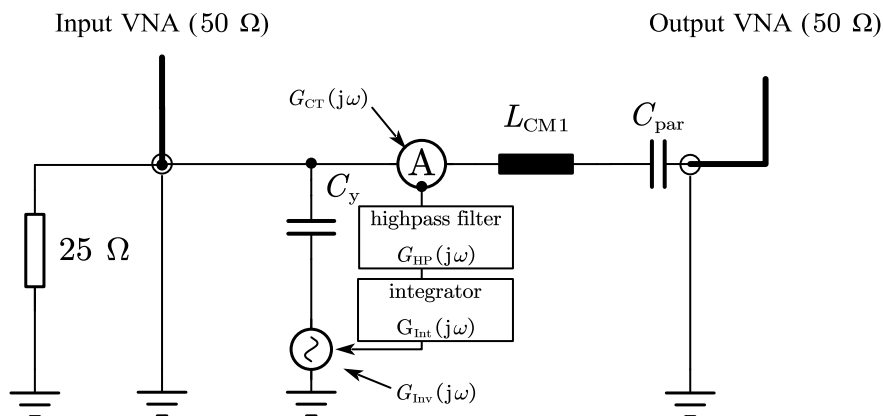


Abbildung 6.3: Anschluss des VNA an die CM-Ersatzschaltung zur Validierung des AEF [45]

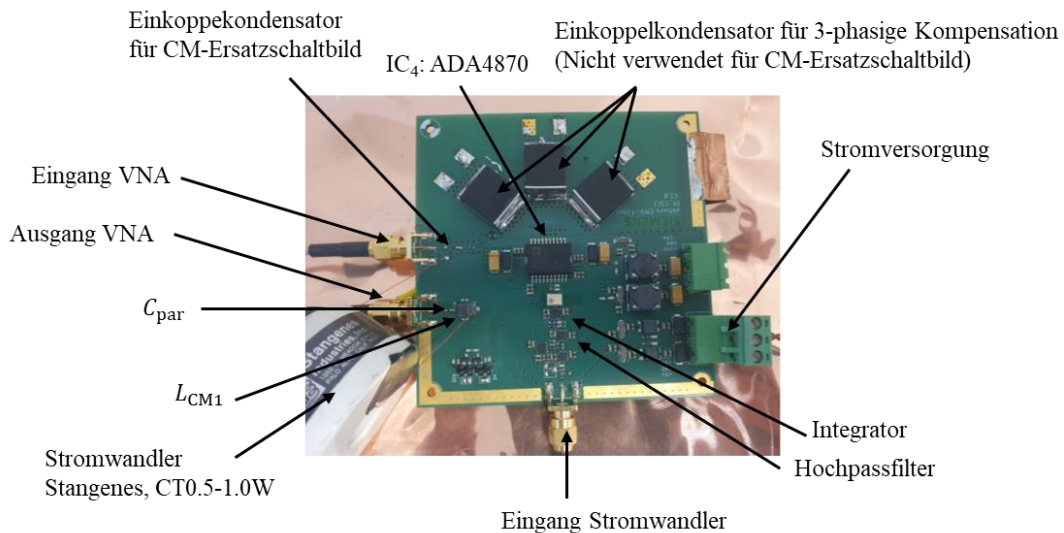


Abbildung 6.4: Leiterplatte und Stromwandler des CM-Ersatzschaltbilds und des AEF [45]

Es werden drei Messungen durchgeführt (siehe Abbildung 6.5). In der ersten wird das AEF mit einer Lötbrücke kurzgeschlossen, sodass die Spannung  $U_{AEF}$  null ist und lediglich das passive Filter mit dem Injektionskondensator  $C_{y2}$  und der CM-Drossel  $L_{CM1}$  eine Dämpfung bewirkt (*passives Filter meas*). Diese Messung wird mit einer LTSpice-Simulation verglichen (*passives Filter sim*). Beide Kurvenverläufe liegen gut übereinander. Lediglich oberhalb von 20 MHz ist eine leichte Abweichung zu erkennen. In der zweiten Messung wird das AEF aktiviert, jedoch ohne Kompensation der parasitären Induktivität des Injektionskondensators (*AEF ohne Kompensation mess*). Die Kurve verläuft bis zu einer Frequenz von 600 Hz wie die des passiven Filters. Es entsteht eine geringfügige Überhöhung aufgrund des Hochpassfilters. Ab der Resonanzfrequenz des Hochpassfilters (1 kHz) fällt die Kurve mit 20 dB pro Dekade, bis sie bei  $-80$  dB fast ihr Minimum erreicht und nur noch um wenige dB absinkt. Ab der Resonanzfrequenz bei 2 MHz steigt sie wieder an. In der dritten Messung wird die parasitäre Induktivität des Injektionskondensators mittels  $L_{Int}$  kompensiert (*AEF mit Kompensation mess*). Es ist zu sehen, dass die Kurve bis zu  $-100$  dB sinkt und somit zusätzliche 20 dB Einfügedämpfung im dreistelligen kHz-Bereich verursacht. Abgesehen von den Resonanzstellen bei 150 kHz und 2 MHz entspricht die Messung weitgehend der Simulation.

Im nächsten Schritt kann mittels (6.1) die spannungsbasierte Einfügedämpfung aus den Mess- und Simulationsdaten berechnet werden. Diese sind in Abbildung 6.6 dargestellt.

$$IL_{dB} = 20 \log_{10} \left( \left| \frac{U_{LISN}}{U_{LISN}|_{U_{AEF}=0}} \right| \right) \quad (6.1)$$

Es ist zu erkennen, dass für beide Messungen mit AEF ebenso wie in der Simulation die Einfügedämpfung bei 1 kHz zunächst positiv wird und das AEF zusätzliche Störungen einprägt. Bei größeren Frequenzen wird die Einfügedämpfung negativ und das AEF verringert Störungen

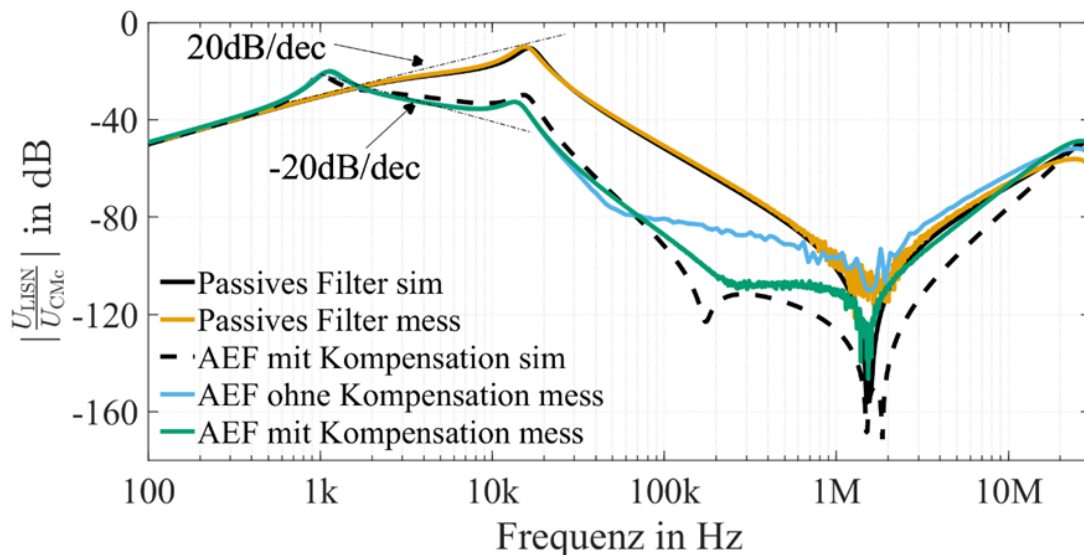


Abbildung 6.5: Vergleich Messung und Simulation des CM-Ersatzschaltbilds ohne und mit AEF [45]

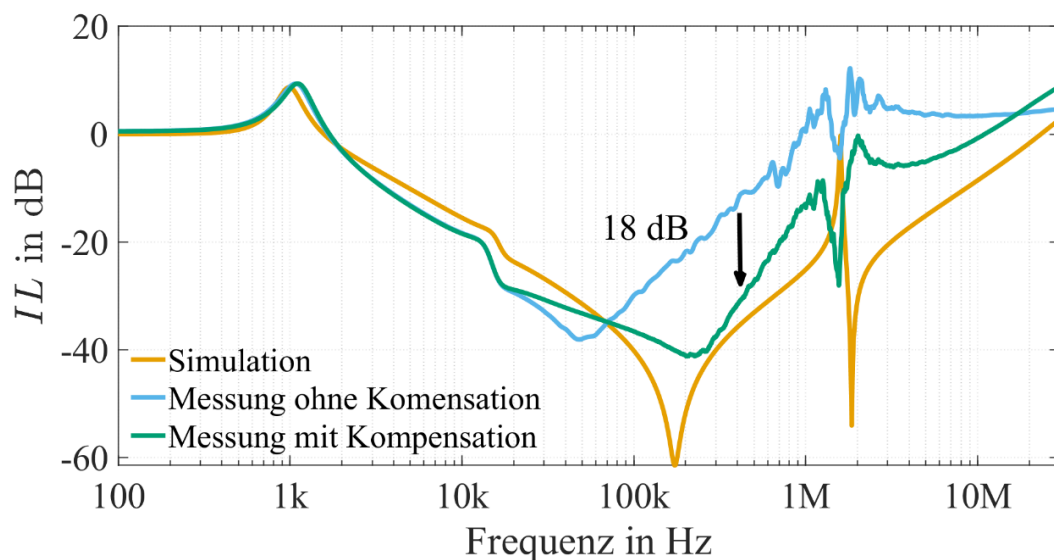


Abbildung 6.6: Spannungsbasierte Einfügedämpfung aus Simulation und Messung des CM-Ersatzschaltbilds [45]

Die Einfügedämpfung fällt aufgrund des zweipoligen Hochpassfilters mit 40 dB pro Dekade ab. Ohne Kompensation erreicht sie bei 40 kHz ihr Minimum mit knapp 40 dB. Mit Kompensation wird das Minimum erst bei knapp über 200 kHz erreicht und steigt erst bei höheren Frequenzen wieder an, wodurch zusätzliche 18 dB Einfügedämpfung erzielt werden. Mit Kompensation erreicht die Einfügedämpfung bei 12 MHz erneut 0 dB. Bei höheren Frequenzen kommt es durch das AEF zur leichten Verstärkung von Störungen. Es kann geschlussfolgert werden, dass sich das AEF in einem weiten Frequenzbereich wie erwartet verhält und eine sehr gute Einfügedämpfung von -40 dB erreicht. Lediglich bei Frequenzen oberhalb von 100 kHz treten Abweichungen von der Simulation auf.

Zur Analyse des Großsignalverhaltens wird der VNA durch ein Signalgenerator mit angeschlossenem Verstärker und einem EMV-Testempfänger ersetzt. Als Signalgenerator und Verstärker kommen ein 33509B von Keysight und ein ADA4870-Evaluationsboard (ADA4870ARR-EBZ) zum Einsatz. Als Spannungsform wird ein Rechtecksignal mit einer Amplitude von  $20 V_{pp}$  verwendet. Als EMV-Testempfänger dient ein ESR 7 von Rohde & Schwarz. Das Rechtecksignal wird als CM-Spannung  $U_{CM,c}$  ins System eingespeist, wobei die verbleibende Spannung  $U_{CM,LISN}$  mittels Messempfänger gemessen wird. Es werden erneut zwei Messungen durchgeführt. Zunächst wird der Ausgang des AEF kurzgeschlossen und die verbleibende Störung gemessen. Danach wird eine Messung mit eingeschaltetem AEF durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 6.7 dargestellt.

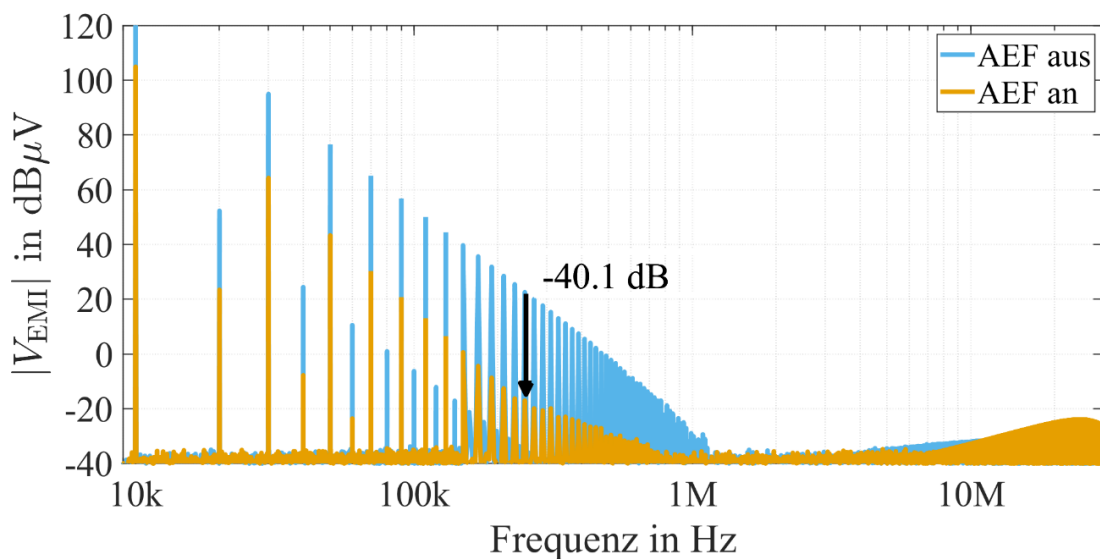


Abbildung 6.7: Messung mit EMV-Testempfänger als  $V_{LISN}$ ; als Störung wird ein Rechtecksignal mit 10 kHz verwendet [45]

Wie zu erwarten, ergibt sich bereits ab 10 kHz eine deutliche Reduktion der Störung durch das AEF, die bis 250 kHz zunimmt und ein Maximum von 40,1 dB erreicht. Ab 10 MHz ist eine leichte Erhöhung der Störung zu beobachten. Damit zeigt das AEF eine sehr ähnliche Einfügedämpfung im Groß- wie im Kleinsignalverhalten.

## 6.2 Validierung am 400-V-16-kW-AC/DC-Umrichter

Zur Validierung des AEF an einem realen System wird ein Laboraufbau gemäß Abbildung 6.8 erstellt. Er besteht aus einem dreiphasigen 400-V-16-kW-AC/DC-Umrichter, einer CM-Ersatzschaltung, einem passiven Filter, einem AEF und einer dreiphasigen Netznachbildung.

Die CM-Ersatzschaltung besteht aus zwei Kondensatoren, die von DC-Minus und DC-Plus des Umrichters einen Sternpunkt bilden, der über einen Widerstand an das Erdpotential angeschlossen ist (siehe Abbildung 6.9). Für die Kapazitäten werden jeweils 48 nF gewählt, sodass die parasitäre Kapazität des Aufbaus verglichen mit dem Referenzsystem 4 (siehe Tabelle 3.4) großzügig nach oben abgeschätzt wird. Der Widerstand wird anhand des Widerstandsbelags des 2YSLCY-JB4G240-Kabels mit einer Kabellänge von

100 m (siehe Tabelle 3.3) auf  $10 \Omega$  geschätzt. Werksseitig ist der Umrichter mit einem passiven Filter ausgestattet. Dessen Topologie ist in Abbildung 6.10 dargestellt.

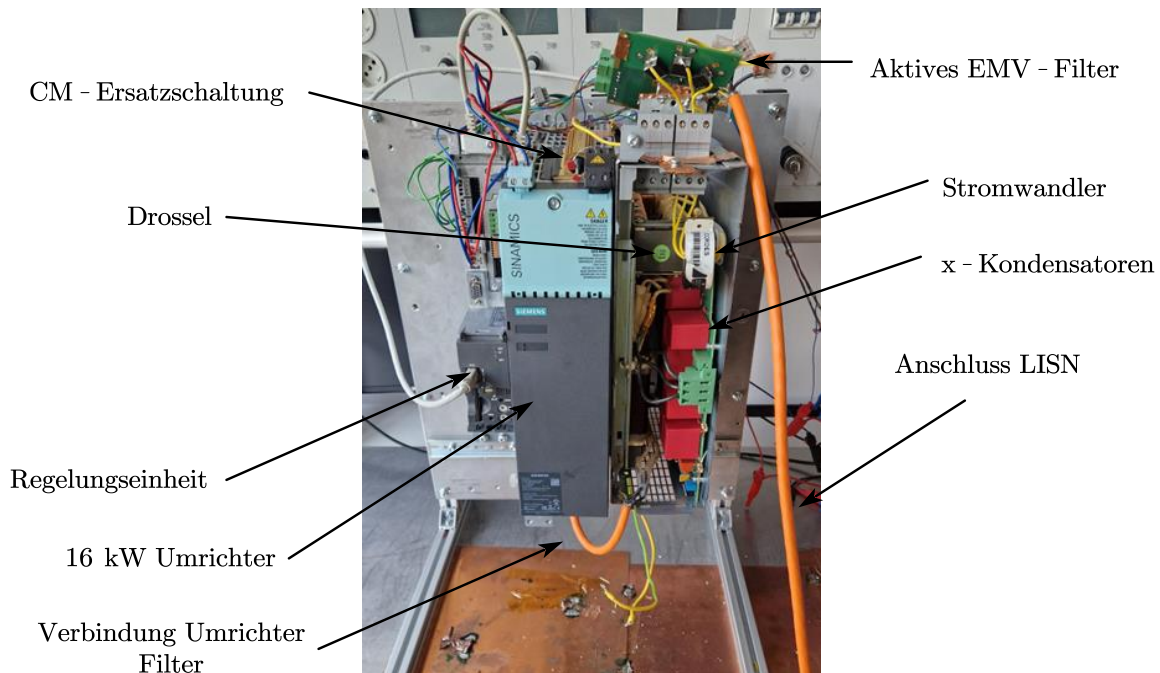


Abbildung 6.8: Laboraufbau, bestehend aus einem 400-V-16-kW-AC/DC-Umrichter mit AEF [45]

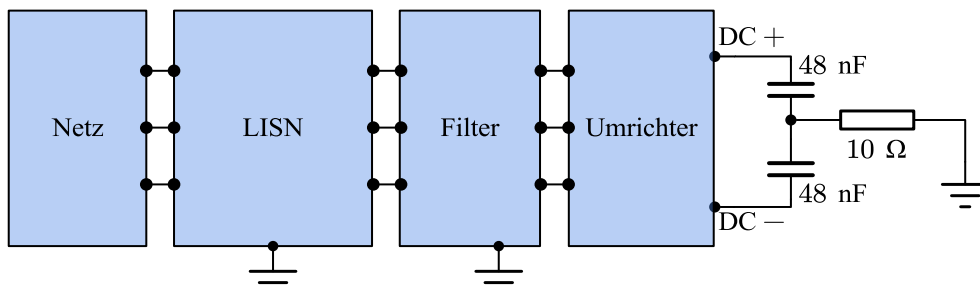


Abbildung 6.9: Schematische Darstellung des Laboraufbaus, inklusive CM-Ersatzschaltung

Das Filter besteht aus einer CM-Drossel  $L_{CM}$ , einer DM-Drossel  $L_{DM}$ , drei Dämpfungswiderständen  $R_{damp}$ , die über drei Kondensatoren  $C_{damp}$  angeschlossen sind, drei x-Kondensatoren und einem y-Kondensator. Die beiden Drosseln sind gekoppelt. Die CM-Drossel ist auf einem Rundkern ausgeführt, um die CM-Induktivität zu maximieren, die im Bereich von mehreren mH liegt. Die DM-Drossel ist hingegen über einen E-Kern realisiert, sodass die DM-Induktivität maximiert wird, wobei die CM-Induktivität dieser Drossel etwa  $100 \mu\text{H}$  beträgt. Das Filterboard und die Drosseln sind in Abbildung 6.11 dargestellt.

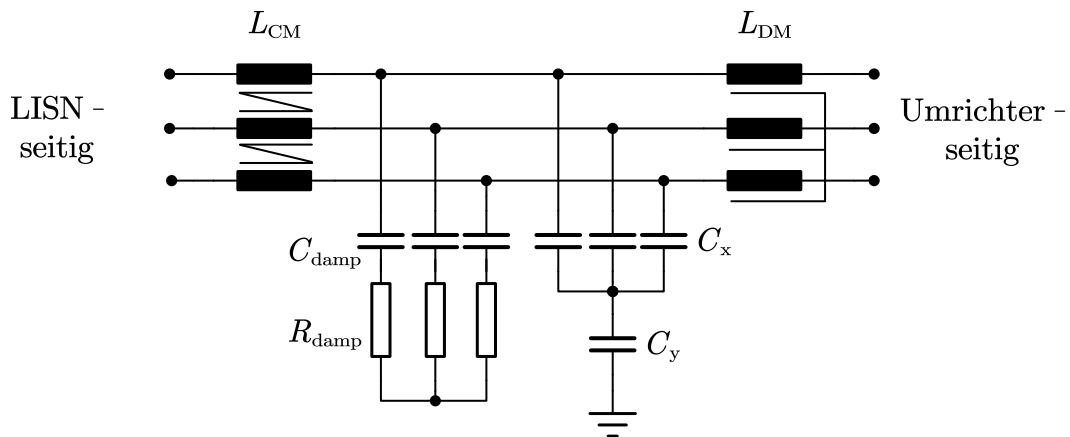


Abbildung 6.10: Topologie des passiven Filters des Umrichters

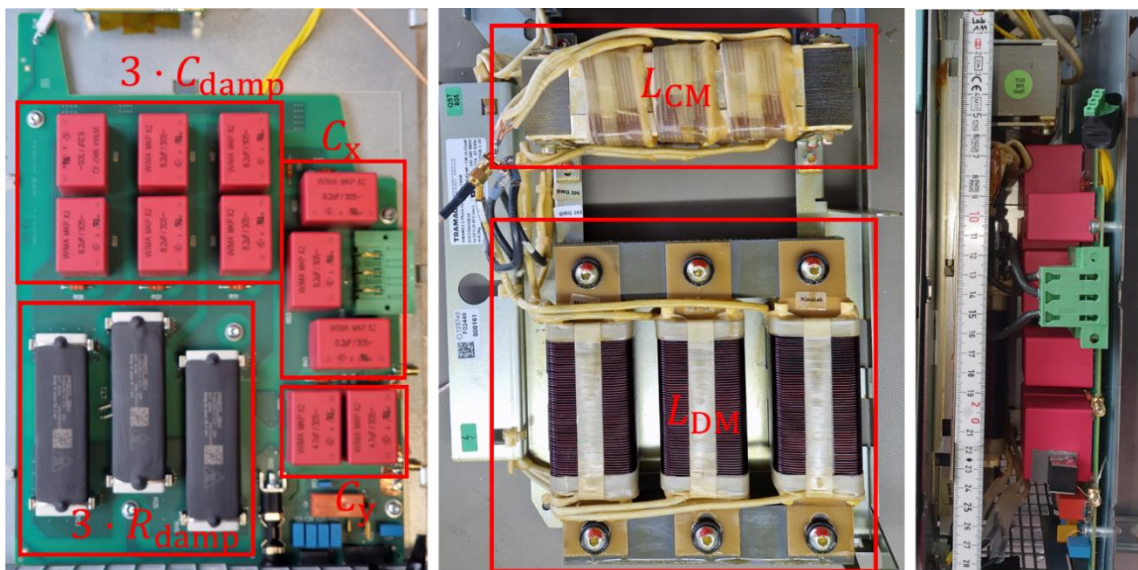


Abbildung 6.11: Bild des Filterboards und der Drosseln des passiven Filters [45]

Es ist zu erkennen, dass die Komponenten zur Dämpfung von DM-Störungen aktuell den größeren Anteil im passiven Filter haben. Es ist jedoch bekannt, dass diese Komponenten durch eine aktive Unterdrückung der Resonanzen mittels Umrichterregelung erheblich in Größe und Gewicht reduziert werden können [66]. Daher soll das AEF die Größe und das Gewicht des CM-Filters verringern. Dieses setzt sich aus der Streuinduktivität der DM-Drossel, einer Serienschaltung aus  $3 \cdot C_x$  und  $C_y$  und der Induktivität der CM-Drossel zusammen. Da die Streuinduktivität der DM-Drossel einen vernachlässigbaren Einfluss auf deren Größe hat, ist das Ziel des AEF, die notwendige Induktivität der CM-Drossel zu verringern und idealerweise die Verwendung einer CM-Drossel überflüssig zu machen. Aus diesem Grund wird für das passive Filter mit integriertem AEF ein Aufbau gemäß Abbildung 6.12 verwendet. In diesem Aufbau wurden die CM-Drossel und der y-Kondensator entfernt. Stattdessen wurden drei zusätzlich y-Kondensatoren angebracht, die direkt mit den Phasen des Systems verbunden sind. Theoretisch könnten auch die drei x-Kondensatoren als Einkoppelpunkt des AEF verwendet werden. Da diese jedoch als THD-Bauelemente mit hoher parasitärer Induktivität ausgeführt sind, werden stattdessen drei zusätzliche SMD-Kondensatoren mit einem Wert von 330 nF zur Bildung

des Einkoppelpunkts eingesetzt. Der CM-Strom wird mithilfe eines Stromwandlers gemessen und durch ein Hochpassfilter sowie einen Integrator verarbeitet. Als Spannungsquelle kommen die in Abschnitt 5.4.2 vorgestellten Transistoren zum Einsatz.

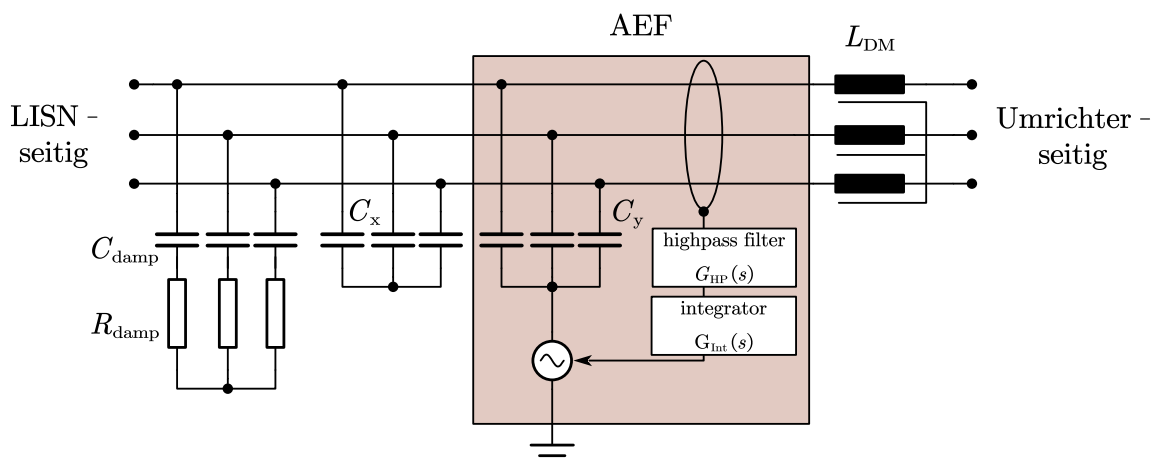


Abbildung 6.12: Topologie des passiven Filters mit integriertem AEF

Es werden erneut drei Messungen durchgeführt. Bei der ersten wird der Umrichter mit passivem Filter betrieben und die Störspannung an der Netznachbildung mittels EMV-Testempfänger gemessen. Das Ergebnis ist in Abbildung 6.13 als *passives Filter* dargestellt. In einer zweiten Messung wurde das hybride Filter angeschlossen, wobei das AEF ausgeschaltet war. Das Ergebnis ist als *AEF aus* gekennzeichnet. In einer dritten Messung wurde das AEF eingeschaltet (*AEF an*). Es ist zu erkennen, dass das passive Filter und das Filter mit AEF eine ähnliche Dämpfung in das System einbringen. Lediglich im Bereich von 40 kHz bis 100 kHz zeigt das passive Filter eine bessere Dämpfung. Dafür dämpft das AEF die Resonanzstelle des passiven Filters bei 200 kHz deutlich und reduziert die Störung um ca. 20 dB. Im Bereich von 7 MHz bis 30 MHz treten mit AEF einige Überhöhungen im Vergleich zum passiven Filter auf. Diese sind jedoch so niedrig, dass sie die positive Wirkung des AEF nicht beeinträchtigen. Das AEF bewirkt bei 150 kHz eine Dämpfung von 42,9 dB und bei 1 MHz von 21,4 dB. Damit erreicht es im realen Aufbau vergleichbare Dämpfungen wie im CM-Ersatzaufbau.

In einem letzten Schritt wird die Robustheit gegenüber einer Änderung der Netzimpedanz getestet. Dazu wird die Netznachbildung aus dem Messaufbau entfernt und das Filter, inklusive des Umrichters, direkt ans Netz angeschlossen. Die verbleibenden Störungen werden mit einer hochimpedanten Spannungssonde TK 9422 von Schwarzbeck am Netzanschlusspunkt gemessen. In Abbildung 6.14 sind die Ergebnisse mit aus- und mit eingeschaltetem AEF dargestellt. Mit ausgeschaltetem AEF liegt die Störspannung am Netzanschlusspunkt im Bereich von 200 kHz etwa 10 dB höher als bei der Netznachbildung. Mit eingeschaltetem AEF wird die Störspannung weiterhin auf 60 dB $\mu$ V reduziert, was einer Einfügedämpfung von -53 dB entspricht. Die Messungen zeigen somit auch ohne Netznachbildung einen stabilen Betrieb und eine effektive Dämpfung durch das AEF.

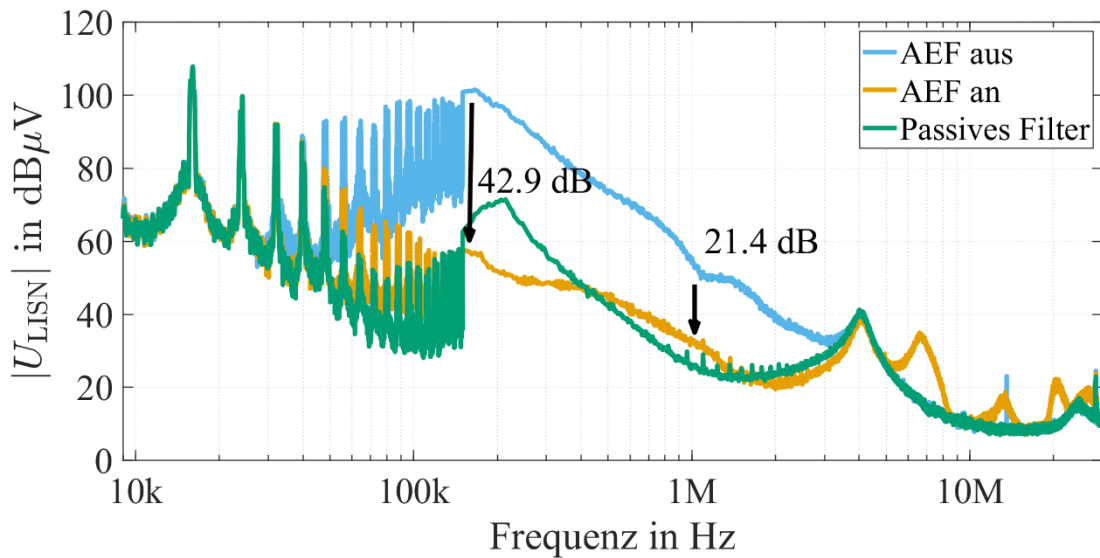


Abbildung 6.13: Störspannung des Umrichters, gemessen an der Netznachbildung mit passivem, ausgeschaltetem AEF und eingeschaltetem AEF [45]

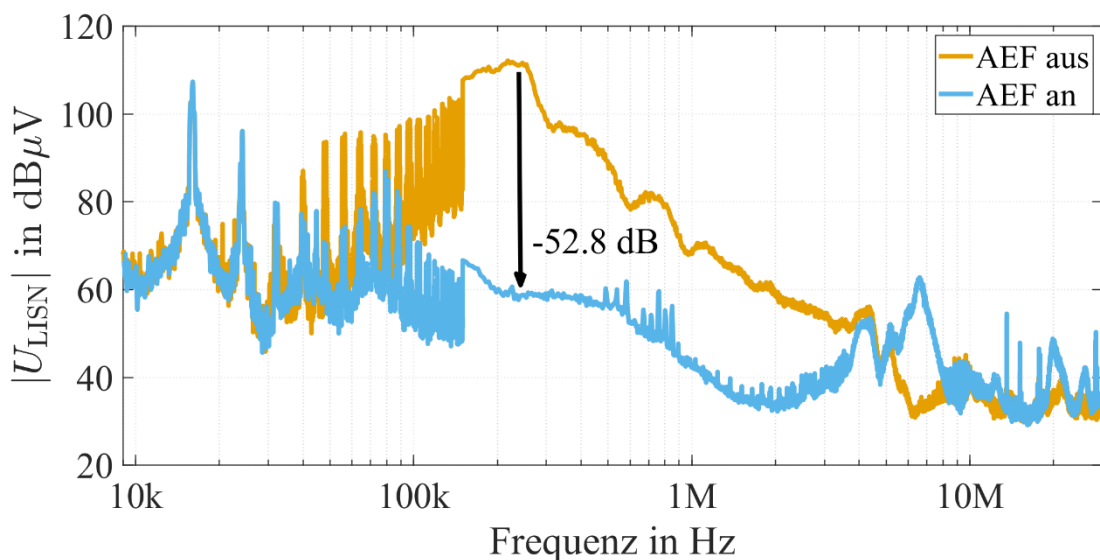


Abbildung 6.14: Störspannung des Umrichters, gemessen am Netzanschlusspunkt mit einer hochimpedanten Spannungssonde TK 9422 von Schwarzbeck [45]

### 6.3 Vergleich passiver und aktiver Filter

Im vorherigen Abschnitt wurde gezeigt, dass eine ähnliche und z. T. bessere Einfügedämpfung des Filters mit AEF erreicht wurde als mit dem passiven Filter, wobei das Filter mit AEF keine CM-Drossel benötigt hat und der y-Kondensator des passiven Filters durch drei SMD-Kondensatoren zur Bildung des Einkoppelpunkts ersetzt wurde. In diesem Abschnitt werden die beiden Filter in Hinblick auf Volumen, Gewicht und Kosten miteinander verglichen. In Tabelle 6.2 sind Volumen und Gewicht der einzelnen Komponenten zusammengefasst. Das DM-Filter hat in Summe ein Volumen von  $2615 \text{ cm}^3$  und ein Gewicht von 6,13 kg. Das passive CM-Filter besitzt ein Volumen von  $820 \text{ cm}^3$  und ein Gewicht von 3,02 kg. Dem stehen für das aktive CM-Filter ein Volumen von  $150 \text{ cm}^3$  und ein Gewicht von 0,35 kg gegenüber. Somit kann das CM-Filter um 81 % im Volumen und 88 % im Gewicht reduziert werden. Bei Betrachtung des gesamten Filters, inklusive

DM-Filter, ergibt sich für das AEF einer Reduktion von 20 % des Volumens und 29 % des Gewichts.

Tabelle 6.2: Volumen- und Gewichtsvergleich des passiven und des aktiven Filters

	Parameter	Größe in cm	Volumen in cm <sup>3</sup>	Gewicht in kg
DM	$3 \cdot C_{\text{damp}}$	8,5 x 13 x 3	332	0,36
	$3 \cdot R_{\text{damp}}$	12,5 x 11,5 x 2	288	0,30
	$L_{\text{DM}}$	17,5 x 19 x 6	1995	5,47
	Gesamt		2615	6,13
CM passiv	$L_{\text{CM}}$	7 x 19 x 4	532	2,73
	$C_y$	16 x 6 x 3	288	0,30
	Gesamt		820	3,03
CM AEF	Leiterplatte	10 x 10 x 1	100	0,1
	Stromwandler	5 x 5 x 2	50	0,25
	Gesamt		150	0,35
Reduktion CM			81 %	88 %
Reduktion CM + DM			20 %	29 %

Der DC-Widerstand der CM-Drossel wurde messtechnisch mit 11 mΩ je Phase bestimmt. Der Verlust der CM-Drossel des passiven Filters ergibt sich demnach gemäß (6.2) zu 17 W:

$$P_{\text{CM}} = 3 \cdot 11 \text{ m}\Omega \cdot (23 \text{ A})^2 = 17 \text{ W} \quad (6.2)$$

Das AEF benötigt betriebspunktunabhängig 7 W, was 0,041 % der Nennleistung des Umrichters entspricht. Im Nennbetriebspunkt reduziert das AEF somit die Verluste des CM-Filters um 59 %.

Eine ähnliche Reduktion von Volumen und Gewicht ist lediglich aus zwei weiteren Veröffentlichungen bekannt. In der in [47] beschriebenen Untersuchung wurde eine FF-CSCI-Topologie verwendet, mit der eine Einfügedämpfung von 39 dB im Frequenzbereich zwischen 12 kHz und 36 kHz erzielt wurde. Daraus wurde geschlussfolgert, dass theoretisch eine Reduktion von 85,8 mH auf 300 μH erreicht werden könnte. Ein praktischer Nachweis wurde allerdings nicht erbracht. Es wurde jedoch die *Unity-Gain*-Stromquelle verwendet, die zu einer Instabilität führen kann (siehe Abschnitt 4.1.4). In [35] wurde eine spezielle Kompensationsschaltung zur Erreichung von Stabilität beschrieben. Mit dieser Schaltung wurde eine Reduktion des Filters um 68 % erreicht. Die Schaltung war jedoch genau auf das passive Filter abgestimmt und bei Parameteränderungen im Betrieb droht eine Instabilität.

## 6.4 Kapitelzusammenfassung

In diesem Kapitel wurde dargelegt, wie das FF CSCI AEF mit Integrator an zwei Aufbauten getestet wurde. Zunächst wurde eine CM-Ersatzschaltung auf einer Leiterplatte aufgebaut und das AEF mithilfe eines VNA, eines Signalgenerators und eines EMV-

Testempfängers vermessen. In beiden Tests zeigte das AEF die erwartete Einfügedämpfung von bis zu 40 dB. Anschließend wurde das AEF an einem dreiphasigen 16-kW-Umrichter überprüft. Dazu wurde der Umrichter zunächst mit dem werkseitig verbauten passiven Filter gemessen. Im Anschluss wurden die CM-Drossel und der y-Kondensator entfernt und durch das AEF ersetzt. In zwei Messungen wurde das Störspektrum des Umrichters mit ausgeschaltetem und mit eingeschaltetem AEF aufgenommen. Die Messungen zeigen eine Einfügedämpfung des AEF von mehr als 40 dB. Die Messungen mit passivem Filter und mit eingeschaltetem AEF ergaben einen ähnlichen Verlauf. Es konnte somit dargestellt werden, dass das AEF das Volumen des CM-Filters um 81 % und das Gewicht um 88 % reduzieren kann. Hinsichtlich des Gesamtvolumens und -gewichts des Filters ergab sich eine Reduktion um 20 % bzw. 29 %.

## 7 Fazit

Durch das schnelle Schalten von Leistungshalbleitern erzeugen Umrichter signifikante EMV-Störungen. Um eine Störung benachbarter Geräte zu verhindern, werden häufig passive Filter eingesetzt. Aufgrund der hohen Störpegel der Umrichter und deren niedriger Schaltfrequenz werden Filter mit Resonanzfrequenzen im Bereich von wenigen kHz benötigt. Diese Filter sind groß und teuer und limitieren eine weitere Integration von Umrichtern in ihre Applikationen. Zudem führt die normative Begrenzung des Ableitstroms im Normalbetrieb, die der Detektion von Fehlerfällen dient, zu einer indirekten Beschränkung der Kapazität des  $y$ -Kondensators. Diese Beschränkung macht den Einsatz großer CM-Drosseln erforderlich.

In einer Vielzahl von Studien wurde bereits nachgewiesen, dass AEF das Potential besitzen eine zusätzliche Dämpfung in das System einzuprägen, sodass die Anforderungen an die CM-Drosseln gesenkt werden können. Inwieweit dies zu einer Bauraum- und Kostenreduktion führt, hängt jedoch stark von der Anwendung und der verwendeten Topologie ab. Bisher gibt es keinen wissenschaftlichen Konsens darüber, welche Topologie für welche Anwendung den größten Nutzen bringt. Vielmehr entsteht in zahlreichen Veröffentlichungen der Eindruck, dass eine Topologie basierend auf starken Vereinfachungen ausgewählt und anschließend optimiert wird. Ein abschließender Vergleich, ob die gewählte Topologie für die entsprechende Anwendung geeignet war, fehlt jedoch.

An dieser Erkenntnis knüpfte diese Arbeit an. Ziel war es, für eine bestimmte Anwendung eine Topologie zu identifizieren, die nach aktuellem Kenntnisstand das größte Potential besitzt, den Bauraum des passiven Filters zu reduzieren. Als Anwendung wurde ein industrielles drehzahlvariables Antriebssystem ausgewählt. Für dieses System, bestehend aus zwei Umrichtern, einem geschirmten Motorkabel und einem Motor, wurde das CM-Ersatzschaltbild hergeleitet. Zudem wurden vier Referenzsysteme definiert und das zu erwartende Störspektrum wurde berechnet. Basierend auf der Limitierung des Störstroms wurde der maximal zulässige Wert des  $y$ -Kondensators bestimmt. Ferner wurden zwei Methoden zur Auslegung eines passiven Filters für die Referenzsysteme vorgestellt und Bauraum, Kosten sowie Verluste abgeschätzt. Die Ergebnisse dieser Auslegung dienen als Referenz.

Zurzeit sind acht grundlegende Topologien von AEF bekannt, von denen sechs sinnvoll eingesetzt werden können. Es wurden bekannte Verfahren vorgestellt, mit denen sich die Topologien, falls notwendig, stabilisieren lassen. Des Weiteren wurde eine Methode erarbeitet, mit der jede Topologie hinsichtlich ihres Potentials bewertet wurde. Es konnten drei Topologien identifiziert werden, die die CM-Induktivität um bis zu 50 % reduzieren können. Zwei davon erreichten fast 100 %. Das vorgesteuerte, strommessende, stromkompensierende AEF (FF CSCI AEF) wurde zur weiteren Betrachtung ausgewählt, da es im Vergleich zum geregelten, spannungsmessenden, spannungskompensierenden AEF keinen Injektionstransformator benötigt und somit einfacher zu realisieren ist.

Der Integrator und die Spannungsquelle des FF CSCI AEF wurden optimiert, sodass Effekte, die aufgrund eines nicht idealen Verhaltens von Komponenten entstehen, kompensiert werden. An den Referenzsystemen ist eine Bauraumreduktion zwischen 51 % und 97 % zu erwarten.

Die Topologie wurde an einer CM-Ersatzschaltung und einem 400-V-16-kW-AC/DC-Umrichter getestet. Wie erwartet, war das System mit und ohne Netznachbildung stabil

und es konnte eine Einfügedämpfung von bis zu 40 dB erreicht werden. Es war eine Baupraumreduktion des CM-Filters von 81 % möglich.

Diese Arbeit zeigt somit, dass die FF CSCI AEF-Topologie für drehzahlvariable Antriebe eine geeignete Topologie ist, da sie Stabilität, Parameterunabhängigkeit des Netzes und eine große Einfügedämpfung vereint.

## Literaturverzeichnis

- [1] B. Narayanasamy und F. Luo, „A Survey of Active EMI Filters for Conducted EMI Noise Reduction in Power Electronic Converters“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Jg. 61, Nr. 6, S. 2040–2049, 2019, doi: 10.1109/TEMPC.2019.2953055.
- [2] C. R. Paul. *Introduction to electromagnetic compatibility*, 2. Aufl. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2006.
- [3] A. D. Brovont und S. D. Pekarek, „Derivation and Application of Equivalent Circuits to Model Common-Mode Current in Microgrids“, *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, Jg. 5, Nr. 1, S. 297–308, 2017, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2642835.
- [4] E. H. Watanabe, R. M. Stephan und M. Aredes, „New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads“, *IEEE Trans. Power Delivery*, Jg. 8, Nr. 2, S. 697–703, 1993, doi: 10.1109/61.216877.
- [5] Europäisches Parlament und Rat der Europäischen Union. (2014, 26. Februar). *Richtlinie 2014/30/EU zur Harmonisierung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die elektromagnetische Verträglichkeit*. [Online]. Verfügbar unter: <https://eur-lex.europa.eu/legal-content/DE/TXT/?uri=CELEX%3A32014L0030>
- [6] Rohde & Schwarz. *ENV432 Four Line V-Network User Manual*. (2023). [Online]. Verfügbar unter: [https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl\\_downloads/pdm/cl\\_manuals/user\\_manual/1326\\_6492\\_01/ENV432\\_UserManual\\_en\\_05.pdf](https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/pdm/cl_manuals/user_manual/1326_6492_01/ENV432_UserManual_en_05.pdf).
- [7] *IEC 61000-2-4:2002: Electromagnetic compatibility (EMC): Part 2–4: Environment Compatibility levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbances*, IEC, 2002.
- [8] *IEC 61000-2-2:2018: Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2–2: Environment – Compatibility levels for lowfrequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems*, IEC, 2018.
- [9] S. Amarir und K. Al-Haddad, „A Modeling Technique to Analyze the Impact of Inverter Supply Voltage and Cable Length on Industrial Motor-Drives“, *IEEE Trans. Power Electron.*, Jg. 23, Nr. 2, S. 753–762, 2008, doi: 10.1109/TPEL.2007.915773.
- [10] C. Stutz, S. Nielebock und M. März, „Applying a Fast Analytic Calculation Method in CM Domain for Touch Currents to a Two-Stage Charging Infrastructure“, in *2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe)*, Aalborg, Dänemark, 2023, S. 1–10, doi: 10.23919/EPE23EC-CEEurope58414.2023.10264540.
- [11] M. Schinkel, S. Weber, S. Guttowski, W. John und H. Reichl, „Efficient HF Modeling and Model Parameterization of Induction Machines for Time and Frequency Domain Simulations“, in *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06*, USA, 2006, S. 1181–1186, doi: 10.1109/APEC.2006.1620689.
- [12] S.-P. Weber, A. Linde, E. Hoene, S. Guttowski, W. John und H. Reichl, „Modellierung geschirmter Leistungskabel im Frequenzbereich der EMV“, präsentiert bei

- EMV 2006 – Internationale Fachmesse und Kongress für EMV Düsseldorf, Deutschland, 2006.
- [13] LAPP. „LAPP Cable Guide“. [Online]. Verfügbar unter: [https://t3.lappcdn.com/fileadmin/DAM/Lapp\\_Austria/Kataloge\\_Flyer/Cable-Guide\\_de\\_at.pdf](https://t3.lappcdn.com/fileadmin/DAM/Lapp_Austria/Kataloge_Flyer/Cable-Guide_de_at.pdf) (Zugriff am: 29. Juli 2024).
- [14] LAPP. „Datenblatt Ölflex Servo 2YSLCY-JB“. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.lapp.com/de/de/oelflex-servo-2yslcy-jb/p/0036442> (Zugriff am: 18. Oktober 2024).
- [15] FEMM. „Finite Element Method Magneticsd“. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.femm.info/wiki/HomePage> (Zugriff am: 29. Juli 2024).
- [16] Y. Weens, N. Idir, R. Bausiere und J. J. Franchaud, „Modeling and simulation of unshielded and shielded energy cables in frequency and time domains“, *IEEE Trans. Magn.*, Jg. 42, Nr. 7, S. 1876–1882, 2006, doi: 10.1109/TMAG.2006.874306.
- [17] Di Han, S. Li, Y. Wu, W. Choi und B. Sarlioglu, „Comparative Analysis on Conducted CM EMI Emission of Motor Drives: WBG Versus Si Devices“, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Jg. 64, Nr. 10, S. 8353–8363, 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2681968.
- [18] D. Jiang, F. Wang und J. Xue, „PWM Impact on CM Noise and AC CM Choke for Variable-Speed Motor Drives“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Jg. 49, Nr. 2, S. 963–972, 2013, doi: 10.1109/TIA.2013.2243394.
- [19] A. Ghosh und F. Zare, *Control of Power Electronic Converters with Microgrid Applications*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2022.
- [20] E. Un und A. M. Hava, „A Near-State PWM Method With Reduced Switching Losses and Reduced Common-Mode Voltage for Three-Phase Voltage Source Inverters“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Jg. 45, Nr. 2, S. 782–793, 2009, doi: 10.1109/TIA.2009.2013580.
- [21] *IEC 61140:2016: Protection against electric shock – Common aspects for installation and equipment*, IEC, 2016.
- [22] T. Nussbaumer, M. L. Heldwein und J. W. Kolar, „Common Mode EMC Input Filter Design for a Three-Phase Buck-Type PWM Rectifier System“, in *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06*, USA, 2006, S. 1617–1623, doi: 10.1109/APEC.2006.1620757.
- [23] F. Fan, K. Y. See, X. Liu, K. Li und A. K. Gupta, „Systematic Common-Mode Filter Design for Inverter-Driven Motor System Based on In-Circuit Impedance Extraction“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Jg. 62, Nr. 5, S. 1711–1722, 2020, doi: 10.1109/TEMC.2019.2944663.
- [24] B. Zaidi, A. Videt und N. Idir, „Optimization Method of CM Inductor Volume Taking Into Account the Magnetic Core Saturation Issues“, *IEEE Trans. Power Electron.*, Jg. 34, Nr. 5, S. 4279–4291, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2861620.
- [25] A. Connaughton und T. Langbauer, „Fast Estimation of Best Achievable Inductor Power Density in Circuit Simulation (with DC-bias Effects)“, in *2021 IEEE Design*

- Methodologies Conference (DMC)*, Bath, United Kingdom, 2021, S. 1–6, doi: 10.1109/DMC51747.2021.9529948.
- [26] Schaffner. „Common Mode Chokes RT series: Current-compensated Chokes“. 2023. [Online]. Verfügbar unter: [https://www.schaffner.com/product/RT\\_Series/Schaffner\\_datasheet\\_RT\\_Series\\_\\_\\_Ferrite.pdf](https://www.schaffner.com/product/RT_Series/Schaffner_datasheet_RT_Series___Ferrite.pdf) (Zugriff am: 12. März 2024).
- [27] TDK, 2024, „Film Capacitors: EMI suppression Film capacitors (MKP)“, Series: B32021H/J...B32026H/J. [Online]. Verfügbar unter: [https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/emi/data\\_sheet/20/20/db/fc\\_2009/y2\\_b32021\\_026.pdf](https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/capacitor/film/emi/data_sheet/20/20/db/fc_2009/y2_b32021_026.pdf) (Zugriff am: 21. März 2024).
- [28] Y.-C. Son und S.-K. Sul, „Generalization of active filters for EMI reduction and harmonics compensation“, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Jg. 42, Nr. 2, S. 545–551, 2006, doi: 10.1109/TIA.2006.870030.
- [29] K.-W. Wang, K. Zhang, C.-P. Tung und H. S.-H. Chung, „Active Bridge Rectifier With DM EMI Reduction Based on Linear Reverse Operation of MOSFETs“, *IEEE Trans. Power Electron.*, Jg. 36, Nr. 3, S. 2971–2982, 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3013629.
- [30] Texas Instruments, „OPA817 800-MHz, High-Precision, Unity-Gain Stable, FET-Input Operational Amplifier“. [Online]. Verfügbar unter: [https://www.ti.com/lit/ds/sym-link/opa817.pdf?ts=1684433377416&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Famplifier-circuit%252Fop-amps%252Fproducts.html](https://www.ti.com/lit/ds/sym-link/opa817.pdf?ts=1684433377416&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Famplifier-circuit%252Fop-amps%252Fproducts.html) (Zugriff am: 18. Oktober 2024).
- [31] L. v. Wangenheim, *Analoge Signalverarbeitung: Systemtheorie, Elektronik, Filter, Oszillatoren, Simulationstechnik*. Wiesbaden, Deutschland: Vieweg+Teubner, 2010.
- [32] Timothy Hegarty. „How Active EMI Filter ICs Mitigate Common-Mode Emissions and Increase Power Density in Single- and Three-Phase Power Systems“, 2023. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.ti.com/lit/wp/slva0j9/slva0j9.pdf> (Zugriff am: 18. Oktober 2024).
- [33] S. Haensel, J. Teller und S. Frei, „Modeling and Stability Analysis of Voltage Sense Current Cancellation Active EMI Filter“, in *2023 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC Europe*, Krakau, Polen, 2023, S. 1–7, doi: 10.1109/EMCEurope57790.2023.10274252.
- [34] T. Hegarty, R. Blattner, A. Kumar und A. Obidat, „An Active EMI Filter for Common-Mode EMI Mitigation in High-Power AC Systems“, in *PCIM Europe*, Nürnberg, Deutschland, 2023, S. 2460–2465, doi: 10.30420/566091339.
- [35] B. Narayanasamy, H. Peng, Z. Yuan, A. I. Emon und F. Luo, „Modeling and Analysis of a Differential Mode Active EMI Filter With an Analog Twin Circuit“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Jg. 62, Nr. 4, S. 1591–1600, 2020, doi: 10.1109/TEMC.2020.3006427.

- 
- [36] A. C. Chow und D. J. Perreault, „Design and evaluation of a hybrid passive/active ripple filter with voltage injection“, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, Jg. 39, Nr. 2, S. 471–480, 2003, doi: 10.1109/TAES.2003.1207259.
- [37] M. C. Di Piazza, M. Luna und G. Vitale, „EMI Reduction in DC-Fed Electric Drives by Active Common-Mode Compensator“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Jg. 56, Nr. 5, S. 1067–1076, 2014, doi: 10.1109/TEMPC.2014.2304836.
- [38] M. C. Di Piazza, A. Ragusa und G. Vitale, „Design of Grid-Side Electromagnetic Interference Filters in AC Motor Drives With Motor-Side Common Mode Active Compensation“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Jg. 51, Nr. 3, S. 673–682, 2009, doi: 10.1109/TEMPC.2009.2025595.
- [39] C. Zhu und T. H. Hubing, „An Active Cancellation Circuit for Reducing Electrical Noise from Three-Phase AC Motor Drivers“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Jg. 56, Nr. 1, S. 60–66, 2014, doi: 10.1109/TEMPC.2013.2267801.
- [40] M. C. Di Piazza, A. Ragusa und G. Vitale, „An Optimized Feedback Common Mode Active Filter for Vehicular Induction Motor Drives“, *IEEE Trans. Power Electron.*, Jg. 26, Nr. 11, S. 3153–3162, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2147801.
- [41] M. Zhu, D. J. Perreault, V. Caliskan, T. C. Neugebauer, S. Guttowski und J. G. Kassakian, „Design and evaluation of Feedforward Active ripple filters“, *IEEE Trans. Power Electron.*, Jg. 20, Nr. 2, S. 276–285, 2005, doi: 10.1109/TPEL.2004.843018.
- [42] S. Wang, Y. Y. Maillet, F. Wang, D. Boroyevich und R. Burgos, „Investigation of Hybrid EMI Filters for Common-Mode EMI Suppression in a Motor Drive System“, *IEEE Trans. Power Electron.*, Jg. 25, Nr. 4, S. 1034–1045, 2010, doi: 10.1109/TPEL.2009.2033601.
- [43] S. Skibin, B. Wunsch und V. Forsstrom, „Active EMI Filter for medium and high Power Converters“, in *2023 11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023 – ECCE Asia)*, Jeju Island, Südkorea, 2023, S. 308–315, doi: 10.23919/ICPE2023-ECCEAsia54778.2023.10213523.
- [44] S. Jeong, J. Park und J. Kim, „A Customized Integrated Circuit for Active EMI Filter With High Reliability and Scalability“, *IEEE Trans. Power Electron.*, Jg. 36, Nr. 11, S. 12631–12645, 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3083286.
- [45] D. Shin, S. Jeong, Y. Baek, C. Park, G. Park und J. Kim, „A Balanced Feedforward Current-Sense Current-Compensation Active EMI Filter for Common-Mode Noise Reduction“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Jg. 62, Nr. 2, S. 386–397, 2020, doi: 10.1109/TEMPC.2019.2906854.
- [46] Z. Zhang und A. M. Bazzi, „A Virtual Impedance Enhancement Based Transformer-Less Active EMI Filter for Conducted EMI Suppression in Power Converters“, *IEEE Trans. Power Electron.*, Jg. 37, Nr. 10, S. 11962–11973, 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3172388.
- [47] S. Tolle, D. Kübrich und S. Frei, „An Active EMI Filter for Robust Integration in Medium and High-Power AC/DC Converters“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, (in Druck), 2024.
-

- [48] A. Amaducci, „Design of a wide bandwidth active filter for common mode EMI suppression in automotive systems“, in *2017 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMCSI)*, Washington, DC, USA, 2017, S. 612–618, doi: 10.1109/ISEMC.2017.8077941.
- [49] E. Mazzola, F. Grassi und A. Amaducci, „Enhanced Circuit Model for Insertion Loss Prediction of Active EMI Filters Considering Non-ideal Parameters“, in *2020 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC EUROPE*, Rom, Italien, 2020, S. 1–5, doi: 10.1109/EMCEUROPE48519.2020.9245628.
- [50] H. Li, S. Wang, C. Zhang und B. Zhang, „Dual-current-injection CSCC Active Common-mode EMI Filters with High Insertion Loss for DC-DC Converters“, *Chin. J. Electr. Eng.*, Jg. 8, Nr. 4, S. 19–29, 2022, doi: 10.23919/CJEE.2022.000035.
- [51] W. Chen, W. Zhang, X. Yang, Z. Sheng und Z. Wang, „An Experimental Study of Common- and Differential-Mode Active EMI Filter Compensation Characteristics“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Jg. 51, Nr. 3, S. 683–691, 2009, doi: 10.1109/TEMC.2009.2021258.
- [52] P. Midya und P. T. Krein, „Feed-forward active filter for output ripple cancellation“, *International Journal of Electronics*, Jg. 77, Nr. 5, S. 805–818, 1994, doi: 10.1080/00207219408926102.
- [53] L. Dai, W. Chen, X. Yang, M. Zheng, Y. Yang und R. Wang, „A Multi-Function Common Mode Choke Based on Active CM EMI Filters for AC/DC Power Converters“, *IEEE Access*, Jg. 7, S. 43534–43546, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2904951.
- [54] S. Haensel und S. Frei, „Influence of Voltage Dependency of Capacitors on a 3-Phase Common Mode Feedforward Current Sense Current Injection Active EMI Filter“, *APEC 2024*, doi: 10.1109/APEC48139.2024.10509062.
- [55] S. Haensel und S. Frei, „Gain Adjustment Control for an Active EMI Filter“, in *PCIM Europe*, Nürnberg, Deutschland, 2023, S. 2435–2441, doi: 10.30420/566091335.
- [56] S. Jeong, D. Shin und J. Kim, „A Transformer-Isolated Common-Mode Active EMI Filter Using a Low-Cost BJT Amplifier with Feedforward Structure“, in *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 – ECCE Asia)*, Busan, Südkorea, 2019, S. 2088–2094, doi: 10.23919/ICPE2019-ECCEAsia42246.2019.8797056.
- [57] D. Muller, M. Beltle und S. Tenbohlen, „EMI Suppression of a DC–DC Converter Using Predictive Pulsed Compensation“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Jg. 63, Nr. 6, S. 2134–2142, 2021, doi: 10.1109/TEMC.2021.3084896.
- [58] D. T. Nguyen, E. Macias und A. J. Hanson, „Active EMI Filter with Switch-Mode Amplifier for High Efficiency“, in *2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Houston, TX, USA, 2022, S. 443–450, doi: 10.1109/APEC43599.2022.9773582.
- [59] S. Haensel, T. Polster und S. Frei, „Output Amplifier Phase Compensation for Improved Filter Performance of Feedforward Active EMI Filters“, in *Proceedings*

- EMV Kongress 2024: Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, H. Garbe, Hrsg., Aachen: Apprimus, 2024, S. 351–357, doi: 10.15488/16999.
- [60] G. Palumbo und S. Pennisi, „Current-feedback amplifiers versus voltage operational amplifiers“, *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, Jg. 48, Nr. 5, S. 617–623, 2001, doi: 10.1109/81.922465.
- [61] Analog Devices. „ADA4870: 2500 V/ $\mu$ s Slew Rate, High Voltage, 1 A Output Drive Amplifier“. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.analog.com/en/products/ada4870.html> (Zugriff am: 18. Oktober 2024).
- [62] C. E. Lokin, R. A. R. van der Zee, D. Schinkel und B. Nauta, „EMI Reduction in Class-D Amplifiers by Actively Reducing PWM Ripple“, *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, Jg. 67, Nr. 3, S. 765–773, 2020, doi: 10.1109/TCSI.2019.2952543.
- [63] M. A. Teplechuk, A. Gribben und C. Amadi, „True Filterless Class-D Audio Amplifier“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 46, Nr. 12, S. 2784–2793, 2011, doi: 10.1109/JSSC.2011.2162913.
- [64] C. K. Lam, M. T. Tan, S. M. Cox und K. S. Yeo, „Class-D Amplifier Power Stage With PWM Feedback Loop“, *IEEE Trans. Power Electron.*, Jg. 28, Nr. 8, S. 3870–3881, 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2230027.
- [65] OMICRON LAB. „Technical Data Sheet Bode 100: Vector Network Analyzer“. [Online]. Verfügbar unter: [https://www.omicron-lab.com/fileadmin/assets/Bode\\_100/Documents/Technical\\_Data\\_Bode100R2.pdf](https://www.omicron-lab.com/fileadmin/assets/Bode_100/Documents/Technical_Data_Bode100R2.pdf) (Zugriff am: 18. Oktober 2024).
- [66] R. Pena-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, M. Ordonez und Y. Yang, „LCL-Filter Design for Robust Active Damping in Grid-Connected Converters“, *IEEE Trans. Ind. Inf.*, Jg. 10, Nr. 4, S. 2192–2203, 2014, doi: 10.1109/TII.2014.2361604.

## Veröffentlichungen des Autors

1. Stefan Haensel, Sebastian Nielebock und Stephan Frei, „Dynamic Feedforward Control for an Active Three Phase EMI Filter“ in *EMV Köln 2022*, doi: 10.15488/12596.
2. Stefan Haensel, Janina Teller und Stephan Frei, „Modeling and Stability Analysis of Voltage Sense Current Cancellation Active EMI Filter“ in *EMC Europe 2023*.
3. Stefan Haensel und Stephan Frei, „Gain Adjustment Control for an Active EMI Filter“ in *PCIM Europe 2023*, S. 2435–2441, doi: 10.30420/566091335.
4. Stefan Haensel und Stephan Frei, „Influence of Voltage Dependency of Capacitors on a 3-Phase Common Mode Feedforward Current Sense Current Injection Active EMI Filter“, *APEC 2024*, doi: 10.1109/APEC48139.2024.10509062.
5. Stefan Haensel, Thomas Polster und Stephan Frei, „Output Amplifier Phase Compensation for Improved Filter Performance of Feedforward Active EMI Filters“ in *EMV Köln 2024*, doi: 10.15488/16999.
6. Stefan Tolle, Daniel Kübrich und Stephan Frei, „An Active EMI Filter for Robust Integration in Medium and High-Power AC/DC Converters“, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, doi: 10.1109/TEMC.2024.3481493.

## **Verzeichnis der vom Autor betreuten Masterarbeiten**

1. J. Teller: „Auslegung und Aufbau eines schnellen analogen aktiven EMV-Filters“, Masterarbeit, Lehrstuhl für Technische Elektronik, FAU Erlangen-Nürnberg, 2022
2. T. Polster: „Analyse und Implementierung eines spannungskompensierenden aktiven EMV-Filters“, Masterarbeit, Lehrstuhl für Technische Elektronik, FAU Erlangen-Nürnberg, 2023



## Anhang A Beispiel LTSpice-Simulationsmodell

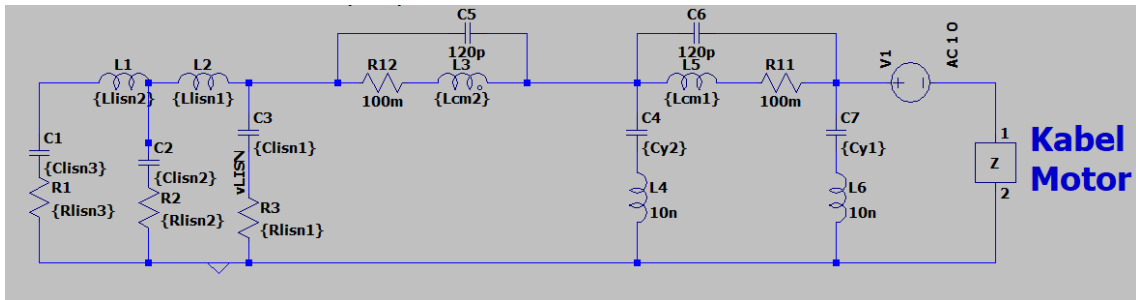


Abbildung A.1: LTSpice-Simulationsmodell des passiven Filters

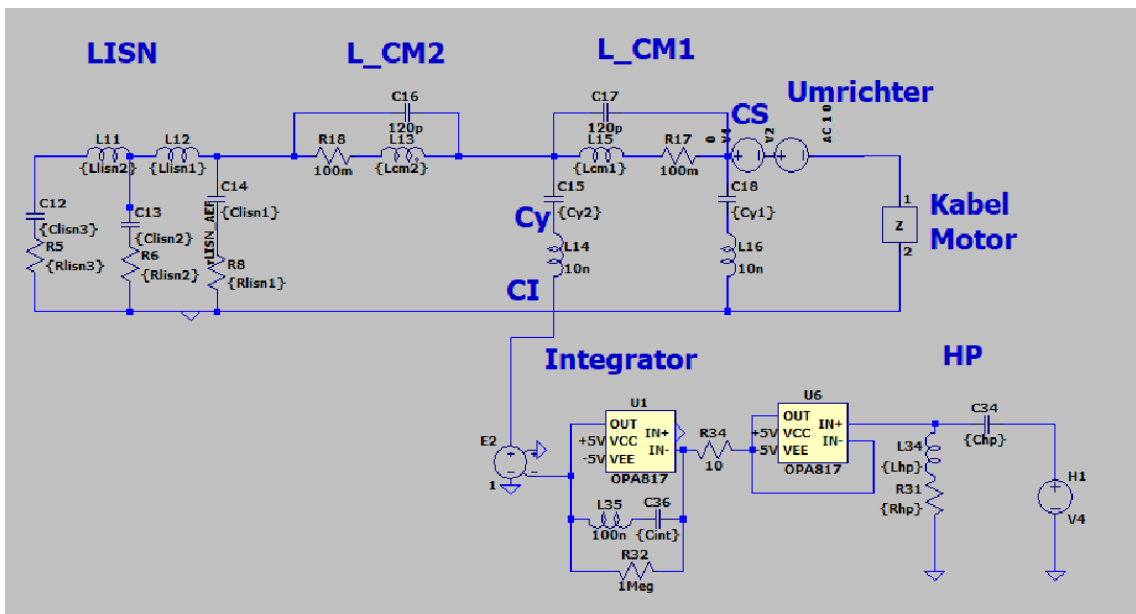


Abbildung A.2: LTSpice-Simulationsmodell des FF CSC I AEF mit Integrator zur Bestimmung der Filterkennlinie

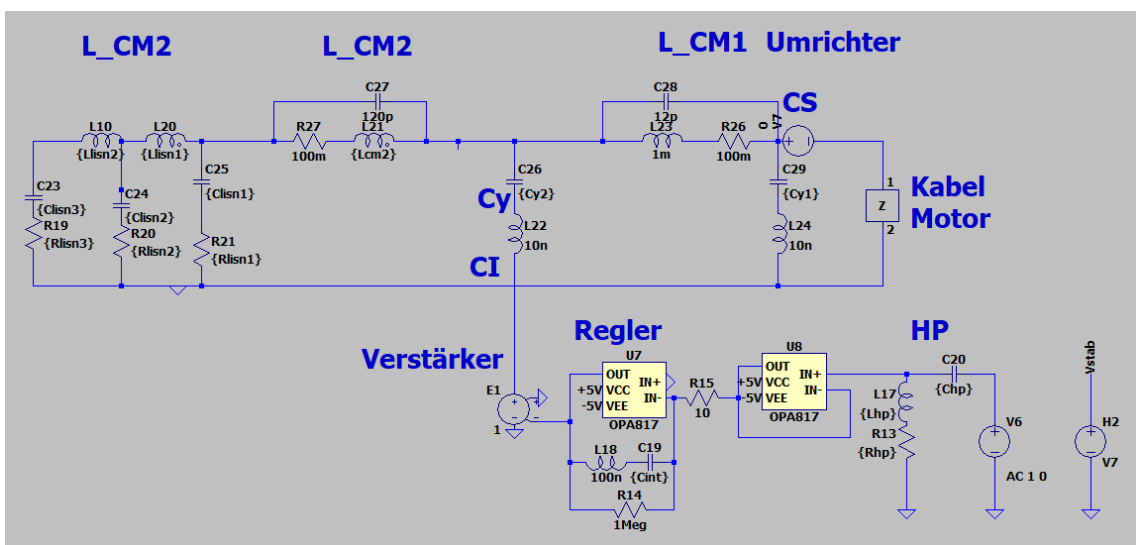


Abbildung A.3: LTSpice-Simulationsmodell des FF CSC I AEF mit Integrator zur Bestimmung der Stabilität

## Anhang B Netzliste des FF CSCI AEFs mit Integrator zum LTSpice-Simulationsmodell

```
* Doktorarbeit\Ausarbeitung\Anhang\FF_CSCI_Integrator.asc
R1 P001 0 {Rlism3}
R2 P002 0 {Rlism2}
R3 vLISN 0 {Rlism1}
C1 N004 P001 {Clism3}
C2 N005 P002 {Clism2}
C3 N001 vLISN {Clism1}
L1 N004 N005 {Llism2}
L2 N005 N001 {Llism1}
V1 N003 N008 AC 1 0
L3 N006 N002 {Lcm2}
C4 N002 N009 {Cy2}
L4 N009 0 10n
C5 N002 N001 120p
L5 N002 N007 {Lcm1}
C6 N003 N002 120p
C7 N003 N010 {Cy1}
L6 N010 0 10n
R11 N003 N007 100m
R12 N006 N001 100m
R5 P003 0 {Rlism3}
R6 P004 0 {Rlism2}
R8 vLISN_AEF 0 {Rlism1}
C12 N022 P003 {Clism3}
C13 N023 P004 {Clism2}
C14 N014 vLISN_AEF {Clism1}
L11 N022 N023 {Llism2}
L12 N023 N014 {Llism1}
V2 P005 N026 AC 1 0
L13 N024 N015 {Lcm2}
C15 N015 N029 {Cy2}
L14 N029 N033 10n
C16 N015 N014 120p
L15 N015 N025 {Lcm1}
C17 N016 N015 120p
C18 N016 N030 {Cy1}
L16 N030 0 10n
R17 N016 N025 100m
R18 N024 N014 100m
V3 +5V 0 15
V5 0 -5V 15
H1 N040 0 V4 1
V4 N016 P005 0
R19 P006 0 {Rlism3}
R20 P007 0 {Rlism2}
R21 N031 0 {Rlism1}
C23 N017 P006 {Clism3}
C24 N018 P007 {Clism2}
C25 N011 N031 {Clism1}
L10 N017 N018 {Llism2}
L20 N018 N011 {Llism1}
V6 N037 0 AC 1 0
L21 N019 N012 {Lcm2}
C26 N012 N027 {Cy2}
L22 N027 N032 10n
C27 N012 N011 120p
L23 N012 N020 1m
C28 N013 N012 12p
C29 N013 N028 {Cy1}
L24 N028 0 10n
R26 N013 N020 100m
R27 N019 N011 100m
C35 N037 N036 {Chp}
L28 N036 P008 {Lhp}
```

```
R28 P008 0 {Rhp}
H2 Vstab 0 V7 1
V7 N013 N021 0
C51 N045 N044 {Cint}
L43 N042 N045 100n
R47 N042 N044 1Meg
E1 N032 0 0 N042 1
R33 N034 N044 10
L34 N039 P009 {Lhp}
R31 P009 0 {Rhp}
C36 N043 N041 {Cint}
L35 N038 N043 100n
R32 N038 N041 1Meg
E2 N033 0 0 N038 1
R34 N035 N041 10
C34 N040 N039 {Chp}
XU1 N026 0 XdcrZ
XU7 N008 0 XdcrZ
XU8 N021 0 XdcrZ
XU6 N039 N035 N035 +5V -5V OPA817
XU2 0 N041 N038 +5V -5V OPA817
XU3 N036 N034 N034 +5V -5V OPA817
XU4 0 N044 N042 +5V -5V OPA817
.param Llisn1={55u/3} Rlisn1={50/3} Clisn1={0.5u*3} Llisn2={270u/3}
Rlisn2={7.5u/3} Clisn2={8u*3} Rlisn3={0.8/3} Clisn3={4u*3}
.ac dec 1000 1 3000e6
.param pi=3.1416
.param Rykabel3_100kHz={Rykabel3_100kHz_MATLAB}
.param Cykabel3=4.5e-09 L0kabel=1e-07 Rykabel3_100kHz_MATLAB=28.3848
Rg13=5.3333 Rg23=215.6667 Cg13=3.81e-09 Cg23=7.98e-09 L0motor=0.0025
Lcm1=0.001 Lcm2=0.0052156 Cy1=0 Cy2=2.1381e-06 Chp=1e-06 Rhp=15915.4943
Lhp=253.303 Cstab=1e-08 Cstab2=1e-09 Rcs=1k Cint={Cy2/10}
* Kabel
* Motor
* L_CM1
* L_CM2
* LISN
* CS
* HP
* Integrator
* CI
* Cy
* Umrichter
* Kabel
* Motor
* L_CM1
* L_CM2
* L_CM2
* CS
* Regler
* HP
* Verstärker
* CI
* Cy
* Umrichter
.lib C:\Users\Z003CJTN\Downloads\OPA817.CIR
.lib XdcrZ.sub
.backanno
.end
```

## Anhang C MATLAB-Code zur Bestimmung der Senkenimpedanz $Z_{par}$

```

%% Motorparameter
P = [0.37 0.75 1.5 1.5 2.2 4 7.5 7.6 15 45]*1e3; % W
Cg1val = [0.14 0.24 0.16 0.3 0.3 0.27 0.5 1.27 0.41 1.28]*1e-9;
Cg2val = [0.23 0.32 0.47 0.83 0.84 0.87 1.15 2.66 1.08 2.7]*1e-9;
Rg1val = [20 5 13 13.9 14 9 10 16 7 8];
Rg2val = [800 0 880 920 920 500 190 647 340 710];
Reval = [31 19 17 20 20 7 4 4.1 4.4/1.5 4]*1e3;
L0val = [28.2 13.9 6.3 5.6 18.6 3.4 2.5 2.5 0.85 0.8]*1e-3;

%% Kabel
kapa = 56; %m/(mm2 Ohm)
rho = 1/kapa; %mm2 Ohm / m
f = [1e3 100e3 10e6];
delta = [1 1 4];
name = ["2YSLCY-JB4G1,5", "2YSLCY-JB4G4", "2YSLCY-JB4G10", "2YSLCY-JB4G240"];
querschnitt = [1.5, 4, 10, 240];
schirmquerschnitt = [2.5 4 6 35];
Cstrich = [0.40 0.54 0.71 1.88]*1e-9;
Lstrich = [150 163 184 214]*1e-9;
Rstrich = [8.1 3.6 1.6 0.1]*1e-3;
delta = 1;

freq = logspace(log10(1),log10(30e6),10000);
freq = freq';

%% Berechne Senkenimpedanz
clear Za
% Referenzsystem 1
motorAr(1) = 1;
kabelAr(1) = 1;
lAr(1) = 1;

% Referenzsystem 2
motorAr(2) = 8;
kabelAr(2) = 2;
lAr(2) = 20;

% Referenzsystem 3
motorAr(3) = 8;
kabelAr(3) = 2;
lAr(3) = 10;

% Referenzsystem 4
motorAr(4) = 10;
kabelAr(4) = 4;
lAr(4) = 100;

resFreq = zeros(4,1);

syms C1 C2 R1 R2 L1 s Re
for k = 1:4
    motor = motorAr(k); % Wähle Motor

    % Lade Parameter
    C1var = 3*Cg1val(motor);
    C2var = 3*Cg2val(motor);
    R1var = Rg1val(motor)/3;
    R2var = Rg2val(motor)/3;
    L1var = L0val(motor);
    Revar = Reval(motor)/3;

    Zg2 = 1/(s*C2) + R2 + par(L1*s, Re);
    Zg1 = 1/(s*C1) + R1;
    Zm = par(Zg1, Zg2);

```

```

variables = [C1 C2 R1 R2 L1 Re];
substitues = [C1var C2var R1var R2var L1var Revar];

Zmcomp(:, k) = sym2comp(Zm, variables, substitues, 2*pi*freq);

kabel = kabelAr(k); % Wähle Kabel
L = lAr(k);         % Wähle Kabellänge

r = Rstrich(kabel);
l = Lstrich(kabel);
c = Cstrich(kabel);

tand = tan(delta(1)/360*(2*pi));

gamma = sqrt((r + s*l)*(s*c*(tand/(1i)+1)));
Zl = sqrt((r+s*l)/(s*c*(tand/(1i)+1)));

gammaComp = sym2comp(gamma, [], [], 2*pi*freq);
% Überführe symbolische Berechnung in Vektor
Zlcomp = sym2comp(Zl, [], [], 2*pi*freq);

Zecom = Zmcomp(:,k);

Zpar(:,k) = Zlcomp .* (Zecom + Zlcomp.*tanh(gammaComp.*L))./...
            ((Zlcomp + Zecom.*tanh(gammaComp.*L)));

figure(5)
if (k == 1)
    bodeplotComp([ Zpar(:,k)], freq*2*pi, 0, ["RefSys 1"])
else
    bodeplotComp([ Zpar(:,k)], freq*2*pi, 1, ["RefSys 1" "RefSys2"...
        "RefSys3" "RefSys4"])
end

end

% Exportiere nach LTSpice-Subcircuit
for m = 1:4
    werte = strcat("Subckt simulates xdcr admittance\n", ...
        "Data format: Freq(Hz)  G(mhos)  B(mhos)\n",...
        ".SUBCKT XDCRZ 1 2\n",...
        "G1 2 1 FREQ {V(2,1)}= (\n");
    werte2 = strcat("+ )\n", ".ENDS XDCRZ");
    werte3 = [];
    for k = 1:length(freq)
        werte3 = strcat(werte3, "+ ", num2str(freq(k)), " ", ...
            num2str(mag2db(abs(1/Zpar(k,m)))), " ", ...
            num2str(angle(1/Zpar(k,m))/pi*180), "\n");
    end
    all = strcat(werte, werte3, werte2);
    fid = fopen(strcat("XdcrZ", num2str(m), ".sub"), "w");
    fprintf(fid, all);
    fclose(fid);
end
copyfile('XdcrZ2.sub', 'XdcrZ.sub', 'f')

```

## Anhang D MATLAB-Code zur Bestimmung der notwendigen Einfügedämpfung

```

% Erstellung Frequenzvektor
freq = logspace(log10(1000), log10(30e6), 1000)';

% Definition Umrichter
V_DC = 600; % Zwischenkreisspannung
f_s = [16e3 4e3]; % Schaltfrequenzen
n = 1:0.1:10000; % Anzahl Frequenzpunkte
f = f_s'*n; % Frequenzvektor
taur = [3e-6 1e-6]; % Abfallzeit
tauf = [3e-6 1e-6]; % Anstiegszeit
D = 0.3; % Aussteuergrad
T = 1./f_s;
A = zeros(length(f_s), length(n));
clear S_1 S_2 S_3 S_4

% Bestimmung Spektrum
for m = 1:length(f_s)
    S_1(m, :) = (V_DC * f_s(m))./((pi.*f(m,:)).^2) * (1/taur(m) + 1/tauf(m));
    S_2(m, :) = (V_DC * f_s(m))./(pi*f(m,:)) .* (1+1./(pi.*f(m,:)) * ...
        (max([taur(m) tauf(m)])));
    S_3(m, :) = (2*V_DC * f_s(m))./(pi*f(m,:));
    S_4(m, :) = V_DC/pi * abs(exp(-j*pi*(2*D*T(m)+taur(m)-tauf(m))/T(m))-1);
    f_c1(m, :) = 1/(pi * min([taur(m) tauf(m)]));
    f_c2(m, :) = 1/(pi * max([taur(m) tauf(m)]));
    f_c3(m, :) = (2*f_s(m))./abs(exp(-j*pi*(2*D*T(m)+taur(m)-tauf(m))/T(m))-1);

    for k = 1:length(n)
        if n(k)*f_s(m) < f_c3(m)
            A(m, k) = S_4(m);
        elseif n(k)*f_s(m) < f_c2(m)
            A(m, k) = S_3(m, k);
        elseif n(k)*f_s(m) < f_c1(m)
            A(m, k) = S_2(m, k);
        else
            A(m, k) = S_1(m, k);
        end
    end
end

% Interpoliere Spektrum
AIntp(1,:) = interp1(log(f(1,:)), A(1,:), log(freq));
AIntp(2,:) = interp1(log(f(2,:)), A(2,:), log(freq));

% Bestimme Gesamtspektrum
Ages = sum(AIntp, 1, 'omitnan')';

% Norm
fNorm = [9e3 30e3 30.01e3 50e3 50.01e3 150e3 150.01e3 500e3 500.01e3 5e6...
    5.01e6 30e6];
C2Norm = [120.5 113 113 110 104 89 66 66 60 60 60 60];
C3Norm = [123.5 116 116 113 107 92 90 90 76 76 80 60];

C2NormIntp = interp1(log(fNorm), C2Norm, log(freq));
C3NormIntp = interp1(log(fNorm), C3Norm, log(freq));

% Bestimme notwendige Einfügedämpfung
il2Intp = -mag2db(Ages/1e-6) + C2NormIntp' - 6;
il3Intp = -mag2db(Ages/1e-6) + C3NormIntp' - 6;

% Speichere notwendige Einfügedämpfung
save("Einfuegedaempfung.mat", "AIntp", "Ages", "fNorm", "C2Norm", ...
    "C3Norm", "il2Intp", "il3Intp", "freq");

```

## Anhang E MATLAB-Code zur Bestimmung der maximal zulässigen y-Kapazität

```

%% Störung aus dem Netz
h = [1 3 9 15 21]';
limit = [2 5 1.5 1 0.75]*1/100;
uN = 230; % Effektivwert
fN = 50;
uk = limit.*uN*sqrt(2)*1.1;
Imax = 230e3/(230*sqrt(3))*0.05;
double(['h'; fN*h'/1000 ; double(uk)]);
Cymax = min(Imax./uk./(2*pi*fN*h'));

load("Frequenzbewertung.mat") % Lade Bewertungsfaktoren der VDE 0411-1

% Grenzwerte aus der Norm
hu = [5 7 11 13 17];
hu2 = 19:2:29;
limHu = [8 7 5 4.5 4];
limHu2 = 4.5*17./hu2 - 0.5;

hcm = [3 9 15 21];
hcm2 = 27:6:45;
limHcm = [6 2.5 2 1.75];
limHcm2 = ones(1, length(hcm2))*1;

hg = [2 4 6 8 10];
hg2 = 12:2:50;
limHg = [3 1.5 1 1 1];
limHg2 = ones(1, length(hg2))*1;

hhoch = 60:20:9000/50;
limithoch = 1.5*ones(1,length(hhoch));

hges = [hcm hcm2 hhoch];
limges = [limHcm limHcm2 limithoch]*1.5;

[gesSort, Idx] = sort(hges);
limgesSort = limges(Idx);

[val, idx] = min(abs(gesSort - 180)); % 5% limit
idxThd = 1:idx;

[val, idx] = min(abs(gesSort - 50)); % THD bis zur 50sten berechnen
THD = sqrt(sum(limgesSort(1:idx).^2));
uthd = limgesSort(idxThd)*230/100*1.1*sqrt(2);

Cyval = 1e-6; % Referenzkondensator
I = uthd/sqrt(2) ./ (1./(gesSort(idxThd)*50*2*pi*Cyval));

Bewertung = interp1(FrequenzbewertungVDE04111.Freq, Frequenzbewertung-
VDE04111.Val, gesSort(idxThd)*50);

% Gesamtleitstrom berechnen
Iges = sum(I.*db2mag(Bewertung))

% Minimale Leistung berechnen
Pmin = Iges*(230*sqrt(3))/0.05
Cyref = Cyval;
save("Cymax.mat", "Pmin", "Cyref");

```

## Anhang F MATLAB-Code zur passiven Filterauslegung

```

load("Einfuegedaempfung.mat") % Lade notwendige Einfügedämpfung
refSysSelect = 2; % Wähle Referenzsystem
solution = 2; % Wähle Lösungsansatz
% Lade Impedanzen für das entsprechende Referenzsystem
Refsys = load(strcat("yImpedanz",num2str(refSysSelect),".mat"));
copyfile(strcat("XdcrZ", num2str(refSysSelect), ".sub"), 'XdcrZ.sub', 'f')

% Bereite Simulation vor
currentFolder = pwd;
simFile = strcat(currentFolder, "\test");

Cymax = load("Cymax.mat"); % Lade maximale y-Kapazität
Cymax = Cymax.Cyref/Cymax.Pmin*Refsys.Leistung;

if ((1/(2*pi*Refsys.Cyges*16e3)) > 1e3) % Entscheidung LCLC oder LCL
    warning("LCLC")
    Cy2val = 1/2*Cymax;
    Cy1val = 1/2*Cymax;
    LcmTotal = 1e-3;

    switch refSysSelect % Setze Startparameter
        case 1
            LOCup = 100e3;
            if solution == 1
                factorMstart = 0.05;
                factorM = 0.002;
                smaller = 0;
                LcmTotal = 0.0037;
                maxIallowLimit = 0.5;
            else
                % starte mit einem kleinem factorM, damit zweite Resonanz
                % in hohen Frequenzen liegt und schiebe sie dann langsam
                % runter
                factorM = 0.5;
                LcmTotal = 0.019;
            end
        case 2
            error("wrong system")
        case 3
            error("wrong system")
        case 4
            error("wrong system")
    end
end

else
    warning("LCL")
    Cy2val = Cymax;
    Cy1val = 0;
    LcmTotal = 1e-3;

    switch refSysSelect % Setze Startparameter
        case 1
            error("wrong system")
        case 2
            LOCup = 200e3;
            if solution == 1
                factorMstart = 0.5;
                smaller = 0;
                LcmTotal = 0.1e-3;
                factorM = 0.02;
                maxIallowLimit = 0.5;
            else
                factorM = 0.5;
            end
    end
end

```

```

case 3
    LOCup = 200e3;
    if solution == 1
        factorMstart = 0.05;
        smaller = 0;
        LcmTotal = 0.1e-3;
        factorM = 1e-6;
        maxIllowLimit = 1.5;
    else
        factorM = 0.5;
    end
end
case 4
    LOCup = 400e3;
    if solution == 1
        factorMstart = 0.05;
        smaller = 0;
        LcmTotal = 0.05e-3;
        factorM = 1e-5;
        maxIllowLimit = 1.5;
    else
        factorM = 0.5;
    end
end
end

% Initialisiere Parameter
Lcm1val = LcmTotal/2 * factorM;
Lcm2val = LcmTotal/2 * (1-factorM);
variablesAll = ["Lcm1" "Lcm2" "Cy1" "Cy2"];
substituesAll = [Lcm1val Lcm2val Cy1val Cy2val];
runLTSpice(simFile, variablesAll, substituesAll);
% https://github.com/PeterFeicht/ltspice2matlab
LTtemp = LTSpice2Matlab(strcat(simFile, "_new.raw"));
Result = LTtemp.data.VvIisn;

% Speichere Simulationsergebnis in Matrix
clear ResultGes
k = 1;
ResultGes(k,:) = Result;
Lges(k) = LcmTotal;
kges(k) = factorM;
k = k+1;

% Interpoliere notwendige Einfügedämpfung
il3IntpLT = interp1(log(freq), il3Intp, log(LTtemp.freq_vect'));

% Berechne Abstand zwischen notwendiger Einfügedämpfung und Filterkennlinie
freqLT = LTtemp.freq_vect';
LT = max(mag2db(abs(Result))-il3IntpLT);
[val, idx] = min(abs(freqLT - LOCup));
maxIl = max(mag2db(abs(Result))-il3IntpLT);
maxIllow = max(mag2db(abs(Result(1:idx)))-il3IntpLT(1:idx));

% Stelle Ergebnis dar
figure(2);
bodeplotComp([ Result], freqLT*2*pi, 0, ["VsVs" ])
bodeplotComp([ db2mag(il3IntpLT)], freqLT*2*pi, 1, ["ref" ])

Limit = 1e3;
iter = 1;

if solution == 1 % Lösungsansatz 1
while ( maxIl > 0)
    iter = 1;
    warning("Region 1"); % Optimierte Lges
    while maxIllow > -maxIllowLimit
        LcmTotal = LcmTotal * (1.02 + (maxIllow+maxIllowLimit)/300);
        Lcm1val = LcmTotal/2 * factorM;
        Lcm2val = LcmTotal/2 * (1-factorM);
    end
end
end

```

```

variablesAll = ["Lcm1" "Lcm2" "Cy1" "Cy2"];
substituesAll = [Lcm1val Lcm2val Cy1val Cy2val];
runLTSpice(simFile, variablesAll, substituesAll);
% https://github.com/PeterFeicht/ltspice2matlab
LTtemp = LTspice2Matlab(strcat(simFile, "_new.raw"));
Result = LTtemp.data.Vvllisn;

maxI1 = max(mag2db(abs(Result))-il3IntpLT);
maxI1low = max(mag2db(abs(Result(1:idx)))-il3IntpLT(1:idx));
bodeplotComp([ Result], freqLT*2*pi, 1, ["VsVs" ]);
iter = 1 + iter;
ResultGes(k,:) = Result;
Lges(k) = LcmTotal;
kges(k) = factorM;
k = k+1;
end
warning("Region 2"); % Optimiere factorM
if smaller == 0
    factorM =factorMstart;
end
Lcm1val = LcmTotal/2 * factorM;
Lcm2val = LcmTotal/2 * (1-factorM);

variablesAll = ["Lcm1" "Lcm2" "Cy1" "Cy2"];
substituesAll = [Lcm1val Lcm2val Cy1val Cy2val];
runLTSpice(simFile, variablesAll, substituesAll);
% https://github.com/PeterFeicht/ltspice2matlab
LTtemp = LTspice2Matlab(strcat(simFile, "_new.raw"));
Result = LTtemp.data.Vvllisn;

ResultGes(k,:) = Result;
Lges(k) = LcmTotal;
kges(k) = factorM;
m = k;
m = m+1;

maxI1 = max(mag2db(abs(Result))-il3IntpLT);
while maxI1 > 0
    if smaller == 1
        %factorM =factorM + 0.1*(sin(factorM*pi*2-pi/2)+1)/2;
        factorM =factorM*1.05;
    else
        %factorM =factorM - 0.1*(sin(factorM*pi*2-pi/2)+1)/2;
        factorM = 0.95*factorM;
    end
    Lcm1val = LcmTotal/2 * factorM;
    Lcm2val = LcmTotal/2 * (1-factorM);

    variablesAll = ["Lcm1" "Lcm2" "Cy1" "Cy2"];
    substituesAll = [Lcm1val Lcm2val Cy1val Cy2val];
    runLTSpice(simFile, variablesAll, substituesAll);
    % https://github.com/PeterFeicht/ltspice2matlab
    LTtemp = LTspice2Matlab(strcat(simFile, "_new.raw"));
    Result = LTtemp.data.Vvllisn;

    ResultGes(m,:) = Result;
    Lges(m) = LcmTotal;
    kges(m) = factorM;
    m = m+1;

    maxI1 = max(mag2db(abs(Result))-il3IntpLT);

    bodeplotComp([ Result], freqLT*2*pi, 1, ["VsVs" ])
    iter = 1 + iter;
end
if smaller == 1
    %factorM =factorM + 0.1*(sin(factorM*pi*2-pi/2)+1)/2;
    factorM =factorM*1.05;

```

```

end
Lcm1val = LcmTotal/2 * factorM;
Lcm2val = LcmTotal/2 * (1-factorM);

variablesAll = ["Lcm1" "Lcm2" "Cy1" "Cy2"];
substituesAll = [Lcm1val Lcm2val Cy1val Cy2val];
runLTSpice(simFile, variablesAll, substituesAll);
% https://github.com/PeterFeicht/ltspice2matlab
LTtemp = LTspice2Matlab(strcat(simFile, "_new.raw"));
Result = LTtemp.data.Vvliisn;

maxI1 = max(mag2db(abs(Result))-il3IntpLT);
end
else % Lösungsansatz 2
iter = 1;
while ((maxI1) > 0.0)
    LcmTotal = LcmTotal * 1.05;%(1+1/iter);
    iter = iter + 1;

    Lcm1val = LcmTotal/2 * factorM;
    Lcm2val = LcmTotal/2 * (1-factorM);

    variablesAll = ["Lcm1" "Lcm2" "Cy1" "Cy2"];
    substituesAll = [Lcm1val Lcm2val Cy1val Cy2val];
    runLTSpice(simFile, variablesAll, substituesAll);
% https://github.com/PeterFeicht/ltspice2matlab
    LTtemp = LTspice2Matlab(strcat(simFile, "_new.raw"));
    Result = LTtemp.data.Vvliisn;

    maxI1 = max(mag2db(abs(Result))-il3IntpLT);
    bodeplotComp([ Result], freqLT*2*pi, 1, ["VsVs" ])

    ResultGes(k,:) = Result;
    k = k+1;
end

variablesAll = ["Lcm1" "Lcm2" "Cy1" "Cy2"];
substituesAll = [Lcm1val Lcm2val Cy1val Cy2val];
runLTSpice(simFile, variablesAll, substituesAll);
% https://github.com/PeterFeicht/ltspice2matlab
LTtemp = LTspice2Matlab(strcat(simFile, "_new.raw"));
Result = LTtemp.data.Vvliisn;

maxI1 = max(mag2db(abs(Result))-il3IntpLT);
bodeplotComp([ Result], freqLT*2*pi, 1, ["VsVs" ])

ResultGes(k,:) = Result;
Lges(m) = LcmTotal;
k = k+1;
end

figure(8)
bodeplotComp([ Result], freqLT*2*pi, 1, ["VsVs" ])

figure(9)
bodeplotComp([ Result], freqLT*2*pi, 0, ["VsVs" ])
bodeplotComp([ db2mag(il3IntpLT)], freqLT*2*pi, 1, ["ref" ])

Lcm1val
Lcm2val
Lcm1val + Lcm2val

save(strcat("LCL-Paramter_ref_sys", num2str(refSysSelect), "_solution",
num2str(solution), ".mat"), "Lcm1val", "Lcm2val", "freqLT", "Result", "Cymax",
"Cy1val", "Cy2val");

```

# Anhang G MATLAB-Code zur Stabilitätsanalyse des AEF und passiven Filteroptimierung

```

refSysSelect = 2;
solution = 2;
% Lade Impedanzen für das entsprechende Referenzsystem
Refsys = load(strcat("yImpedanz",num2str(refSysSelect),".mat"));
copyfile(strcat("XdcrZ", num2str(refSysSelect), ".sub"), 'XdcrZ.sub', 'f')
load(strcat("LCL-Paramter_ref_sys",num2str(refSysSelect),"_solution",
num2str(solution), ".mat"));
% Bereite Simulaiton vor
currentFolder = pwd;
simFile = strcat(currentFolder, "\FF_CSCI_CS");

fres = 1000;
q = 1;
Chpval = ones(1,length(fres))*1e-6;
Lhpval = 1./((2.*pi.*fres).^2.*Chpval);
Rhpval = 1./(q.*Chpval.*2*pi.*fres);
Rinval = 10000;

variablesAll = ["Lcm1" "Lcm2" "Cy1" "Cy2" "Chp" "Rhp" "Lhp"];
substituesAll = [Lcm1val Lcm2val Cy1val Cy2val Chpval Rhpval Lhpval];
runLTSpice(simFile, variablesAll, substituesAll,0);
% https://github.com/PeterFeicht/ltspace2matlab
LTtemp = LTSpice2Matlab(strcat(simFile, "_new.raw"));
ResultStab = LTtemp.data.Vvstab;
ResultLISN= LTtemp.data.Vvlisn;
ResultAEF = LTtemp.data.Vvlisn_aef;

freqLT = LTtemp.freq_vect;

il3IntpLT = interp1(log(freq), il3Intp, log(LTtemp.freq_vect));

%
% stab analyse
number = -1*ResultStab;
theta = 0:0.1:2*pi+0.1;
kreis = 1*exp(1j*theta);
%
fig17 = figure(17);
bodeplotComp(number, freqLT*2*pi*1e-6, 0, [""])
subplot(2,1,1)
legend('off')
%xlim([1e-6 30])
xticklabels({''})
ylabel("$\frac{V_{\mathrm{mess}}}{V_{\mathrm{test}}}$ in dB", ...
'Interpreter','latex')
xticks([0.1e-6 1e-6 10e-6 100e-6 1e-3 10e-3 100e-3 1 10 100 1e3])
yticks([-40:20:120])
UP = char(8593);
subplot(2,1,2)
xlim([1e-6 1e3])
xticks([0.1e-6 1e-6 10e-6 100e-6 1e-3 10e-3 100e-3 1 10 100 1e3])
xticklabels({'0.1' '1' '10' '100' '1k' '10k' '100k' '1M' '10M' '100M' '1G'})
xlabel("Frequency in Hz")
yticks([-180:90:180])
ylabel("$\angle \frac{V_{\mathrm{mess}}}{V_{\mathrm{test}}}$ in  $^{\circ}$ ",...
'Interpreter','latex')
saveas(gca, 'Fig_Bode_FBVSVIAAEF.png')

fig13 = figure(13);
subplot(1,2,1)

```

```

hold off;
plot(real(number), imag(number))% Nyquistplot
hold on;
%plot([-1 -1], [0 max(abs(number))])
plot(real(kreis), imag(kreis), "Linewidth", 1)

stab = stab_analyse(number);

if exist("stab.int")
    for k = 1:size(stab.int, 2)
        scatter(real(stab.int(k)), imag(stab.int(k)));
    end
end

[resPhase, dataPhase, resMag, dataMag]=my_margin(number)
plot(real(dataPhase), imag(dataPhase), 'x', "MarkerSize",20)
plot(real(dataMag), imag(dataMag), 'x', "MarkerSize",20)
plot(-1,0 , 'rx', "MarkerSize",20)
ylabel("imag$\frac{V_{\mathrm{mess}}}{V_{\mathrm{test}}}$", 'Interpreter', ...
    'latex')
xlabel("real$\frac{V_{\mathrm{mess}}}{V_{\mathrm{test}}}$", 'Interpreter', ...
    'latex')

subplot(1,2,2)
hold off;
plot(real(number), imag(number))% Nyquistplot
hold on;
%plot([-1 -1], [0 max(abs(number))])
plot(real(kreis), imag(kreis), "Linewidth", 1)

stab = stab_analyse(number);

if exist("stab.int")
    for k = 1:size(stab.int, 2)
        scatter(real(stab.int(k)), imag(stab.int(k)));
    end
end

[resPhase, dataPhase, resMag, dataMag]=my_margin(number)
plot(real(dataPhase), imag(dataPhase), 'x', "MarkerSize",20)
plot(real(dataMag), imag(dataMag), 'x', "MarkerSize",20)
plot(-1,0 , 'rx', "MarkerSize",20)
xlim([-1.8 -0.6])
ylim([-0.015 0.015])
ylabel("imag$\frac{V_{\mathrm{mess}}}{V_{\mathrm{test}}}$", 'Interpreter', ...
    'latex')
xlabel("real$\frac{V_{\mathrm{mess}}}{V_{\mathrm{test}}}$", 'Interpreter', ...
    'latex')

saveas(gca, 'Fig_Nyquist_FBVSVIAAEF.png')
stab.stable

%% Filterverkleinerung

% Lade Parameter des Referenzsystems 2
refSysSelect = 2;
Refsys = load(strcat("yImpedanz",num2str(refSysSelect),".mat"));
load('LCL-Paramter_ref_sys2_solution2.mat')

% Setze Simulationsdatei
currentFolder = pwd;
simFile = strcat(currentFolder, "\FF_CSCI_CS");

% Bestimme Parameter für HP-Filter
fres = 1e3;
q = 1;
Chpval = ones(1,length(fres))*1e-6;
Lhpval = 1./((2.*pi.*fres).^2.*Chpval);
Rhpval = 1./(q.*Chpval.*2*pi.*fres);

```

```
% Setze Parameter für LTSpice-Simulation
variablesAll = ["Lcm1" "Lcm2" "Cy1" "Cy2" "Chp" "Rhp" "Lhp"];
substituesAll = [Lcm1val Lcm2val Cy1val Cy2val-Cstabval Chpval Rhpval Lhpval];

clear Result; % Lösche Ergebnisse

% Starte LTSpice-Simulation
runLTSpice(simFile, variablesAll, substituesAll, 0);
% Lade Daten aus der LTSpice-Simulation
% https://github.com/PeterFeicht/ltspice2matlab
LTtemp = LTspice2Matlab(strcat(simFile, "_new.raw"));

% Kopiere Daten in lokale Variablen
Result = LTtemp.data.Vvlist;
ResultAEF = LTtemp.data.Vvlist_aef;
freqLT = LTtemp.freq_vect;

% Gleiche Frequenzvektoren ab
il3IntpLT = interp1(log(freq), il3Intp, log(LTtemp.freq_vect));

% Berechne maximale Einfügedämpfung
maxIl = max(mag2db(abs(ResultAEF))-il3IntpLT);
% Führe Stabilitätsanalyse aus
stab = stab_analyse(-1*LTtemp.data.Vvstab);

iter = 1;
% Iterationsbedingung
while (maxIl < 0) && stab.stable == true && abs(resPhase) > 10

    Lcm2val = Lcm2val / (1 + 1/iter); % Verkleinere Lcm2val
    % Berechne HP-Filter
    q = 1;
    Chpval = ones(1,length(fres))*1e-6;
    Lhpval = 1./((2.*pi.*fres).^2.*Chpval);
    Rhpval = 1./(q.*Chpval.*2*pi.*fres);

    % Starte neue LTSpice-Simulation
    variablesAll = [variables "Lcm1" "Lcm2" "Cy1" "Cy2" "Chp" "Rhp" ...
        "Lhp" "Cstab" "Cstab2"];
    substituesAll = [substitues Lcm1val Lcm2val Cy1val Cy2val-Cstabval ...
        Chpval Rhpval Lhpval Cstabval Cstab2val];
    runLTSpice(simFile, variablesAll, substituesAll);
    % https://github.com/PeterFeicht/ltspice2matlab
    LTtemp = LTspice2Matlab(strcat(simFile, "_new.raw"));
    ResultAEF = LTtemp.data.Vvlist_aef;

    % Führe Stabilitätsanalyse aus
    stab = stab_analyse(-1*LTtemp.data.Vvstab);
    % Berechne Phasen- und Amplitudenreserve
    [resPhase, dataPhase, resMag, dataMag]=my_margin(-1*LTtemp.data.Vvstab);
    % Berechne maximale Einfügedämpfung
    maxIl = max(mag2db(abs(ResultAEF))-il3IntpLT);
    bodeplotComp([ ResultAEF], freqLT*2*pi, 1, ["VsVs" ])
end

Lcm2val = Lcm2val * (1 + 1/iter); % Vergrößere Lcm2val auf letzten Wert
% Berechne Filterparameter
Chpval = ones(1,length(fres))*1e-6;
Lhpval = 1./((2.*pi.*fres).^2.*Chpval);
Rhpval = 1./(q.*Chpval.*2*pi.*fres);

% Führe Simulation erneut aus
variablesAll = [variables "Lcm1" "Lcm2" "Cy1" "Cy2" "Chp" "Rhp" "Lhp" ...
    "Cstab" "Cstab2"];
substituesAll = [substitues Lcm1val Lcm2val Cy1val Cy2val-Cstabval ...
    Chpval Rhpval Lhpval Cstabval Cstab2val];

runLTSpice(simFile, variablesAll, substituesAll);
% https://github.com/PeterFeicht/ltspice2matlab
```

```
LTtemp = LTspice2Matlab(strcat(simFile, "_new.raw"));
ResultAEF = LTtemp.data.Vv1isn_aef;

% Berechne maximale Einfügedämpfung
maxI1 = max(mag2db(abs(ResultAEF))-il3IntpLT);
figure(11) % Plotte Ergebnisse
bodeplotComp([ ResultAEF], freqLT*2*pi, 0, ["FF CSCI AEF" ])
bodeplotComp([ db2mag(il3IntpLT)], freqLT*2*pi, 1, ["Passives Filter" ])
```

## Anhang H MATLAB-Hilfsfunktionen

```
function [outputArg1,outputArg2] = bodeplotComp(values, wbode, holdoff,
legendvalue)
% Funktion zur Erstellung eines Bodeplots

ax1 = subplot(2,1,1);
for k = 1:size(values,2)
    if k == 1 && holdoff == 0
        hold off;
    else
        hold on;
    end
    semilogx(wbode/(2*pi), mag2db(abs(squeeze(values(:, k)))));
end
grid on;
legend(legendvalue);

ax2 = subplot(2,1,2);
for k = 1:size(values,2)
    if k == 1 && holdoff == 0
        hold off;
    else
        hold on;
    end
    semilogx(wbode/(2*pi), angle(squeeze(values(:,k)))/(2*pi)*360);
end
grid on;
linkaxes([ax1 ax2], 'x');
end
```

---

```

function [PhasenreserveReturn, valPhaseReturn, AmpreserveReturn,
valAmpreserveReturn] = my_margin(data)

%% berechne Phasenreserve
mag = abs(data) > 1; % Finde alle Werte, deren Amplitude > 1
trigger = xor(mag(2:end), mag(1:end-1)); % Finde Übertritt von <=1 und >1
idx = find(trigger); % finde entsprechende Indizes

for k = 1:length(idx) % Suche kleinste Phasenreserve
    Phasenreserve(k) = wrapTo180(180 - angle(data(idx(k)))/(2*pi)*360);
    valPhase(k) = data(idx(k));
end

if ~exist("Phasenreserve")
    PhasenreserveReturn = inf;
    valPhaseReturn = NaN;
else
    [~,idx] = min(abs(Phasenreserve));
    PhasenreserveReturn = Phasenreserve(idx);
    valPhaseReturn = valPhase(idx);
end

%% berechne Amplitudenreserve
mag = (imag(data) > 0); % finde Daten mit Imaginärteil > 0
% Finde Übertritt Imaginärteil <=0 und > 0
trigger = xor(mag(2:end), mag(1:end-1));
idx = find(trigger); % Suche Indizes

% Finde kleinste Amplitudenreserve
m = 1;
for k = 1:length(idx)
    if (real(data(idx(k))) >=-1) % nur werte innerhabl einheitskreis nehmen
        Ampreserve(m) = mag2db(-1/(real(data(idx(k)))));
        valAmpreserve(m) = data(idx(k));
        m = m+1;
    end
end

if ~exist("Ampreserve")
    AmpreserveReturn = inf;
    valAmpreserveReturn = NaN;
else
    [~,idx2] = min(Ampreserve);
    AmpreserveReturn = Ampreserve(idx2);
    valAmpreserveReturn = valAmpreserve(idx2);
end

end

```

```
function [Zpar] = par(Z1,Z2)
% Parallelschaltung von Impedanzen
Zpar = 1./(1./(Z1) + 1./(Z2));
end
```

```

function runLTSpice(file, variables, numbers, normal)

    % Erzeugung von zwei Bat-Files um LTSpice zu starten und zu stoppen
    fileNew = strrep(file, " ", " ");

    if exist("normal")
        batFile(1) = strcat('start "' 'C:\Program
Files\LTC\LTSpiceXVII\XVIIx64.exe"', " -b -norm", ' "' ,fileNew,
'_new.net"');
    else
        batFile(1) = strcat('start "' 'C:\Program
Files\LTC\LTSpiceXVII\XVIIx64.exe"', " -b -alt", ' "' ,fileNew, '_new.net"');
    end
    batFile(2) = "taskkill /IM XVIIx64.exe 1>nul 2>&1";

    batFile(3) = strcat("@echo off\n\r", strrep(batFile(:,1), "\", "\\"));
    batFile(4) = strcat("@echo off\n\r", strrep(batFile(:,2), "\", "\\"));

    fid = fopen("start_LT.bat", "w+");
    fprintf(fid, batFile(:,3));
    fid = fclose(fid);

    fid = fopen("closeLT.bat", "w+");
    fprintf(fid, batFile(:,4));
    fid = fclose(fid);

    % Lösche Ergebnisdatei .raw
    if exist(strcat(file, "_new.raw"), 'file')==2
        delete(strcat(file, "_new.raw"));
    end

    %% prepare netlist file
    f=fileread(strcat(file, ".net"));

    % Ersetze Variablen durch Werte
    for k = 1:size(variables,2)
        %onlyVariable = strsplit(variables(k), "=");
        f = strrep(f, strcat("{", variables(k), "}"), string(numbers(k)));
    end

    fid = fopen(strcat(file, "_new.net"),'w');
    fprintf(fid,'%s',f);
    fclose(fid);

    f = ".param";
    for k = 1:size(variables,2)
        %onlyVariable = strsplit(variables(k), "=");
        f = strcat(f, " ", strcat(variables(k), "="), string(numbers(k)));
    end
    fid=fopen(strcat(file, "_param.net"), "w");
    fprintf(fid, f);
    fclose(fid);

    %% run simulation

    % Starte LTSpice-Simulation
    dos('start_LT.bat');

    % Warte, solange bis Ergebnisdatei nicht mehr größer wird
    while exist(strcat(file, "_new.raw"), 'file')~=2
        pause(0.2)
    end

    s = dir(strcat(file, "_new.raw"));
    filesizeNew = s.bytes;
    filesizeOld = 1e6;
    while filesizeOld ~= filesizeNew

```

```
    pause(0.5);
    s = dir(strcat(file, "_new.raw"));
    filesizeOld = filesizeNew;
    filesizeNew = s.bytes;
end

% SchlieÙe LTSpice
dos('closeLT.bat');
end
```

---

```
function [stab] = stab_analyse(data)
% Bestimme eine Gerade von [-1; 0] nach [-1; max(abs(data))]
A(1, :) = [-1 0];
A(2, :) = [-1 max(abs(data))+1];

% Berechne Schnittpunkte der gegebenen Kurve mit dieser Gerade
count = 0;
k = 1;
m = 1;
while(k < length(data)-1)
    % gerade definieren zwischen zwei punkten
    B(1, :) = [real(data(k)) imag(data(k))];
    B(2, :) = [real(data(k+1)) imag(data(k+1))];
    % berechne, ob es überschneidung gab
    [does, int, cross] = checkSegmentIntersection(A, B);
    if does == true
        if (cross > 0) % positive richtung
            count = count +1;
        else % negative richtung
            count = count -1;
        end
        stab.int(m) = int(1) + 1j*int(2);
        m = m+1; % wenn einie Stelle gefunden wurde springe weiter, da
        wenn der Punkt genau auf der Geraden liegt, er doppelt gezählt werden könnte
    end
    k = k+1;
end

if count == 0
    stab.stable = true;
else
    stab.stable = false;
end
end
```

```
function [ergebnisComp] = sym2comp(symEq,parameters, parameterssubs, w)
% Umwandlung einer symbolischen variable in einen Frequenzvektor
syms s

ergebnisSubs = subs((symEq), parameters, parameterssubs);

ergebnisSubss = subs(ergebnisSubs, s, w*1i);
ergebnisComp = double(ergebnisSubss);

end
```