

Die approbierte Originalversion dieser Diplom-/Masterarbeit ist an der Hauptbibliothek der Technischen Universität Wien aufgestellt (<http://www.ub.tuwien.ac.at>).

The approved original version of this diploma or master thesis is available at the main library of the Vienna University of Technology (<http://www.ub.tuwien.ac.at/englweb/>).

DIPLOMARBEIT

Online Isolationszustandsüberwachung von umrichter gespeisten Drehstrommaschinen basierend auf hochfrequenter Stromabtastung

ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades eines Diplom-
Ingenieurs unter der Leitung von

Ao.Univ.Prof.Dipl.-Ing.Dr.techn. Thomas M. Wolbank

E372

Institut für Energiesysteme und elektrische Antriebe

eingereicht an der Technischen Universität Wien
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
von

Andreas Mitteregger, BSc.

Matrikelnummer: 0427480
Theodor Kramer Straße 10, 1220 Wien



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
WIEN

VIENNA
UNIVERSITY OF
TECHNOLOGY

Wien im Oktober 2011

Danksagung

Das Studium der Elektrotechnik war die letzten Jahre der Mittelpunkt meines Lebens, viele Erfolge aber auch einige Rückschläge pflastern rückblickend den Weg bis zum Abschluss der vorliegenden Arbeit. Ohne die fürsorgliche Unterstützung meiner Eltern, welche sich nicht nur auf das Finanzielle reduzieren lässt, wäre mir dieser Studienerfolg kaum möglich gewesen. Ihr habt großen Anteil an dem erreichten Ziel. Danke Mama! Danke Papa!

Für die keinesfalls selbstverständliche Art der Betreuung, möchte ich mich ausdrücklich bei Herrn Ao.Univ.Prof.Dipl.-Ing.Dr.techn. Thomas Wolbank und Herrn Dipl.Ing. Peter Nußbaumer bedanken. Bei Fragen und Problemen konnte ich mich stets an sie wenden.

Des Weiteren möchte ich Herrn Dipl.Ing. Dr. techn. Markus Vogelsberger danken, welcher mich auf die Möglichkeit dieser Diplomarbeit, am Institut für Energiesysteme und elektrische Antriebe aufmerksam gemacht hat.

Besonders meiner Freundin, möchte ich hiermit danken. Speziell in den letzten Jahren meines Studiums, hat sie auf besondere Art meine Motivation hoch gehalten, auf meine Fähigkeiten vertraut und mir den notwendigen Rückhalt gegeben. Danke Joy!

Kurzfassung

Diese Diplomarbeit beschreibt die Entwicklung einer Methode, um Veränderungen in der Statorisolation einer umrichter gespeisten Drehstrommaschine, zu erfassen. Im speziellen wurde eine Asynchronmaschine mit Käfigläufer im Rahmen der Arbeit untersucht.

Der unerwartete Ausfall eines elektrischen Antriebs kann enorme Kosten für den Betreiber mit sich bringen, auch ein Ausbau der Maschine für einen eventuellen Test der Maschinenisolation ist mit zusätzlichem Aufwand verbunden. Ein Verfahren welches online arbeitet, also ohne Ausbau des Antriebs auskommt und zusätzlich keine weitere Hardware benötigt als jene, welche zur Regelung der Maschine benötigt wird, wurde im Laufe der Diplomarbeit erarbeitet.

Durch eine hochfrequente Abtastung der Strom- bzw. Stromanstiegssignale welche herkömmliche Stromanstiegs- oder Kompensations Stromwandler Sensoren bereitstellen, kann die Stromantwort auf einen Spannungspuls detailliert ausgewertet werden. Nun kommt es bei Betrieb der Maschine am Umrichter zu transienten Überspannungen in den Statorwicklungen, resultierend aus einer Kombination von sehr raschen zeitlichen Änderungen der angelegten Spannung und unterschiedlicher Impedanzen der beteiligten Teilsysteme: Umrichter, Zuleitung, Versuchsmaschine. Die damit verbundenen Einschwingvorgänge im Stromsignal sind nun charakteristisch für den Zustand des Gesamtsystems und speziell für den Zustand der Maschinenisolation. Eine Veränderung in der Isolation wird dabei mit Kapazitäten, welche zwischen beliebige Anzapfungen einer Maschinenphase geschalten werden können, modelliert.

Werden die Einschwingvorgänge im Frequenzspektrum ausgewertet, ist es möglich, Messungen bei künstlich eingebauten Kapazitäten, im Vergleich mit zuvor, bei unbeeinträchtigter Maschine erfolgten Referenzmessungen, zu vergleichen und diese Fehler zu detektieren.

Abstract

This master thesis describes the development of a method for detection of degradation of the stator insulation in inverter fed drives. For the research according to this thesis, an induction machine with squirrel cage was used.

An unexpected breakdown of an electrical machine can cause enormous costs for the owner. Even a planned outtake of the drive for testing the condition of the insulation requires working time and results in extra costs. Therefore, a method which works online, this means no outtake of the drive is required and in addition no extra hardware needs to be installed was developed during the work for the master thesis.

Through high frequency sampling of current or current derivative signals provided by CDI (Current Derivative Sensors) or compensation current transformers sensors, it is possible to analyze the step response of the current in detail, caused by a voltage step. Transient overvoltages result through combination of very short voltage rise times and different impedances of the part systems: inverter, feed cable and test machine. The involved transient effect in the current signal is characteristic for the condition of the whole system and in special characteristic for the condition of the machine insulation. The degradation of the insulation is modelled by adding an external error capacity between arbitrary taps of the machine phase.

By evaluating the transient effects in the frequency domain, it is possible to detect these error capacities in comparison with measurements made without additional capacities in the insulation system of the machine.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Theoretische Grundlagen von Drehfeldmaschinen	2
2.1	Normierung	2
2.2	Einführung in die Raumzeigerrechnung	3
2.3	Die Asynchronmaschine (ASM)	6
2.3.1	Wirkungsweise	7
2.3.2	Mathematische Beschreibung der ASM	7
3	Beschreibung des Prüfstands	11
3.1	Aufbau des Prüfstands	11
3.2	Technische Daten der Versuchsmaschine	12
3.3	Beschreibung der möglichen Fehlerarten	13
3.4	Umrichter	14
3.4.1	Technische Daten des IGBT-Pulswechselrichters	14
3.5	Kompensations Stromwandler & CDI Sensoren	15
3.5.1	Kompensations Stromwandler	15
3.5.2	CDI Sensoren (Current Derivative Sensor)	17
4	Stator Isolationsfehler bei Drehfeldmaschinen	18
4.1	Einleitung	18
4.2	Alterungsprozess einer Maschinenwicklung	18
4.3	Klassifizierung und Beschreibung vorhandener Test Methoden	20
5	Spektralanalyse & Statistische Auswertung	23
5.1	Fensterfunktionen in der Spektralanalyse	23
5.2	Chi Quadrat Anpassungstest	30
5.2.1	Vorbemerkungen	30
5.2.2	Test auf Normalverteilung	30
5.2.3	Matlab Simulink Funktion chi2gof	32
6	Überwachung und Aufzeichnung von Isolationszustands-Veränderungen	33
6.1	Einleitung	33
6.2	Eigenfrequenz und Überschwingweite	34
6.2.1	Charakteristische Größen	37
6.2.2	Versuchsaufbau	40
6.2.3	Resultate	43
6.3	Statistische Spektralanalyse von Einschwingvorgängen	49

6.3.1	Anstiegs Zeitpunkt.....	49
6.3.2	Ermittlung der Einschwingdauer	50
6.3.3	Anwendung der diskreten Fourier Transformation	51
6.3.4	Gegenüberstellung diverser Fehlerszenarien.....	56
6.3.5	Einfluss der Rotorposition	75
6.3.6	Messung bei bewegtem Rotor	76
7	Kapazitäts- und Impedanzmessungen	78
7.1	Einleitung.....	78
7.2	Das Bode 100.....	78
7.2.1	Kalibrierung des Bode 100.....	78
7.2.2	Impedanz / Reflexions Messung.....	79
7.2.3	Impedanzmessung mit Frequenzdurchlauf.....	81
8	Zusammenfassung - Ausblick.....	90
9	Literaturverzeichnis	91
10	Abbildungsverzeichnis	93
11	Tabellenverzeichnis	97
Anhang	98

1 Einleitung

Ein Großteil der Maschinenabschaltungen resultiert aus Fehlern welche dem Stator einer elektrischen Maschine zugeschrieben werden können. Die meisten Statorfehler haben dabei eine langwierige Entstehungsgeschichte und treten nicht schlagartig auf.

Die Isolation der Maschine wird im hochdynamischen Betrieb am Umrichter zusätzlich beansprucht, wodurch sich in Kombination mit mechanischen, elektrischen, thermischen und Umgebungsbelastungen eine mehr oder weniger rasche Alterung ergibt. Dieser Alterungsprozess ist komplex und ist bis heute ein Thema, zu welchem umfangreiche Forschung betrieben wird.

Eine Isolation, welche entsprechend gealtert ist, kann dann bei Belastung schließlich durchschlagen oder andere schwerwiegende Fehler aufweisen. Durch einen Windungsschluss kann es danach sehr rasch zu einer thermischen Überlastung der Maschine kommen.

Eine Überwachung des Isolationszustands, welche idealerweise online erfolgt, stellt somit ein Instrument dar, mit dessen Hilfe eine derartige langsam auftretende Verschlechterung detektiert werden kann und somit eine Instandhaltung vor Auftreten einer kompletten Maschinenzerstörung möglich ist. Solch eine Methode wurde im Rahmen der Diplomarbeit am Institut für Energiesysteme und elektrische Antriebe entwickelt.

Dabei wird nach einer knappen Beschreibung der theoretischen Grundlagen, welche für den Umgang mit elektrischen Maschinen von fundamentaler Bedeutung sind, der verwendete Prüfstand mit allen wichtigen Teilkomponenten genauer erläutert. Im vierten Kapitel wird der komplexe Prozess der Isolationsalterung, mit samt seinen Ursachen detailliert beschrieben. Der Hauptteil der hier vorliegenden Arbeit, findet sich in den darauffolgenden Kapiteln. Die Idee, welche zur Methode führte, um Isolationsveränderungen detektieren zu können, wird Schritt für Schritt beschrieben und gibt dem Leser somit auch einen Einblick in die Entstehungsgeschichte des Verfahrens.

2 Theoretische Grundlagen von Drehfeldmaschinen

Da für das umfangreiche Gebiet der elektrischen Maschinen eine elegante mathematische Beschreibung zur Verfügung steht, wird jene in diesem Kapitel kurz aufgezeigt. Es wird jedoch nicht auf alle Maschinentypen und deren mathematisches Gerüst detailliert eingegangen, sondern vielmehr die Asynchronmaschine in den Vordergrund gerückt, da diese auch das zu Grunde liegende Testobjekt in dieser Diplomarbeit ist. Als erstes wird die Normierung bei dem mathematischen Modellieren von elektrischen Maschinen beschrieben, dies führt zur Raumzeigerrechnung gefolgt von einer knappen grundlegenden Beschreibung der Asynchronmaschine und deren Wirkungsweise.

2.1 Normierung

Die Normierung ist ein Vorgang bei welchem eine dimensionsbehaftete physikalische Größe auf einen beliebigen Referenzwert derselben Dimension bezogen wird. Das Ergebnis dieser Operation liefert eine dimensionslose Größe mit der Einheit 1. Besonders hohe Aussagekraft resultiert aus einer Normierung mit den Nenngrößen der zu behandelnden Maschine. Dadurch kann schnell auf den Zustand der Maschine geschlossen werden, da sich die Größe nunmehr in einem sehr kleinen Bereich bewegt. Ein Nachteil dieser Operation ist jedoch der Verfall der Einheitenkontrolle innerhalb einer mathematischen Gleichung. Durch die Wahl einiger Bezugsgrößen werden andere über deren mathematischen Zusammenhang, die Gleichungen die das physikalische Verhalten der Maschine beschreiben, festgelegt. Folglich ist bei der Normierung auf Konsistenz zu achten. Ausführliche Informationen sind in [1] zu finden.

Die Normierung einiger physikalischer Größen welche im Umgang mit elektrischen Maschinen häufig für deren Beschreibung eingesetzt werden, ist untenstehend ausgeführt.

Normierter Drehwinkel:

Da der bezogene und der physikalische Winkel identisch sind, ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$\gamma_B = 1(rad) \quad (2.1)$$

Normierte Winkelgeschwindigkeit:

$$\omega = \frac{\Omega}{\Omega_B} \quad \text{mit } \Omega_B = 2\pi f_N \quad (2.2)$$

Um bei mehr-poligen elektrischen Maschinen denselben Wert für die bezogene mechanische und die bezogene elektrische Winkelgeschwindigkeit zu erhalten, muss der Faktor Polpaarzahl p zwischen der mechanischen und der elektrischen Bezugswinkelgeschwindigkeit eingesetzt werden. Wählt man den Bezugswert der Frequenz und jenen der Winkelgeschwindigkeit um den Faktor 2π verschieden, so sind die Zahlenwerte der beiden Größen gleich.

Normierte Zeit:

$$\tau = \frac{t}{t_B} \quad \text{mit } t_B = \frac{1}{\Omega_B} = \frac{1}{2\pi f_N} \quad (2.3)$$

Normierter Strom:

$$i(t) = \frac{I(t)}{I_B} \quad \text{mit } I_B = \sqrt{2}I_{N,Str;eff} \quad (2.4)$$

Normierte Spannung:

$$u(t) = \frac{U(t)}{U_B} \quad \text{mit } U_B = \sqrt{2}U_{N,Str;eff} \quad (2.5)$$

Normierte Flussverkettung:

$$\psi(t) = \frac{\Psi(t)}{\Psi_B} \quad \text{mit } \Psi_B = U_B t_B = \frac{U_B}{\Omega_B} = \frac{\sqrt{2}U_{N,Str;eff}}{2\pi f_N} \quad (2.6)$$

Normierter Widerstand:

$$r = \frac{R}{R_B} \quad \text{mit } R_B = \frac{U_B}{I_B} = \frac{U_{N,Str;eff}}{I_{N,Str;eff}} \quad (2.7)$$

Normierte Induktivität:

$$l = \frac{L}{L_B} \quad \text{mit } L_B = \frac{R_B}{\Omega_B} = \frac{U_B}{\Omega_B I_B} = \frac{U_{N,Str;eff}}{2\pi f_N I_{N,Str;eff}} \quad (2.8)$$

2.2 Einführung in die Raumzeigerrechnung

Das Raumzeigerkalkül, welches auf KOVACS und RACZ [1] zurückgeht, bietet die Möglichkeit einer eleganten Beschreibung des transienten Verhaltens von Drehstrommaschinen. Um die Raumzeigerrechnung anwenden zu können, müssen Idealisierungen bzw. Einschränkungen getroffen werden.

- Eine sinusförmige Verteilung der elektromagnetischen Größen in der elektrischen Maschine wird angenommen. Trifft dies für den vorliegenden Fall nicht zu, wird durch die Raumzeigerrechnung die Grundwelle der Größen erfasst
- Die Induktivität der elektrischen Maschine wird über den Umfang konstant angenommen. Eine rotationssymmetrische Maschine ist also Voraussetzung. Liegt keine solche Maschine vor, muss in Komponenten gerechnet werden wobei man die Vorteile der Rechenmethoden der komplexen Rechnung dabei verliert.

Werden diese zwei Bedingungen erfüllt, so kann die Raumzeigerrechnung zur Beschreibung der vorliegenden elektrischen Maschine angewandt werden. Dadurch reduzieren sich die räumlichen Differentialgleichungen auf einfacher zu lösende algebraische komplexe Gleichungen. Der zeitliche Verlauf der Größen wird durch diese Rechenmethode nicht vorgegeben oder eingeschränkt, d.h. jeder beliebige zeitliche Verlauf kann mit Hilfe der Raumzeigerrechnung dargestellt und behandelt werden. Man erhält also quasi eine Momentaufnahme des aktuellen zeitlichen Zustands der

Maschine. Herrschen räumlich konstante und zeitlich sinusförmige Größen so spricht man von dem Stationärfall, für diesen sind die Zeigerdiagramme der räumlichen und zeitlichen Verläufe identisch.

Die Definition eines Raumzeigers wird nun anhand einer zweipoligen Maschine demonstriert. Wird ein Wicklungsstrang von einem elektrischen Strom durchflossen, bewirkt dieser eine magnetische Spannungsverteilung im Luftspalt. Diese ist aufgrund der geometrischen Anordnung der Wicklungen räumlich sinusförmig verteilt. Nach der Definition zeigt der Stromraumzeiger nun in die Richtung des Maximums der magnetischen Spannungsverteilung, der Betrag des Zeigers repräsentiert dabei die Amplitude der Verteilung. Abbildung 2.1 zeigt nun eine Querschnitts Darstellung der zuvor erwähnten zweipoligen elektrischen Maschine.

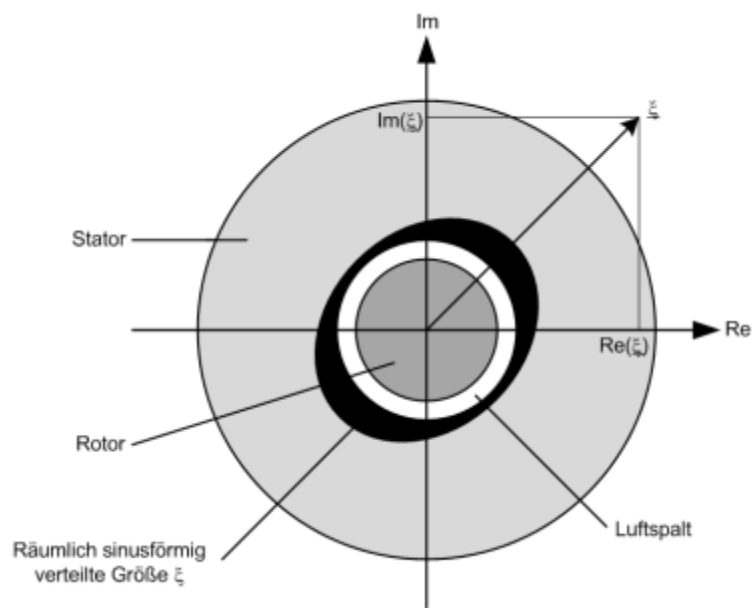


Abbildung 2.1: Raumzeigerdarstellung

Große praktische Bedeutung hat das drei-phasige Drehstromsystem, für welches der Stromraumzeiger \underline{i} folgendermaßen aus den bezogenen Werten der Strangströme berechnet werden kann:

$$\underline{i} = \frac{2}{3} \cdot (i_U + \underline{a} \cdot i_V + \underline{a}^2 \cdot i_W) \quad (2.9)$$

$$\text{Mit } \underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}; \quad \underline{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.10)$$

U, V und W bezeichnen jeweils einen der drei Stränge der Maschine. Der Faktor $\frac{2}{3}$ ist dabei so gewählt worden, dass bei Nennstromführung in der Maschine und symmetrischer Verschiebung zwischen den Phasen, der Raumzeiger einen Betrag von genau 1 aufweist.

Für den allgemeinen Fall einer elektrischen Maschine mit n-Strängen ergibt sich der Stromraumzeiger zu:

$$\underline{i} = \frac{2}{n} \cdot \sum_{k=1}^n i_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{n}(k-1)} \quad (2.11)$$

Auch Spannungs- \underline{u} und Flussverkettungsraumzeiger $\underline{\psi}$ können auf ähnliche Weise wie (2.9) definiert werden, allerdings ist es hier nichtmehr möglich, diesen eine anschauliche physikalische Größe zuzuordnen. Die beiden Raumzeiger ergeben sich somit zu:

$$\underline{u} = \frac{2}{3} \cdot (u_U + \underline{a} \cdot u_V + \underline{a}^2 \cdot u_W) \quad (2.12)$$

$$\underline{\psi} = \frac{2}{3} \cdot (\psi_U + \underline{a} \cdot \psi_V + \underline{a}^2 \cdot \psi_W) \quad (2.13)$$

Da die berechneten Raumzeiger elementar mit den einzelnen Stranggrößen verbunden sind, ist es möglich bei Kenntnis des gesamten Raumzeigers auf die einzelnen Komponenten, also die Stranggrößen zu schließen. Es ist dies der umgekehrte Vorgang im Vergleich zu den Berechnungsvorschriften nach (2.9). Zwischen der Strangachse k und dem Bezugskordinatensystem ergibt sich ein Differenzwinkel γ , welcher bei der Berechnung der Stranggrößen aus dem aktuellen Raumzeiger $\underline{\xi}$ abgezogen werden muss, dies entspricht mathematisch gesehen einem zurückdrehen des Zeigers. Veranschaulicht ist dieser Vorgang in Abbildung 2.2.

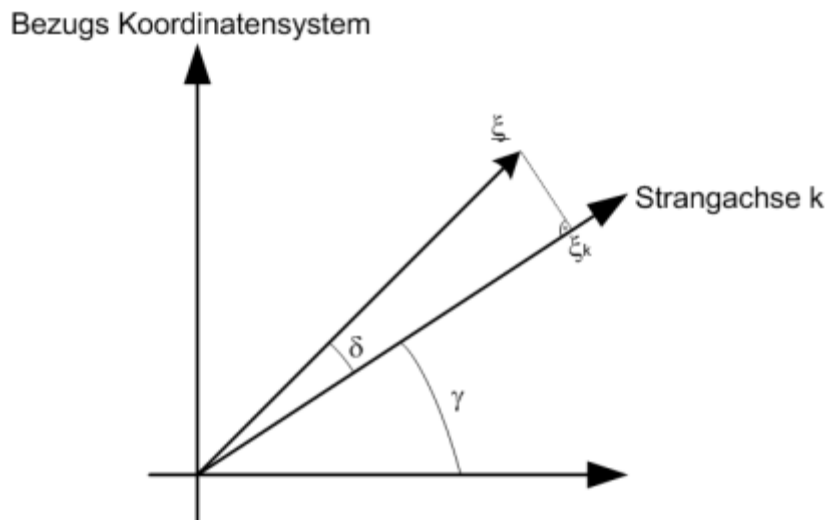


Abbildung 2.2: Berechnung der Stranggrößen aus einem Raumzeiger

Die gesuchte Stranggröße im Strang k kann nach diesem Schritt einfach durch Realteilbildung gefunden werden.

$$\xi_k = Re(\underline{\xi} \cdot e^{-j\gamma}) = Re(|\underline{\xi}| \cdot e^{j(\delta+\gamma)} \cdot e^{-j\gamma}) = Re(|\underline{\xi}| \cdot e^{j\delta}) \quad (2.14)$$

Bei elektrischen Maschinen und speziell bei der Berechnung der selbigen, werden häufig verschiedene Koordinatensysteme eingesetzt. Um einen Raumzeiger von einem Koordinatensystem KOS1 in ein anderes Koordinatensystem KOS2 zu transformieren, muss die Winkeldifferenz zwischen

den beiden Systemen bekannt sein. (2.15) und (2.16) verdeutlichen dies am Beispiel eines Raumzeigers $\underline{\xi}$ welcher vom KOS1 in das neue Koordinatensystem KOS2 transformiert werden soll.

$$\underline{\xi}_{KOS1} = |\underline{\xi}| \cdot e^{j\alpha_1} \quad (2.15)$$

$$\underline{\xi}_{KOS2} = |\underline{\xi}| \cdot e^{j\alpha_2} = |\underline{\xi}| \cdot e^{j(\alpha_1 - \gamma)} = \underline{\xi}_{KOS1} \cdot e^{-j\gamma} \quad (2.16)$$

Eine grafische Darstellung des Vorgangs ist in Abbildung 2.3 einzusehen.

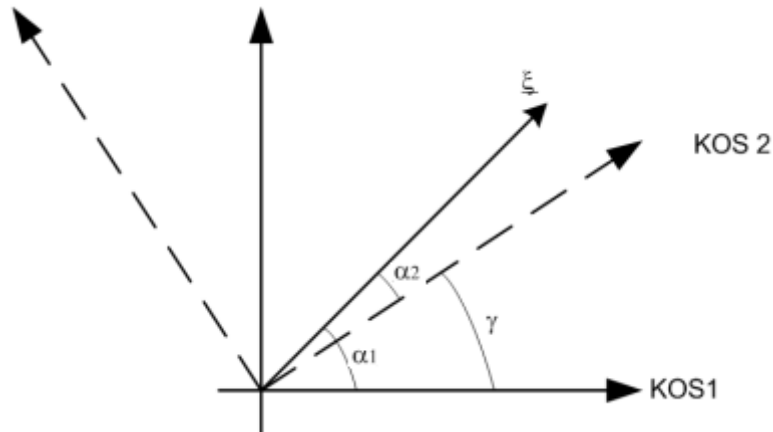


Abbildung 2.3: Transformation eines Raumzeigers zwischen zwei Koordinatensystemen

Wie bereits erwähnt, werden zur Berechnung von elektrischen Maschinen diverse Koordinatensysteme eingesetzt, die am häufigsten anzutreffenden werden im Folgenden kurz genannt und beschrieben:

- Das statorfeste Koordinatensystem:
Die Achsen dieses Koordinatensystems sind fix mit dem Stator verbunden. Für den Real- und Imaginärteil werden die Indizes α und β verwendet.
- Das rotorfeste Koordinatensystem:
Hier sind die Achsen fest mit dem Rotor verbunden. Wird eine Synchronmaschine verwendet, so steht der Raumzeiger $\underline{\psi}_M$ des Erregermagnetfeldes darin still und zeigt in die Richtung der reellen Achse. Real- und Imaginärteil werden mit d und q bezeichnet.
- Das rotorflussfeste Koordinatensystem:
Der Raumzeiger des Rotorflusses ruht in diesem KOS. Die x-Achse (Realteil) des Koordinatensystems wird in Richtung des Rotorflusses gelegt, wodurch sich nie eine y-Komponente (Imaginärteil) einstellt. Die verwendeten Indizes sind x und y.

2.3 Die Asynchronmaschine (ASM)

Während der gesamten Dauer dieser Diplomarbeit erfolgten alle Messungen und auch alle daraus resultierenden Ergebnisse stets im Bezug auf die Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer. Daher gibt dieser Abschnitt einen kurzen Einblick in den Aufbau und die Wirkungsweise einer solchen elektrischen Maschine, einen detaillierteren Einblick liefert [2].

2.3.1 Wirkungsweise

Eine dreiphasige Asynchronmaschine ist aus einem Stator und einem Rotor aufgebaut. Wird der Stator, welcher aus einer geeigneten Anordnung dreier räumlich versetzter Spulen besteht, mit einem dreiphasigen Drehstromsystem verbunden, hat der Stromfluss in diesem ein rotierendes Magnetfeld zur Folge. Die synchrone Drehzahl des Statorfeldes ist:

$$n_1 = \frac{f_1}{p} \quad (2.17)$$

Wobei f_1 für die Frequenz im speisenden Netz steht und p für die Polpaarzahl der Maschine. Der zuvor genannte Rotor befindet sich nun in diesem Magnetfeld und ist mit selbigem magnetisch verkettet. Man geht nun von einer stillstehenden Maschine aus. Da sich das Magnetfeld aus der Sicht des Rotors zeitlich ändert, wird eine Spannung induziert. Diese Spannung ruft in den Stäben des Kurzschlusskäfigs Reaktionsströme hervor, welche eine Rotordurchflutung mit sich bringt. Die Rotordurchflutung und die Statordurchflutung, welche von Statorstrom erzeugt wird, ergänzen sich somit zu einer Gesamtdurchflutung. Spannt nun der Rotorflussverkettungsraumzeiger mit dem Statorstromraumzeiger eine Fläche in der Raumzeigerdarstellung auf, entsteht nach dem Gesetz der Lorentzkraft eine Kraftwirkung und dadurch ein Drehmoment zur Folge hat. Dieses Drehmoment beschleunigt den mechanisch nicht belasteten Rotor der elektrischen Maschine solange dieser nicht dieselbe Umlaufgeschwindigkeit wie das synchrone Drehfeld besitzt. Da für den Fall einer gleichen Umlaufgeschwindigkeit im Rotor keine Spannung mehr induziert wird und somit auch kein Stromfluss erzwungen wird, bezeichnet man diesen Aufbau als Asynchronmaschine. Die Differenz zwischen synchroner Drehzahl und der mechanischen Rotordrehzahl bezogen auf die synchrone Drehzahl bezeichnet man als Schlupf s .

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (2.18)$$

Eine anschauliche und ausführliche Beschreibung findet sich in [3]

2.3.2 Mathematische Beschreibung der ASM

Im Folgenden werden die elementaren Gleichungen welche die ASM im zuvor beschriebenen Raumzeigerkalkül mathematisch beschreiben aufgezeigt. Die normierten Gleichungen liefert das konsequente Anwenden von (2.1) bis (2.8). Soweit nicht anders angegeben, kann in den nachfolgenden Gleichungen von einer normierten Form ausgegangen werden. Für den Stator und den Rotor der Maschine werden die Indizes S und R eingeführt, die Phasenbezeichnungen können Abschnitt 2.2 entnommen werden. Setzt man eine Definition der Strom-, Spannungs- und Flussverkettungsraumzeiger nach (2.9) bis (2.13) voraus, so können die separierten Statorspannungsgleichungen für jeden einzelnen der drei Stränge (im Fall einer dreipoligen ASM) zusammengefasst werden und bilden danach eine komplexe Raumzeigergleichung.

Die Statorspannungsgleichung unter Verwendung des Raumzeigerkalküls für ein statorfestes KOS:

$$\underline{u}_S = r_S \cdot \underline{i}_S + \frac{d\underline{\psi}_S}{d\tau} \quad (2.19)$$

Wobei r_S für den normierten Statorwiderstand, \underline{i}_S für den Statorstromraumzeiger und $\frac{d\underline{\psi}_S}{d\tau}$ für die zeitliche Ableitung des Statorflussverkettungsraumzeigers steht. Um die Rotorspannungsgleichung in der Raumzeigerdarstellung zu erhalten, muss der Rechenweg welcher zu (2.19) geführt hat, etwas umgedacht bzw. verändert werden. Der Rotor eines Kurzschlussläufers ist im Allgemeinen kein dreisträngiges System, wie dies beim Stator sehr häufig der Fall ist, daher ist hier von einem mehrsträngigen System auszugehen. Jeder Strang des Rotors steht somit für einen Stab im selbigen. Nach (2.11) kann ein Raumzeiger für eine solche Konfiguration durch richtige Summenbildung der einzelnen Stranggleichungen gebildet werden. (2.20) zeigt die Rotorspannungsgleichung für ein rotorfestes KOS:

$$\underline{u}_R = 0 = r_R \cdot \underline{i}_R + \frac{d\underline{\psi}_R}{d\tau} \quad (2.20)$$

Wobei r_R für den normierten Rotorwiderstand, \underline{i}_R für den Rotorstromraumzeiger und $\frac{d\underline{\psi}_R}{d\tau}$ für die zeitliche Ableitung des Rotorflussverkettungsraumzeigers steht. Will man Gleichung (2.20) im statorfesten KOS beschreiben, muss man die Bewegung des Rotors relativ zum Stator geeignet mathematisch einbeziehen, dies liefert:

$$\underline{u}_R = 0 = r_R \cdot \underline{i}_R + \frac{d\underline{\psi}_R}{d\tau} - j \cdot \omega_m \cdot \underline{\psi}_R \quad (2.21)$$

Falls ein Schleifringläufer zum Einsatz kommt, darf die Rotorspannung keinesfalls gleich Null gesetzt werden, wie dies in (2.20) und (2.21) gemacht wurde. Durch Überlagerung der Stator und Rotordurchflutungen können die Flussverkettungsraumzeiger elegant dargestellt werden:

$$\underline{\psi}_S = l_S \cdot \underline{i}_S + l_{SR} \cdot \underline{i}_R \quad (2.22)$$

$$\underline{\psi}_R = l_{SR} \cdot \underline{i}_S + l_R \cdot \underline{i}_R \quad (2.23)$$

Eine Transformation der Raumzeiger zwischen den KOS hat auf diese keinen Einfluss, da keine zeitlichen Ableitungen in (2.22) oder (2.23) enthalten sind. Die Wahl des Bezugskoordinatensystems steht somit frei. l_S und l_R bezeichnen jeweils die normierte Induktivität von Stator bzw. Rotor, l_{SR} steht für die Gegeninduktivität zwischen Stator- und Rotorwicklung. Diese Gegeninduktivität wird häufig durch einen sogenannten Streufaktor σ ersetzt, welcher wie folgt definiert werden kann:

$$\sigma = 1 - \frac{l_{SR}^2}{l_S \cdot l_R} \quad (2.24)$$

Es gelingt nun durch geschickte Wahl der Normierung welcher dem Stator- bzw. Rotorwicklungssystem zu Grunde liegt, die Streuinduktivität des gesamten Systems nur einer dieser Seiten zuzuschreiben, z.B. der Statorseite. Dafür wird $l_{SR} := l_R$ gesetzt und das Übersetzungsverhältnis wird so gewählt, damit diese Bedingung nicht verletzt wird, siehe [2].

Somit ergeben sich die Flussverkettungsraumzeigergleichungen zu:

$$\underline{\psi}_S = l_S \cdot \underline{i}_S + (1 - \sigma) \cdot l_S \cdot \underline{i}_R \quad (2.25)$$

$$\underline{\psi}_R = (1 - \sigma) \cdot l_S \cdot (\underline{i}_S + \underline{i}_R) \quad (2.26)$$

Nachdem die elementaren Gleichungen der ASM aufgestellt wurden, kann nun das innere Drehmoment der Maschine berechnet werden. Dieses ergibt sich aus dem Betrag des Statorstromraumzeigers, dem Betrag des Statorflussraumzeigers und dem Sinus des Winkels, welcher zwischen den beiden Zeiger in der komplexen Ebene auftritt. Abbildung 2.4 stellt den Sachverhalt grafisch dar.

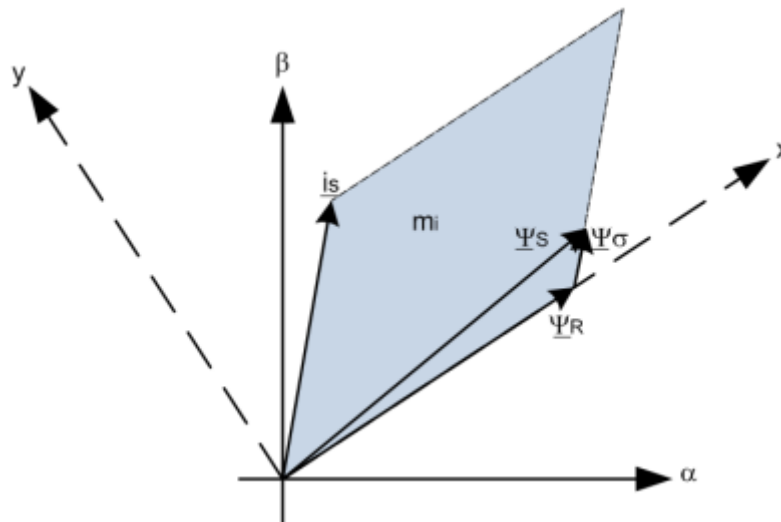


Abbildung 2.4: Drehmomentenbildung bei der ASM

$$m_i(\tau) = |\underline{\psi}_S| \cdot |\underline{i}_S| \cdot \sin(\Delta\gamma) \quad (2.27)$$

Das bedeutet das Moment der Maschine ist proportional zu dem Flächeninhalt welchen die Zeiger des Statorstroms \underline{i}_S und der Statorflussverkettung $\underline{\psi}_S$ aufspannen. Anschaulich ist dies ebenfalls in Abbildung 2.4 einzusehen. Das innere Drehmoment ergibt sich demnach zu:

$$m_i(\tau) = -\text{Im}(\underline{i}_S^* \underline{\psi}_S) = -\text{Im}(\underline{i}_S^* \cdot (\underline{\psi}_R + \sigma \cdot l_S \cdot \underline{i}_S)) = -\text{Im}(\underline{i}_S^* \underline{\psi}_R) \quad (2.28)$$

Um die ASM in ihrem Verhalten vollständig zu beschreiben, muss noch eine Gleichung gefunden werden, um die Bewegung des mechanischen Teils festzuhalten. Da die Summe der Momente gleich Null sein muss sieht die Bewegungsgleichung der ASM folgendermaßen aus:

$$\tau_m \cdot \frac{d\omega_m}{d\tau} = m_i - m_L \quad (2.29)$$

τ_m steht dabei für die Anlaufzeitkonstante der Maschine, wird diese mit der zeitlichen Änderung der mechanischen Winkelgeschwindigkeit multipliziert, erhält man ein Drehmoment. Dieses Moment wird der rotierenden Welle der Maschine zugeschrieben. m_i kennzeichnet das innere Moment nach (2.28) und m_L das entsprechende Lastmoment. Für die Schreibweise nach (2.29) resultiert ein

positives Lastmoment in einer Abbremsung der Maschine, bei negativem Lastmoment folglich in einer Beschleunigung. Nach den Gleichungen (2.19) bis (2.29) folgt die Darstellung des vollständigen Gleichungssatzes für die ASM in einem allgemeinen Koordinatensystem:

Statorspannungs- und Rotorspannungsgleichung:

$$\underline{u}_S = r_S \cdot \underline{i}_S + \frac{d\underline{\psi}_S}{d\tau} + j \cdot \omega_K \cdot \underline{\psi}_S \quad (2.30)$$

$$\underline{u}_R = 0 = r_R \cdot \underline{i}_R + \frac{d\underline{\psi}_R}{d\tau} + j \cdot (\omega_K - \omega_m) \cdot \underline{\psi}_R \quad (2.31)$$

Flussverkettungsgleichungen:

$$\underline{\psi}_S = \sigma \cdot l_S \cdot \underline{i}_S + \underline{\psi}_R \quad (2.32)$$

$$\underline{\psi}_R = (1 - \sigma) \cdot l_S \cdot (\underline{i}_S + \underline{i}_R) \quad (2.33)$$

Drehmomentgleichung:

$$m_i(\tau) = -Im(\underline{i}_S^* \cdot \underline{\psi}_R) \quad (2.34)$$

Bewegungsgleichung:

$$\tau_m \cdot \frac{d\omega_m}{d\tau} = m_i - m_L \quad (2.35)$$

ω_K bezeichnet die Winkelgeschwindigkeit eines allgemeinen rotierenden Koordinatensystems, wobei für die häufig anzutreffenden Fälle: statorfestes KOS $\omega_K = 0$, rotorfestes KOS $\omega_K = \omega_m$ gilt.

Aus dem beschriebenen Gleichungssatz der ASM kann nun ein Ersatzschaltbild konstruiert werden, welches das Verständnis für die Wirkungsweise dieser Maschine untermauert.

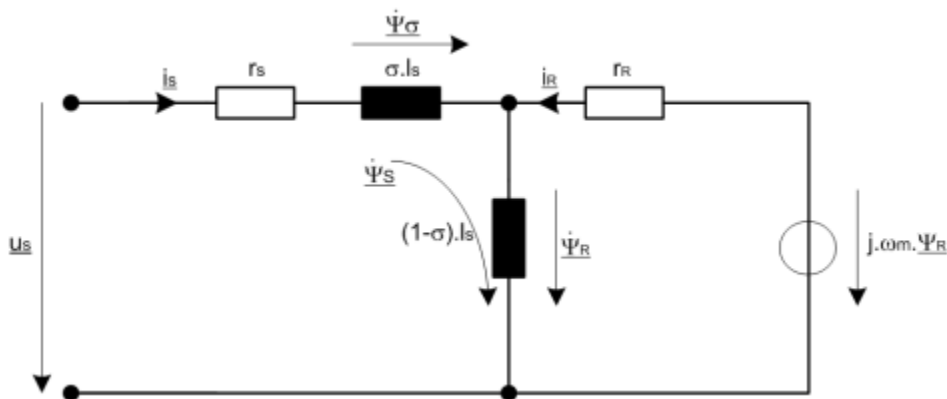


Abbildung 2.5: Raumzeigerersatzschaltbild der ASM für ein statorfestes Koordinatensystem

Die zu Grunde liegende Nomenklatur sowie detailliertere Informationen sind in [2] und [3] zu finden.

3 Beschreibung des Prüfstands

Dieses Kapitel beinhaltet eine kurze Beschreibung des während dieser Diplomarbeit verwendeten Prüfstands, um einerseits reproduzierbare Messergebnisse zu ermöglichen und andererseits dem Leser dieser Arbeit einen Überblick über die Komplexität des Gesamtsystems zu geben. Der Prüfstand wurde vom Institut für Energiesysteme und elektrische Antriebe an der Technischen Universität Wien bereitgestellt und befindet sich im Maschinensaal des selbigen. Der Prüfstand wurde zum Zweck der Fehlerdetektion unterschiedlichster Störfälle bei elektrischen Drehstrommaschinen eingerichtet. Die Hard- und Software für die Realisierung und Aufzeichnung der gewünschten Fehlerszenarien war zur Zeit dieser Arbeit bereits vorhanden

3.1 Aufbau des Prüfstands

Der Prüfstand besteht aus einer drehzahlvariablen Gleichstrommaschine (GM), welche von einem Gleichstromsteller gespeist wird und einer Versuchsmaschine an welcher die diversen Isolationsfehler eingebaut werden können. Abbildung 3.1 zeigt diese Anordnung.



Abbildung 3.1: Gleichstrommaschine mit gekoppelter Asynchronmaschine (Versuchsmaschine)

Wie in Kapitel 2 bereits beschrieben wurde, ist die Versuchsmaschine (VM) eine zweipolige ASM mit Kurzschlussläufer. Ein IGBT-Pulswechselrichter speist die ASM, die Ansteuerung erfolgt durch eine Kombination eines Echtzeitsystems und eines FPGA Systems, wobei ersteres durch ein dSpace Controller Board DS1103 realisiert wurde.

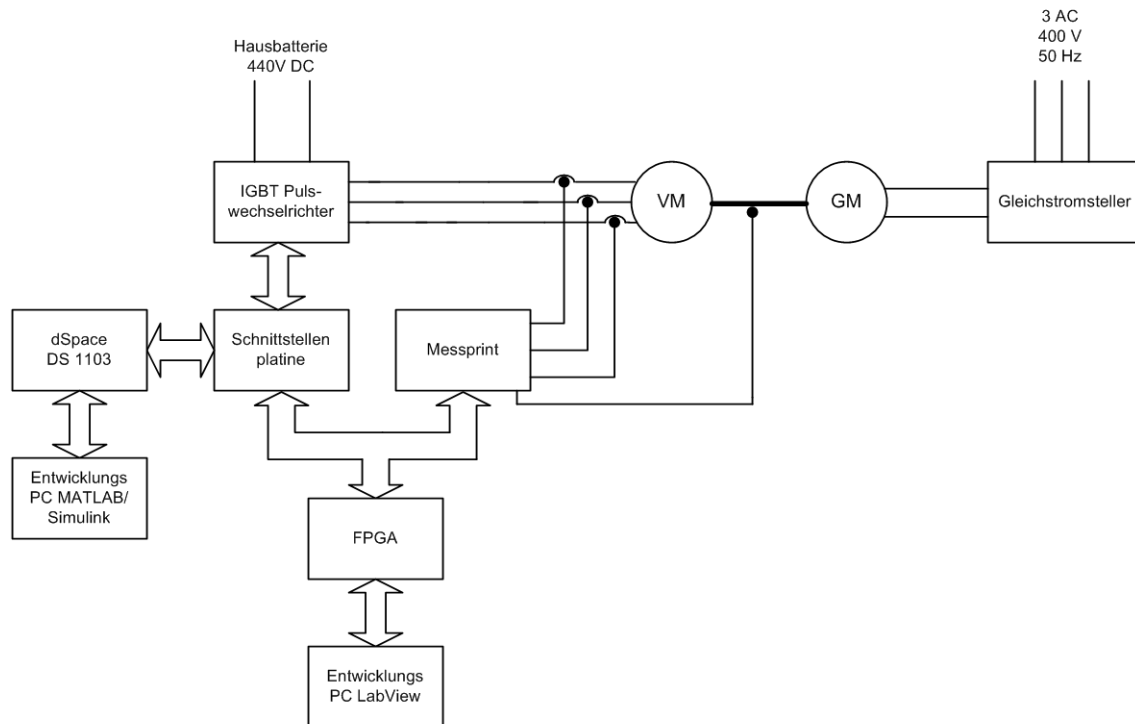


Abbildung 3.2: Aufbau des Prüfstands für Drehstrommaschinen am Institut für Energiesysteme und elektrische Antriebe, TU Wien

3.2 Technische Daten der Versuchsmaschine

Die Nenndaten der Versuchsmaschine, an welcher sämtliche Isolationsfehler eingebaut und ausgewertet werden, basieren auf der Maschinenberechnung des Herstellers.

- $U_N = 280 \text{ V}$
- $I_N = 14,07 \text{ A}$
- $f_N = 75 \text{ Hz}$
- $n_N = 4320 \text{ U/min @ } 75 \text{ Hz}$
- $n_N = 2880 \text{ U/min @ } 50 \text{ Hz}$
- $P_N = 5,5 \text{ kW}$
- Nennschlupf 4%
- Zwei poliger Stator, polpaarzahl $p = 1$
- Sternschaltung (Y)
- Serielle Wicklungsverschaltung

Da die Versuchsmaschine nicht mit einer 75Hz Sinusspannung versorgt wird, muss die Nennspannung auf die 50 Hz angepasst werden. Dies geschieht folgendermaßen:

$$U_{N(50\text{ Hz})} = 50\text{ Hz} \frac{U_{N(75\text{ Hz})}}{75\text{ Hz}} = 186,6\text{ V} \quad (3.1)$$

Da der Aufbau der Maschinenwicklungen großen Einfluss auf die hier präsentierten Ergebnisse hat, ist der Wicklungsplan der Versuchsmaschine dem Anhang beigefügt.

3.3 Beschreibung der möglichen Fehlerarten

Die behandelten Fehlerarten im Rahmen dieser Diplomarbeit können unter dem Begriff Isolationsfehler in der Statorwicklung einer Drehstrommaschine zusammengefasst werden. Wie in Kapitel 3.2 beschrieben, sind die Statorwicklungen der Versuchsmaschine angezapft worden, dadurch ist es möglich mit einer externen Störkapazität mehrere Fehlerfälle zu simulieren. Abbildung 3.3 zeigt das Klemmbrett der verwendeten ASM mit herausgeführten Windungsanschlüssen der drei Phasen. Die zusätzliche Kapazität wurde nun zwischen dem Phasenanschluss mit der Bezeichnung U, V oder W und der entsprechenden Anzapfung eingebaut. Da diese Diplomarbeit eine neue Methode zur Frühdetektion von gealterten oder fehlerhaften Maschinenwicklungen beschreibt, ist für das bessere Verständnis ein theoretischer Hintergrund zum Thema Maschinenisolationen und parasitäre Kapazitäten sowie eine Beschreibung des derzeitigen Standes der Technik in Kapitel 4 eingearbeitet.



Abbildung 3.3: Klemmbrett der ASM mit herausgeführten Windungsanschlüssen

3.4 Umrichter

Es handelt sich hierbei um einen dreiphasigen IGBT-Pulswechselrichter, welcher die benötigte Gleichspannungsversorgung auf der Eingangsseite über die Hausbatterie des Instituts für Energiesysteme und elektrische Antriebe bezieht. Diese stellt eine Gleichspannung von 440 V zur Verfügung und hat den entscheidenden Vorteil einer möglichen Energierückspeisung bei Bremsbetrieb des Antriebs.

3.4.1 Technische Daten des IGBT-Pulswechselrichters

Parameter	Wert	SI Einheit
Versorgungsspannung Stack	Vac 380, Vdc 800	V
V ce max	1200	V
Max Strom am Umrichterausgang	50	A
Max Schaltfrequenz	10	kHz
Entladedauer der Kapazitätsbank	60	s
AC Versorgungsspannung	230	V

Tabella 3.1: Technische Daten des IGBT Pulswechselrichters



Abbildung 3.4: Der verwendete Pulswechselrichter aus dem Maschinensaal, Prüfstand 1

3.5 Kompensations Stromwandler & CDI Sensoren

Die unterschiedlichen Typen der eingesetzten Sensoren im Rahmen der Diplomarbeit werden in diesem Kapitel kurz beschrieben.

3.5.1 Kompensations Stromwandler

Die verwendeten Kompensations Stromwandler (Type 464/201) der Firma VAC (Vacuum Schmelze) liefern am Ausgang ein Stromsignal, welches proportional zu dem durchsetzenden Strom ist. Die wichtigsten Daten finden sich in Tabelle 3.2.

Parameter	Wert	SI Einheit
Nennstrom	100	A
Nenn Ausgangsstrom	100	mA
Übersetzungsverhältnis	1:1000	
Spitzen Eingangsstrom	+/- 150	A
Versorgungsspannung	15 +/- 5%	V
Versorgungsstrom bei Leerlauf	8	mA
Interner Widerstand	<30	Ω
Mess Genauigkeit	≤ 0.5	%
Linearität	≤ 0.1	%
Temperatur Drift (-25°C - +70°C)	≤ 0.5	%
Umgebungstemperatur	-25 - +70	°C
Bandbreite	DC - 300	kHz
di/dt Verarbeitungsgeschw.	> 100	A/ μ s
Offset Strom	≤ 0.2	mA
Test Spannung (50Hz, 1min) rms	12	kV

Tabelle 3.2: Datenblatt der Kompensations Stromwandler Typ: 464/201

Ein Signal der eingesetzten Stromwandler dieser Art ist für eine Schalthandlung in der Phase U in Abbildung 3.5 einzusehen.

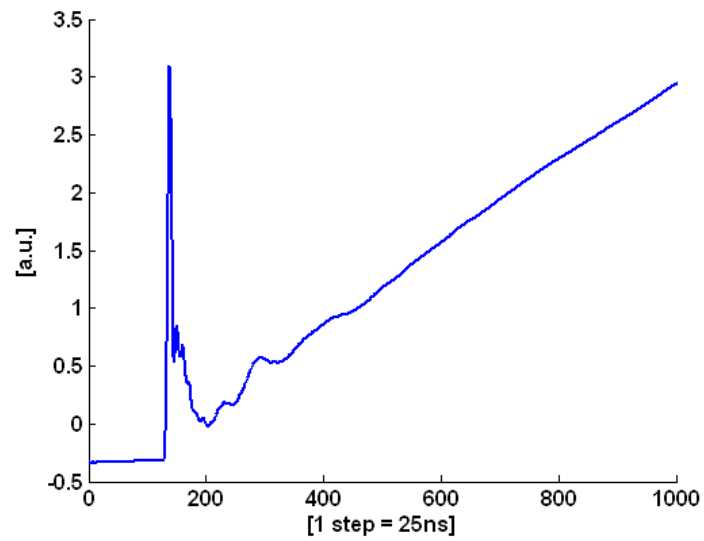


Abbildung 3.5: Nutzsinal eines Kompensations Stromwandlers vom Typ 464/201

Die Abtastung des Nutzsignals erfolgt hier mit 40MHz, somit entspricht ein Zeitschritt einer Dauer von 25ns.

3.5.2 CDI Sensoren (Current Derivative Sensor)

CDI Sensoren liefern im Unterschied zu den ebenfalls eingesetzten Kompensations Stromwandlern direkt die zeitliche Änderung des Stromsignals am Ausgang (siehe Abbildung 5.1). Die im Rahmen dieser Diplomarbeit verwendeten CDI Sensoren sind das Resultat einer Diplomarbeit von Dipl. Ing. Reinhard Enne, welche ebenfalls am Institut für Energiesysteme und elektrische Antriebe durchgeführt wurde. Diese wurden im speziellen für die dreiphasige Stromanstiegsmessung an umrichter gespeisten Maschinen konzipiert. Dabei wird der stromführende Leiter durch den Hohlraum in der Längsachse des Sensors geführt, ein integrierter Verstärker stellt danach am Ausgang das Nutzsignal zur Verfügung. Ein CDI Sensor dieser Art ist in Abbildung 3.6 abgebildet, übernommen aus [4].



Abbildung 3.6: Aufbau der eingesetzten CDI Sensoren, entwickelt von Dipl. Ing. Enne [4]

Geometrie der Anordnung [4]:

- Windungszahl: $N = 207$
- Innenradius: $r = 12,2\text{mm}$
- Außenradius: $R = 28,7\text{mm}$
- Höhe: $h = 28\text{mm}$
- Draht: $d = 0,35\text{mm Cu}$, lackisoliert
- Kern: Luft, PE, $\mu_r = 1$

Die Messwerte für den ohmschen Widerstand R , die Eigen- $L_{2,2}$ sowie die Gegeninduktivität $L_{1,2}$ und die Ersatzkapazität C_2 der Anordnung liefern ebenfalls [4]:

	R_2 / Ω	$L_{2,2} / \mu\text{H}$	$L_{1,2} / \mu\text{H}$	C_2 / pF
Berechnet	3,301	193,61	0,992	/
Gemessen ohne Schirm	5	197,72	1,060	24,006
Gemessen mit Schirm	5	197,71	1,060	47,216

Tabelle 3.3: Berechnete und gemessene Werte der dreiphasigen Spulenanordnung [4]

4 Stator Isolationsfehler bei Drehfeldmaschinen

Dieses Kapitel soll dem Leser einen kurzen Überblick über die bereits vorhandenen, zum Teil akzeptierten Methoden in der Industrie liefern und zusätzlich einen knappen theoretischen Hintergrund beleuchten, um die komplexen Vorgänge bei Alterung der Maschinenisolationen besser verständlich zu machen.

4.1 Einleitung

Moderne umrichter gespeiste Asynchronmaschinen haben in den letzten Jahren ihr Einsatzgebiet rapide ausgeweitet. In manchen dieser Anwendungen werden die Maschinen an der Grenze ihrer Leistungsfähigkeit betrieben, zusätzlich tritt durch eine hochfrequente Umrichterspeisung eine transiente Spannung bei jeder Schalthandlung auf. Diese Überspannungen können das zwei- bis vierfache der Zwischenkreisspannung des Umrichters übertreffen und dadurch der Isolation zwischen den Statorwindungen über einen längeren Zeitraum erheblichen Schaden zufügen. Die Spannungsüberhöhung hängt des Weiteren sehr stark von der Länge der Verbindungskabel von Umrichter zur Maschine ab [5] [6]. Generell sind die Ursachen für die Alterung der Wicklung sowie für einen Fehler im Stator einer elektrischen Maschine nach [7][8][9] in vier Kategorien einzuteilen:

- Elektrische-
- Mechanische-
- Thermische-
- Umgebungsbelastung

37% aller Maschinenabschaltungen resultieren nach [10] und [11] aus einem zu Grunde liegenden Fehler im Stator der Maschine, davon entfallen ca. 72% auf Wicklungs- und Erdisolationsfehler.

4.2 Alterungsprozess einer Maschinenwicklung

Ein großer prozentueller Anteil der in Kapitel 4.1 beschriebenen Fehler entsteht aus einer alternden Isolation zwischen zwei Windungen einer Spule bzw. zwischen zwei oder mehreren Spulen. In diesem Stadium muss bei weitem noch kein schwerwiegender Fehler vorliegen, erst bei entsprechender Überbeanspruchung oder adäquater verstrichener Zeitdauer und damit verbundener Alterung, kann ein schwerwiegender Windungskurzschluss, Kurzschluss zwischen zwei Phasen oder ein Phase - Erdung Fehler entstehen. Um einen Einblick in die bereits erwähnten Fehlerursachen zu bekommen, werden diese im Folgenden detaillierter beschrieben [12]:

Elektrische Beanspruchung der Maschinenwicklung:

Die Hauptgründe welche zu einem der genannten Fehlerfälle im Stator führen können sind dielektrische Überbeanspruchung, Corona Entladungen und transiente Überspannungen. Corona Entladungen treten jedoch erst bei Spannungen in einem Bereich von 600V bis 5kV auf, die

transienten Überspannungen spielen daher bei umrichter gespeisten Antrieben im niedrigen Spannungsniveau eine übergeordnete Rolle [12].

Mechanische Beanspruchung der Maschinenwicklung:

Die größten mechanischen Belastungen der Maschinenwicklung entstehen durch die Bewegung bzw. Verschiebung der eingesetzten Spulen. Die Bewegung der Spulen rührt durch die elektromagnetische Kraft her, welche dem Quadrat des fließenden Statorstroms proportional ist, diese Verschiebung kann großen Einfluss auf die Isolationseigenschaften zwischen z.B. zwei Windungen oder zwei Spulen ausüben. Die Schläge des Rotors sind hauptsächlich auf Schäden an den Rotationslagern des Rotors zurückzuführen, in seltenen Fällen kann sich aber auch ein Teil am Rotor lösen, sei es ein Lüfterblatt, eine Mutter oder ähnliches. Auch durch Partikel die durch die Lüftung angesaugt werden kann es zu einem Schaden an den Wicklungen kommen [12].

Thermische Beanspruchung der Maschinenwicklung:

Erhöht sich die Temperatur der Wicklungen um 10°C bezogen auf die aktuelle Betriebstemperatur, so führt dies nach einer Faustregel zu einer Reduktion der Lebensdauer um 50%. Der thermische Alterungsprozess führt bei Normbetrieb der Maschine in den seltensten Fällen zu einem Ausfall des Antriebs, jedoch sind bereits gealterte Maschinenisolationen viel anfälliger für die Entstehung eines schwerwiegenden Fehlers. Des Weiteren werden die Statorwicklungsisolationen durch nur leicht unsymmetrische Phasenspannungen extrem hoch thermisch belastet. Um eine längere Lebensdauer zu erreichen kann man entweder die Arbeitstemperatur reduzieren oder eine höhere Isolationsklasse einsetzen, diese Ansätze sind aber oft keine Alternative bzw. Lösung des Problems [12].

Umgebungseinflüsse auf die Maschinenwicklung:

Da elektrische Maschinen oft in Umgebungen Ihre Arbeit verrichten, an denen ungewöhnliche bzw. extreme Umgebungsverhältnisse herrschen, sind Sie unter anderen, folgenden Einflüssen ausgesetzt:

- Verschmutzte Umgebungsluft
- Hohe vorherrschende Luftfeuchtigkeit, Feuchtigkeit
- Radioaktive Strahlung (bei Anwendungen in einem AKW, oder dergleichen)
- Aggressive Chemikalien

Eine Verschmutzung der Kühlkörper bzw. der Oberflächen auch innerhalb der Maschine verringert die mögliche Abgabe von Wärme aus der Maschine an die Umgebung. Dadurch erhöht sich die Maschinenwicklungstemperatur rapide, was wiederum eine zusätzliche thermische Alterung nach sich zieht. Chemikalien können die Isolationsschichten so stark zerstören bzw. schädigen dass schwerwiegende Fehler in den Statorwicklungen oft die Folge sind [12].

4.3 Klassifizierung und Beschreibung vorhandener Test Methoden

Um einen kompletten Anlagenstillstand, was häufig mit enormen Kosten verbunden ist, zu vermeiden, bzw. diesen vorhersagen zu können, bedarf es Verfahren um den Maschinenzustand kontinuierlich überprüfen zu können. Diese Verfahren können in online und offline Verfahren eingeteilt werden.

Unter einem offline Verfahren ist eine Methode zu verstehen, bei der die Maschine von dem speisenden Netz getrennt wird, somit kann der Antrieb in dem Zeitraum der Überprüfung nicht genutzt werden. Nach der erfolgten Netztrennung wird die Messung und Auswertung des Maschinenzustands durchgeführt. Wird kein Isolations- oder Windungsfehler festgestellt, kann der Antrieb wieder zugeschaltet werden. Fehlerdetektionsverfahren, welche online arbeiten können einen umfangreichen und aufwendigen Ausbau eines Industrieantriebs umgehen. Einen Überblick sowie eine Zusammenfassung über die unterschiedlichen Verfahren liefert [12]. Zur Zeit der Entstehung dieser Arbeit ist eine online Isolationsüberwachung meist mit intensiven zusätzlichen Hardware-installationen verbunden, oftmals wird für eine Auswertung der erhaltenen Daten ein Fachmann benötigt, eine genauere Beschreibung zu dem sogenannten PD (Partial Discharge) Test ist weiter unten eingefügt.

Der vielversprechendste offline Test ist nach [12] der SURGE, zu Deutsch der Sprungwellen Test. Dieser kann als einziger offline Test eine Veränderung der Wicklung zu Wicklung Isolation feststellen. Dabei wird ein Spannungsimpuls mit einer hohen zeitlichen Änderung an die zu testende Maschinenwicklung angelegt. Diese Prüfspannung liefert ein Hochspannungskondensator, welcher nach einem definierten Ladezyklus schnell über die Maschinenwicklungen entladen wird. Der Spannungsimpuls hat nun eine nichtlineare Spannungsverteilung in der Wicklung zur Folge und im Weiteren auch eine Spannung zwischen den einzelnen Windungen einer Maschinenwicklung. Eine geschädigte Isolation zwischen zwei Windungen hat eine geringere Spannung zwischen denselben anliegen als eine fehlerfreie. Wird die Spannung zwischen den Windungen soweit erhöht, dass diese die Fehlerspannung übersteigt, fließt ein Ausgleichsstrom über die schwache Isolation. Dieser Strompfad liegt parallel zu der eigentlichen Maschinenwicklung und erniedrigt somit die Wicklungsinduktivität, was sich somit direkt auf den Verlauf des angelegten Spannungsimpulses auswirkt. Die Frequenz der Spannungsoszillation in der Maschine ergibt sich zu:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \quad (4.1)$$

R steht in (4.1) für den elektrischen Widerstand der Maschinenwicklung, L für die Wicklungsinduktivität und C für die Wicklungskapazität. Diese Veränderung der Frequenz kann nun detektiert werden und lässt Schlüsse auf eine bereits leicht bzw. stark geschädigte Maschinenisolation zu [13].

Ein weiteres Verfahren welches breite Akzeptanz in der Industrie findet ist der sogenannte Partial Discharge Test, zu Deutsch Teil Entladungstest, welcher im Mittel- und Hochspannungsbereich eingesetzt wird.

Teilentladungen treten nach [14] an Spitzen, Kanten, Lunkern und Spalten im Isolierstoff auf, diese sind direkt mit Ionisationsverlusten verbunden und zerstören häufig sukzessive den Feststoff. Eine Darstellung eines sogenannten Lunkers in einem festen Isolierstoff, findet sich in Abbildung 4.1 aus [14].

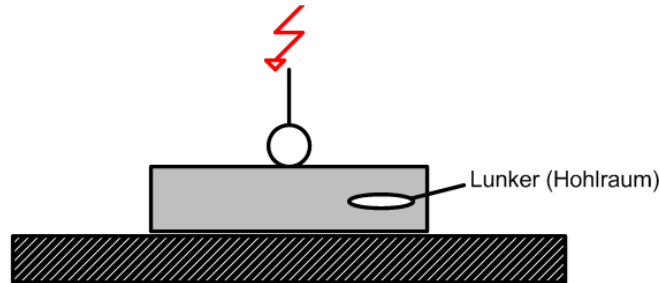


Abbildung 4.1: Einschluss eines Hohlraums innerhalb eines festen Isolierstoffs

Ein Ersatzschaltbild für dieses Szenario liefert ebenfalls [14].

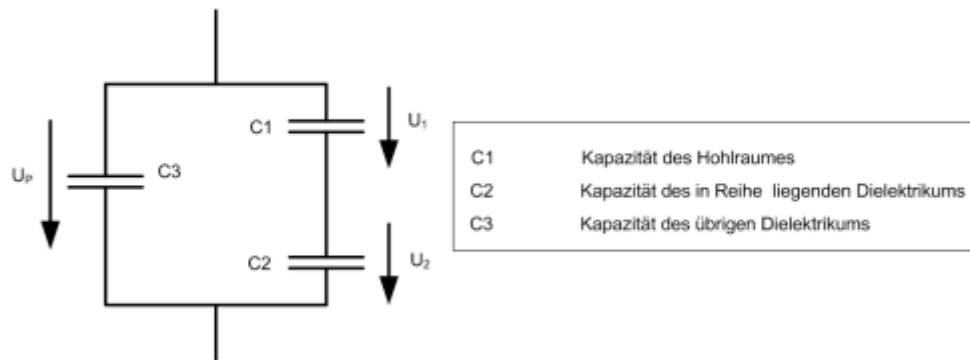


Abbildung 4.2: Ersatzschaltbild für Teilentladungen in einem Isolierstoff

Die Teilspannung u_1 kann nun durch die Spannungsteiler Regel mit der Spannung u_p in ein Verhältnis gebracht werden:

$$u_1 = u_p \frac{C_2}{C_1 + C_2} \approx \frac{C_2}{C_1} u_p \quad (C_1 \gg C_2) \quad (4.2)$$

Wird also die Spannung $u_1 \geq U_z$, welches die maximale Spannung, die von der Lunker-Kapazität gehalten werden kann, repräsentiert, kommt es zu einer Teilentladung und der Spannungsverlauf schnell hier zur Nulllinie zurück. Das gleiche Verhalten ist für $u_1 \leq -U_z$ zu beobachten. Bei jeder dieser Teilentladungen, entsteht ein charakteristischer transienter Strom, welcher sich durch die Maschinenwicklung ausbreitet. Diese hochfrequenten Signale gilt es nun mittels geeigneter Sensoren und Verfahren messtechnisch zu erfassen und auszuwerten. Grundsätzlich besteht nach [15] jedes Teilentladungs Messsystem aus den folgenden Komponenten:

- Sensoren um die Teil Entladungen festzuhalten: Antennen, Stromwandler und Hochspannungs Kondensatoren. Die hier eingesetzten Sensoren müssen bei niedrigen Frequenzen extrem störunempfindlich sein, speziell bei der Netzfrequenz und ihren harmonischen Oberschwingungen
- Elektronische Schaltungen, um die aufgezeichnete analoge Information in eine digitale zu transformieren. Dieser Schritt ist die Vorbereitung für eine digitale Signalverarbeitung

- Die eigentliche digitale Signalverarbeitung: Trennung von Rauschen und Nutzsignal sowie die Einteilung der Information in handhabbare Datenblöcke

Oftmals ist für eine korrekte Interpretation der somit erhaltenen Messdaten ein Experte nötig, da die Störeinflüsse, sehr viel ungewollten Spielraum für eine eventuelle Falschaussage ermöglichen. Trotz all dem zusätzlichen Hardware Aufwand um eine online Teil Entladungs Messung durchzuführen, hat sich dieses Verfahren in der Industrie etabliert und kann qualitativ hochwertige Aussagen über den Zustand der Maschinenisolation bereitstellen.

Andere gängige Verfahren welche der Vollständigkeit halber hier aufgezählt werden [16]:

- Gleichstrom Leitfähigkeits Test (DC conductivity test)
- Polarisationsindex Test (PI test)
- Isolations Widerstands Test (IR test)
- Hochspannungstest (DC/AC HiPot test)

Abschließend sei hier erwähnt, dass keines der genannten Verfahren, an allen möglichen Maschinentypen befriedigende Ergebnisse liefert. Es ist somit das Ziel eine Methode zu entwickeln, welche sich nicht auf einen Spezialfall festlegt und somit das ganze breite Spektrum der elektrischen Rotationsmaschinen abdeckt.

5 Spektralanalyse & Statistische Auswertung

5.1 Fensterfunktionen in der Spektralanalyse

Die im Laufe dieser Diplomarbeit entstandene Methode, um eventuell grobe Isolationsfehler an einer Rotationsmaschine detektieren zu können bzw. zusätzliche Fehlerkapazitäten detektieren zu können, beruht auf der hochfrequenten Abtastung von Strom-, bzw. Stromanstiegs Signalen welche von entsprechenden Kompensations Stromwandlern oder CDI (Strom Ableitungs Sensoren) Sensoren geliefert werden.

Jedes so gewonnene Signal ist selbstverständlich zeitlich diskret (zufolge der Digitalisierung) und beschränkt (Endliche Aufnahmedauer). Will man nun aus einem beschränkten, nicht periodischen Signal Frequenzinhalte ermitteln, muss man sich zwangsläufig dem theoretischen Hintergrund der digitalen Spektralanalyse widmen. Signale im Zeitbereich lassen sich in zwei Klassen einteilen:

- Periodische Signale
- Nicht Periodische Signale

Periodische Signale haben ein diskretes Frequenzspektrum, den Zusammenhang zwischen dem Zeitsignal und dem resultierenden Spektrum liefert die Fourierreihe. Für aperiodische Zeitsignale stellt sich ein kontinuierliches Spektralbild ein, hier liefert die Fouriertransformation den grundlegenden Zusammenhang.

Wie bereits erwähnt sind die Nutzsignale der Sensoren zeitlich begrenzt, außerdem liegen aperiodische Signale vor, was folglich zu einem kontinuierlichen Spektrum führt. Da die Signale für die Auswertung angepasst werden müssen, werden diese zeitlich beschnitten und der Mittelwert des Signalverlaufs wird subtrahiert, um im Spektrum keine scharfe Linie bei der Frequenz 0Hz zu bekommen. Dieser Vorgang ist in Abbildung 5.1 & Abbildung 5.2 für das Nutzsignal eines CDI Sensors einzusehen. Details zu den Sensoren sowie zu der Signalanpassung sind im entsprechenden Kapitel nachzuschlagen.

Nach [17] ist dies ein Rechteckfenster, welches über das Nutzsignal gelegt wird, bzw. mit diesem zeitlich multipliziert wird. Sei $u(t)$ das Ausgangssignal, so erhält man das zeitlich zurechtgeschnittene Signal wie folgt:

$$u_{fenster} = \text{rect}\left(\frac{t}{T_h}\right) \cdot u(t) \quad (5.1)$$

Wobei rect für die Rechteckfunktion steht, diese ist definiert durch:

$$\text{rect}(x) = 1 \text{ für } |x| \leq \frac{1}{2} \text{ und } \text{rect}(x) = 0 \text{ für } |x| > \frac{1}{2} \quad (5.2)$$

Die Folge dieser Operation ist:

Das Spektrum des Nutzsignals und jenes des Rechteckfensters werden miteinander gefalten.

Dieser Vorgang wird nun grafisch dargestellt, um sich ein Bild über den Einfluss einer Fensterfunktion auf den Spektralbereich des Nutzsignals machen zu können. Es wird das Spektrum des CDI Signals ohne Fenstereinwirkung Abbildung 5.3 mit jenem Spektrum des Rechteckfensters aus Abbildung 5.4 gefalten.

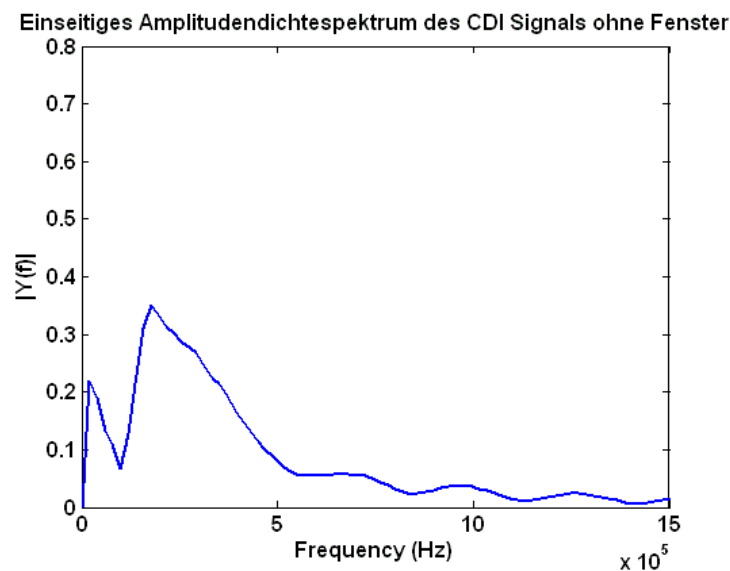


Abbildung 5.3: Amplitudendichtespektrum des CDI Nutzsignals ohne Einwirkung der Fensterfunktion

Die Breite des Fensters beträgt hier $x \cdot 25\text{ns}$, da mit einer Frequenz von 40MHz abgetastet wurde, wobei x für die Anzahl der aufgezeichneten Schritte steht, daher ergibt sich eine Fensterlänge von:

$$\text{Fensterlänge} = 476 \cdot 25 \cdot 10^{-9} = 11,9 \text{ } [\mu\text{s}] \quad (5.3)$$

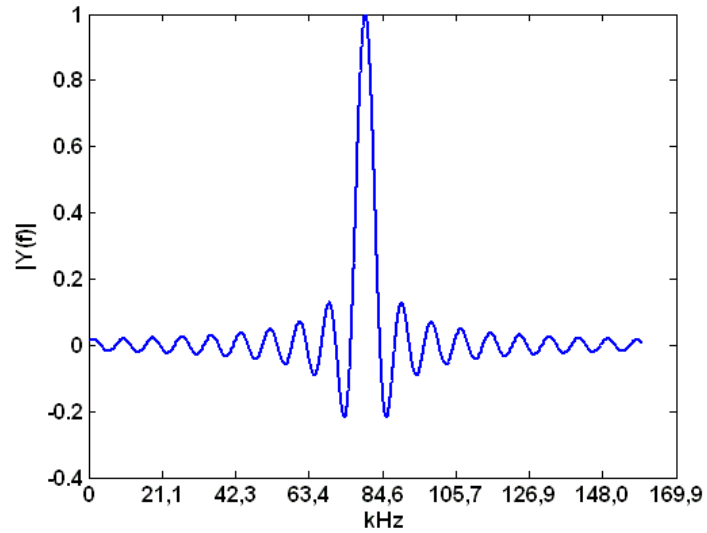


Abbildung 5.4: Amplitudenspektrum des Rechteckfensters mit einer Dauer von $11,9 \mu\text{s}$

Das resultierende Spektrum nach der Faltung ist in Abbildung 5.5 zu sehen.

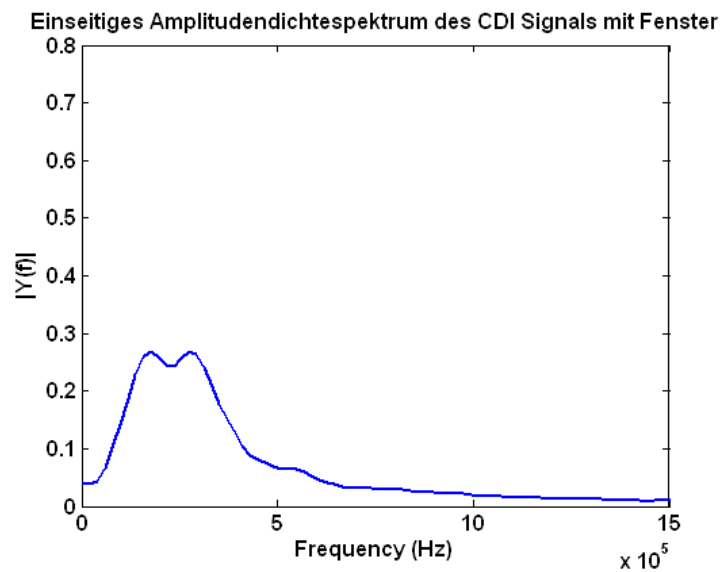


Abbildung 5.5: Amplitudendichtespektrum nach Anwendung der Fensterfunktion

Der Vollständigkeit halber ist die Auswirkung der Fensterfunktion auf den Spektralbereich auch für die Nutzsignale der Kompensations Stromwandler im Folgenden dargestellt. Das Signal mit der gesamten Aufzeichnungsdauer sowie ohne Abzug des arithmetischen Mittelwertes findet sich in Abbildung 5.6.

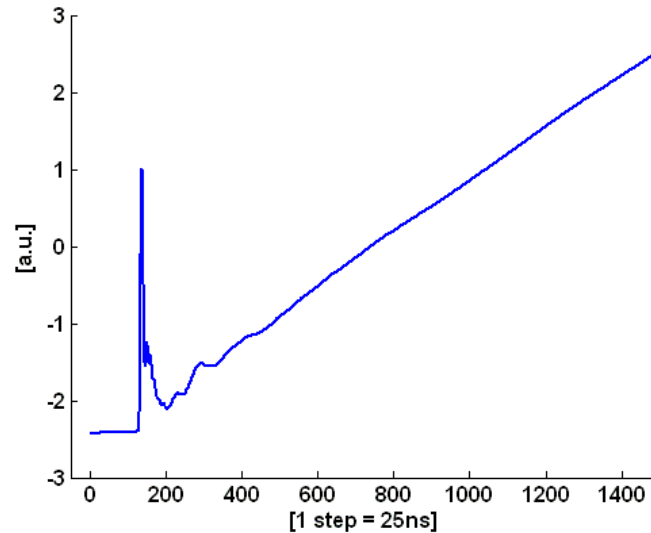


Abbildung 5.6: Stromsignal der verwendeten Kompensations Wandler

Um die Spektralanalyse der diversen anfallenden Signale auf identischen Randbedingungen aufzubauen, wird auch hier eine zeitliche Begrenzung und ein Abzug des arithmetischen Mittelwertes durchgeführt. Da die Wandler ein Stromsignal im Übersetzungsverhältnis 1:1000 (siehe Kapitel 3.5) liefern, und keine zeitliche Ableitung des selbigen, muss hier zusätzlich die Steigung der Geraden aus Abbildung 5.6 im stationären Bereich abgezogen werden.

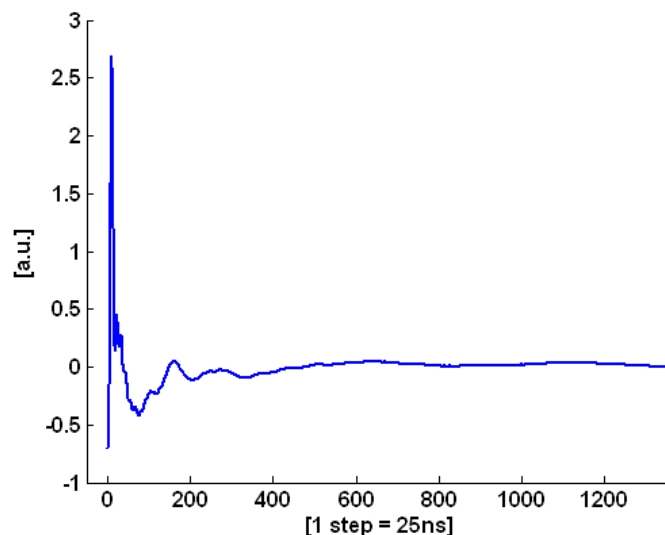


Abbildung 5.7: Nutzsignal nach Subtraktion der stationären zeitlichen Stromänderung

Abbildung 5.7 zeigt das Signal nach Abzug der stationären zeitlichen Stromänderung, dieses muss nun noch zeitlich geeignet beschnitten werden.

Das verarbeitungsbereite Signal des Kompensations Stromwandlers ist in Abbildung 5.8 einzusehen.

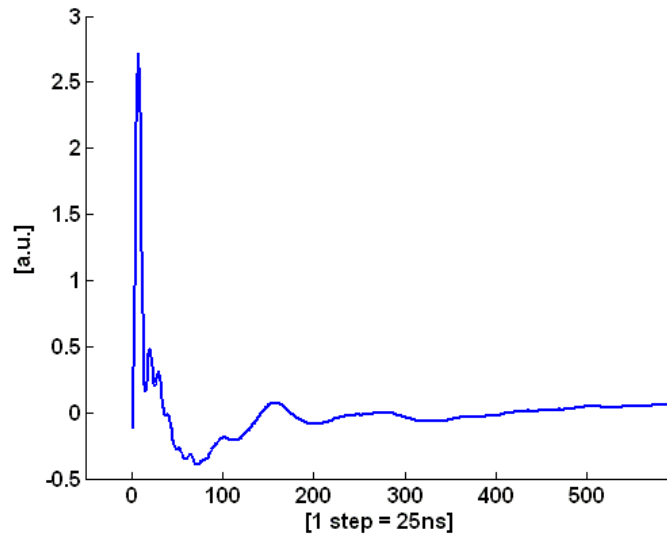


Abbildung 5.8: zeitliche zurecht geschnittenes Nutzsignal

Die Spektren der Signale aus Abbildung 5.7 und Abbildung 5.8:

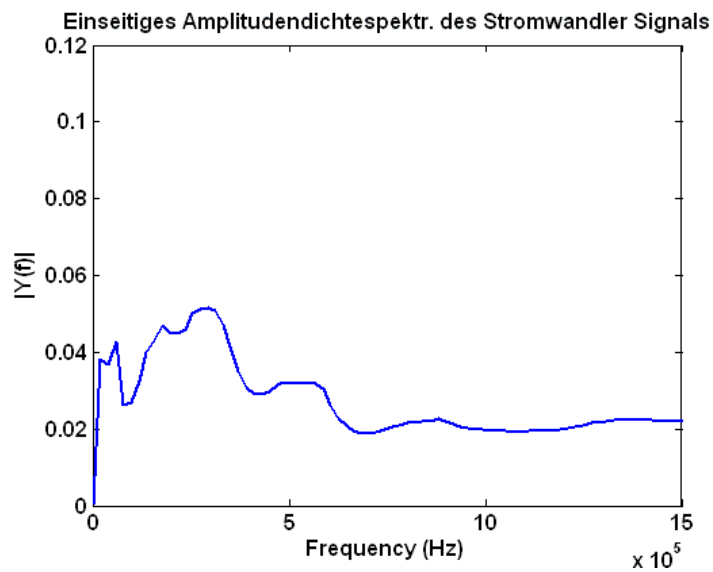


Abbildung 5.9: Amplitudendichtespektrum des Nutzsignals ohne Einwirkung der Fensterfunktion

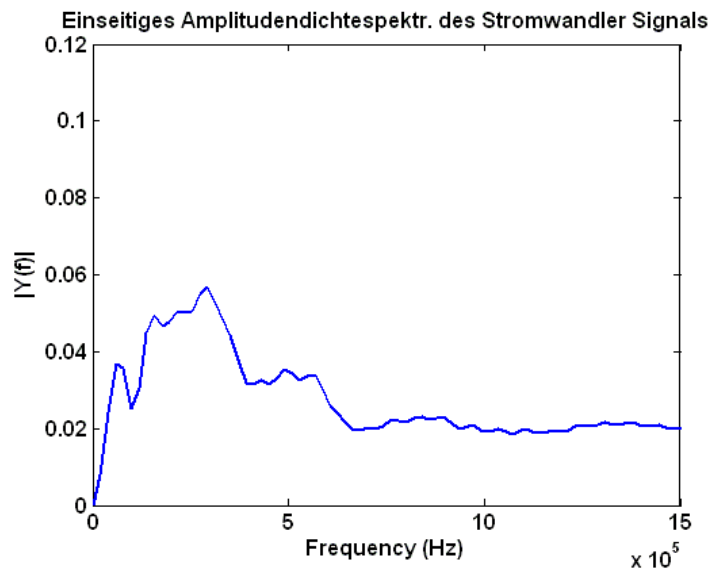


Abbildung 5.10: Amplitudendichtespektrum nach Anwendung der Fensterfunktion

5.2 Chi Quadrat Anpassungstest

5.2.1 Vorbemerkungen

Da im Rahmen dieser Diplomarbeit an einer Methode zur Erkennung von Stator Isolationsfehlern gearbeitet wurde, benötigt ein solches Verfahren eine statistische Grundaussage, um abschätzen zu können, wie verlässlich es ist bzw. wo die Grenzen der Detektionsfähigkeit liegen. Um diverse Darstellungen mit fehlerlosen und einer Vielzahl von fehlerbehafteten Fällen (Kapazitätsfehler an der Versuchsmaschine) korrekt aufzuzeigen, und diese auch grafisch anschaulich zu gestalten, mussten die Daten erst einem statistischen Test unterzogen werden. Ziel eines solchen Tests ist es, das zu Grunde liegende Verteilungsverhalten der Daten in Erfahrung zu bringen, bzw. dieses bestmöglich anzunähern.

Liefert der Test keine befriedigende Aussage über die Verteilungsform, so ist es nach [18] möglich, auch solche Messreihen statistisch zu behandeln. Da die Aussagekraft in diesem Fall jedoch vermindert ist, wird im Rahmen dieser Diplomarbeit, bei nicht Vorliegen einer Normalverteilung, auf welche mit Hilfe des Chi Quadrat Anpassungstests geprüft wird, ein einfaches Histogramm dargestellt. Dieses zeigt die Minima und Maxima der jeweiligen Messreihe auf, um einen Einblick in die Größe des Grades der Abweichung zu bekommen, wird gelegentlich auch eine Gauß'sche Glockenkurve über die Histogramme gelegt.

5.2.2 Test auf Normalverteilung

Der Chi Quadrat Anpassungstest ist ein Test zur Überprüfung einer vorliegenden Messstichprobe auf Normalverteilung. Für den Umfang der Messstichprobe gilt folgende Einschränkung, wobei n für die Anzahl der Messwerte steht:

$$n \geq 50 \quad (5.4)$$

Diese Bedingung wird durch die aufgezeichneten Messreihen, welche in dieser Arbeit genutzt wurden, erfüllt. Details zu dem Umfang einer einzelnen Messung sind im entsprechenden Kapitel, Kapitel 6 zu finden.

Der Chi Quadrat Anpassungstest baut auf der folgenden Idee auf:

Es werden alle Abweichungen der beobachteten Häufigkeiten n_j von den theoretisch zu erwartenden Häufigkeiten bei dem Vorliegen einer Normalverteilung n_j^* ausgewertet. Diese Abweichung, nämlich die Differenz der beiden, wird auf die zu erwartende Häufigkeit, bei Vorliegen einer Normalverteilung bezogen. Bildet man nun die Summe über all diese bezogenen Differenzen erhält man eine aussagekräftige Prüfgröße, welche bei Überschreitung eines tabellarisch zu ermittelnden Schwellwertes eine Aussage über das Verteilungsverhalten der Messstichprobe, mit der Klassenanzahl k , ermöglicht. Diese Prüfgröße wird nach [18] mit Z bezeichnet:

$$Z = \sum_{j=1}^k \frac{(n_j - n_j^*)^2}{n_j^*} \quad (5.5)$$

Um den Chi Quadrat Anpassungstest durchführen zu können, müssen die Daten zuerst klassifiziert werden. Dafür wird der gesamte Wertebereich den die Daten umfassen, in gleich große Intervalle aufgeteilt, siehe (6.12). Danach wird Schritt für Schritt jeder Wert einem Intervall zugeordnet, bis die gesamte Messstichprobe klassifiziert wurde. Abbildung 5.11 zeigt eine klassifizierte Stichprobe, mit 15 Intervallen, die Gauß'sche Glockenkurve wurde mit einem bläulichen Linienzug darüber gelegt, um die Abweichungen von theoretischer zu tatsächlicher Häufigkeit zu unterstreichen.

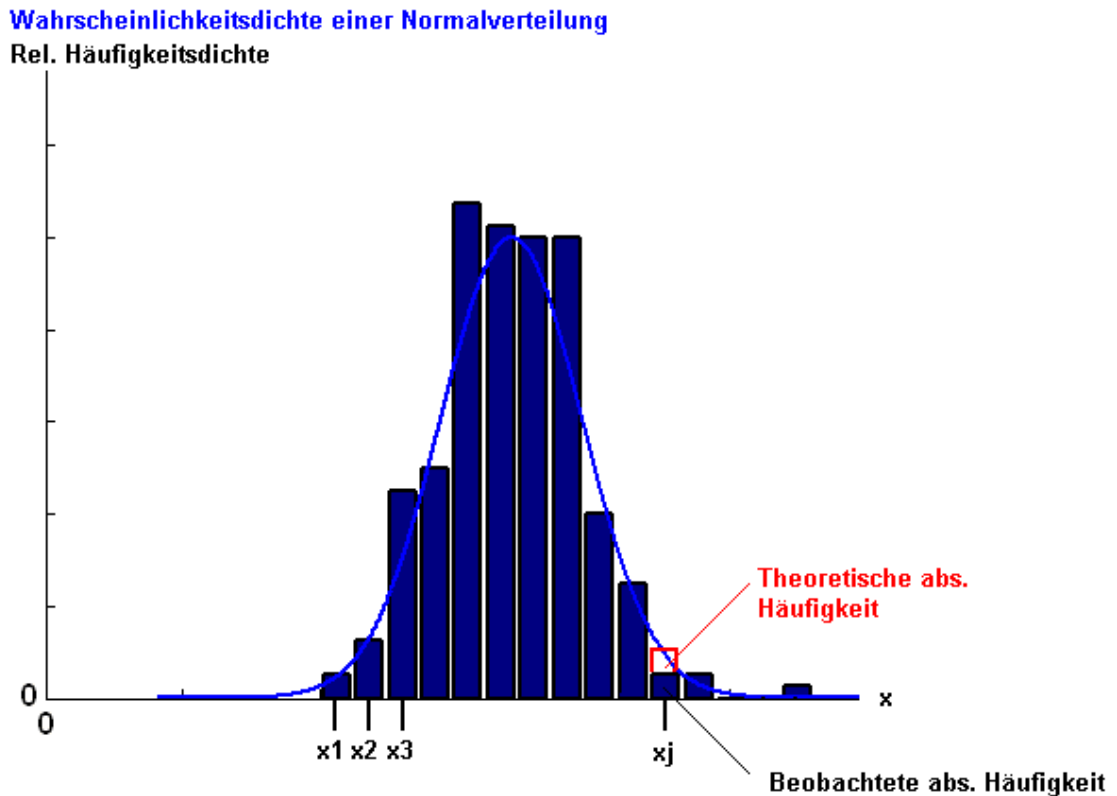


Abbildung 5.11: Histogramm einer Messstichprobe mit 240 Einzelmessungen

Die Intervalle wurden in Abbildung 5.11 mit x_1 , x_2 usw. bezeichnet. Die theoretisch zu erwartende Häufigkeit erhält man durch Integration der Glockenkurve mit den jeweiligen Ober- und Untergrenzen des entsprechenden Intervalls und anschließender Multiplikation mit dem Stichprobenumfang.

Um an den Randbereichen des somit erhaltenen Histogramms, durch kleine Abweichungen zwischen der tatsächlich aufgetretenen Häufigkeit und der theoretisch zu erwartenden Häufigkeit bei Vorliegen einer Normalverteilung, keinen zu großen Einfluss auf die Prüfgröße Z zu bekommen, schränkt der Chi Quadrat Anpassungstest dies mit zwei Voraussetzungen ein:

$$n_j^* \geq 1 \text{ für alle } j = 1, 2, \dots, k \quad (5.6)$$

$$\text{Nur 20\% aller } n_j^* < 5 \quad (5.7)$$

Falls diese Bedingungen nicht erfüllt werden, was wie bereits erwähnt sehr häufig an den Randbereichen der Häufigkeitsverteilung auftritt, sind die Klassen so zusammenzufassen, dass alle Intervalle (5.6) und (5.7) erfüllen [18]. Ein Beispiel des Chi Quadrat Anpassungstests findet sich im Anhang dieser Arbeit, dieses wurde in Microsoft Excel exemplarisch durchgerechnet.

Da die Datenverarbeitung im Rahmen dieser Diplomarbeit nur für dieses Beispiel per Hand erfolgte, wird im folgenden noch die verwendete Matlab Simulink Funktion beschrieben, welche die statistische Auswertung im erstellten Code durchführt.

5.2.3 Matlab Simulink Funktion chi2gof

Die von Matlab Simulink bereitgestellte Funktion chi2gof führt einen Chi Quadrat Anpassungstest wie in 5.2.2 beschrieben durch. Die default Einstellung der zu überprüfenden Nullhypothese (jene welche der Verteilung zu Grunde liegen soll) ist eine Normalverteilung, hier kann eine Vielzahl an unterschiedlichen statistischen Verteilungen konfiguriert werden, im Fall der beschriebenen Messreihen wurde diese Einstellung aber nicht verändert. Die Funktion führt also den Test an dem ihr übergebenen Datenvektor aus, dabei wird der Mittelwert und die Varianz aus den Messwerten geschätzt.

Die Funktion stellt verschiedene Rückgabeparameter zur Verfügung, dabei wird hier besonders auf den Parameter h eingegangen. Kann die Nullhypothese auf einem default Signifikanzniveau von 5% nicht abgelehnt werden, so liefert chi2gof h=0 zurück. Das bedeutet dass der Datenvektor welcher übergeben wurde, zu 95% aus einer normalverteilten Grundgesamtheit entnommen wurde. Äquivalent dazu steht h=1 für eine Ablehnung der Normalverteilung zu 95%.

Chi2gof teilt die Intervalle jeder Verteilung so ein, dass jede erwartete Häufigkeit

$$n_j^* \geq 5 \tag{5.8}$$

ist. Intervalle welche diese Bedingung nicht erfüllen werden ebenfalls zusammengezogen. Schafft es chi2gof nicht die nötigen Schritte für eine Erfüllung der Bedingung (5.8) durchzuführen, wird eine Warnung ausgegeben. In diesem Fall muss die Anzahl der Intervalle verringert, bzw. die Zentren der einzelnen Intervalle der Funktion zur Verfügung gestellt werden. Eine Tabelle für die Schwellwerte der Prüfgröße Z findet sich ebenfalls in [18].

6 Überwachung und Aufzeichnung von Isolationszustands-Veränderungen

6.1 Einleitung

Die in den vorigen Kapiteln beschriebenen Zusammenhänge theoretischer und praktischer Natur, bilden die Grundlage für die, während der Dauer dieser Diplomarbeit, entstandene Methode um Veränderungen der Kapazitätsverhältnisse, die beispielhaft durch eine gealterte Maschinenisolation hervorgerufen wurden, zu detektieren. Somit sind jene Kapitel nicht nur der Vollständigkeit halber in diese Arbeit eingebunden, auch die Verständlichkeit oder der Lesefluss sind nicht der primäre Grund für ihre Existenz, sondern vielmehr repräsentieren sie die zeitintensive Auseinandersetzung mit der in ihnen nur kurz umrissenen Materie. Um eine Veränderung in der Maschinenisolation zu modellieren, wird, wie bereits erwähnt, eine Kapazität bestimmter Größe zwischen die gewünschten Positionen am Klemmbrett der Versuchsmaschine (VM) geschaltet. Die Kapazitäten wurden dabei mit isolierten Kupferkabeln ausreichender Länge an jedem Anschluss durch Löten erweitert. Die Polschuhe am Ende der Kabel wurden durch eine geeignete Zange befestigt. Eine Darstellung einer externen Fehlerkapazität dieser Art ist in Abbildung 6.1 zu sehen.



Abbildung 6.1: Kapazität von 1nF mit angelöteten Verbindungskabel

Der Versuchsaufbau wie er in Abbildung 3.2 zusehen ist, hat zusätzlich zu den Maschinenisolationen und eventuellen Störkapazitäten, großen Einfluss auf das hochfrequente Einschwingverhalten eines Stromsignals in einer aktiven Phase. Ein besseres Verständnis sowie einen systematischen Überblick liefert ein Hochfrequenz-Ersatzschaltbild aller beteiligten Komponenten am Prüfstand, dieses beinhaltet den IGBT Pulswechselrichter, die Zuleitungen zur VM und die VM selbst.

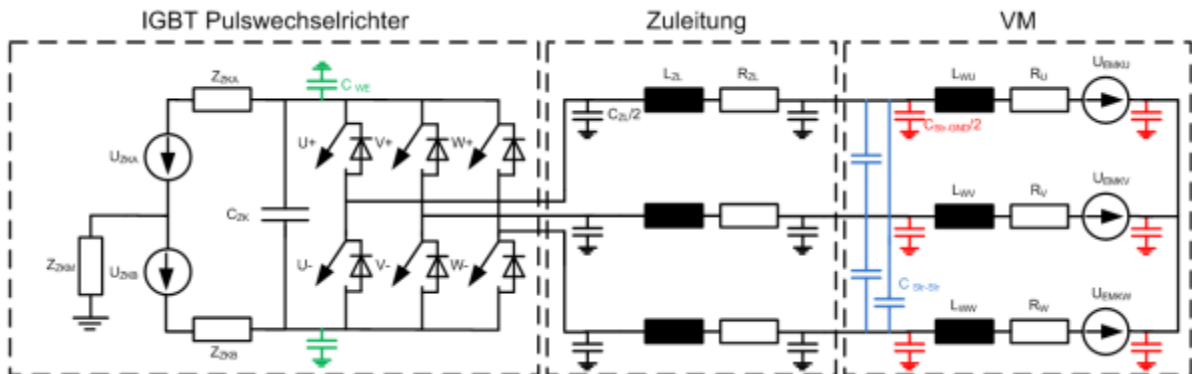


Abbildung 6.2: Hochfrequenz Ersatzschaltbild des Prüfstands [4]

Die Speisung des Zwischenkreises wird in Abbildung 6.2 nach [4] mit U_{ZKA} und U_{ZKB} bezeichnet, diese sind ausschlaggebend für die Höhe und den zeitlichen Verlauf der Zwischenkreisspannung U_{ZK} . Im Zwischenkreis sind zusätzlich zum Zwischenkreiskondensator noch die parasitären Kapazitäten C_{WE} in grün dargestellt. Die dreiphasige Zuleitung zur Versuchsmaschine ist im Ersatzschaltbild mit allen parasitären Größen dargestellt. Schlussendlich folgt die Versuchsmaschine selbst, die kapazitiven Kopplungen sind hier blau und rot angedeutet. Es existieren kapazitive Kopplungen zwischen Wicklung-Wicklung (blau) und Wicklung-Erde (rot).

Die Kopplung zwischen einzelnen Windungen einer Maschinenwicklung sind hier nicht dargestellt, man kann sich in diesem Fall eine Spule vorstellen, bei welcher jede einzelne Windung mit jeder anderen Windung der Spule kapazitiv gekoppelt ist.

6.2 Eigenfrequenz und Überschwingweite

Der erste Ansatz um künstlich eingebaute Fehlerkapazitäten an der Maschine detektieren zu können ist folgender:

Der charakteristische Verlauf des Stromsignals in einer Phase der Maschine welche gerade vom Umrichter von inaktiv auf aktiv geschaltet wird, steht in direktem Zusammenhang mit der Impedanz der durchströmten Wicklung, bzw. mit der gesamten Impedanz welche vom Umrichter aus als Last wirkt. Durch hochfrequente Abtastung des Stromsignals bzw. des Stromanstiegsignals kann eine Veränderung bemerkt werden. Die Abtastung erfolgt mit 40MS/s, der Schaltzustand in der betrachteten Phase ist ausgehend vom Nullspannungsraumzeiger (000) auf den jeweiligen Phasenraumzeiger, z.B. für Phase W (100).

Die Messung der in diesem Kapitel behandelten Signale erfolgte bei stillstehender Maschine und einer definierten Rotorposition γ_{mech} .

$$\gamma_{mech} = 0 \text{ rad} \tag{6.1}$$

Daher könnte ein solcher Test bzw. ein solches Verfahren vor jedem Anfahren oder bei jeder Unterbrechung durchgeführt werden. Ein Antreiben der Rotorwelle ist hierbei nicht von Nöten, somit kann auch bei angeschlossener Last eine Messung durchgeführt werden.

Der charakteristische Endwert des Stromanstiegs- bzw. des Stromsignals (Steigung) hängt sehr stark von der Statorinduktivität und dem Streufaktor der Maschine ab, wie in (2.30) und (2.32) angedeutet. Durch unterschiedliche Reaktanzen bei verschiedenen Rotorstellungen, hat also die Rotorposition auch einen Einfluss auf den gerade eben angesprochenen Endwert. Da die hier beschriebene Methode aber im Laufe der Diplomarbeit einer Weiterentwicklung unterzogen wurde, wird hier nicht näher auf diesen Einfluss eingegangen, bzw. wurde hier keine Bemühung gemacht den Einfluss darzustellen.

Um überhaupt einen Fehler bemerken zu können, ist es fundamental für diese Methode Einschwingvorgänge aller drei Phasen der Maschine aufgezeichnet zu haben, und zwar zu einem Zeitpunkt, zu welchem von einer fehlerfreien Maschine und im speziellen von einer fehlerfreien Statorisolation ausgegangen werden kann. Diese Messungen werden im Folgenden in dieser Arbeit mit Referenz (Ref) bezeichnet. Man führt also eine Messung pro Phase durch.

Konfiguration der Aufzeichnungsparameter:

Die Aufzeichnungsdauer beträgt ca. 30 Sekunden (LabView)

Anzahl der Over Sampling Values: 1500, entspricht 37,5µs

Um von einem eingeschwungenen Zustand auszugehen, wird für eine Dauer von 15µs vor der Schalthandlung von Kurzschluss auf aktiv, dieser bereits auf inaktiv geschaltet (000). Diese Einstellungen ermöglicht das Programmieren der Pulsefiles, welche dem IGBT Pulswechselrichter den zeitlichen Aufbau seiner zu liefernden Signale vermitteln. Dabei werden die geforderten Daten in ein einfaches Textfile geschrieben, und dieses wird vom ausführenden LabView Programm geladen. In die erste Spalte des Textfiles kommt die Bezeichnung der Schalthandlung, so steht z.B. 0 für einen unteren und 7 für einen oberen Kurzschluss. In der zweiten Spalte ist die zeitliche Dauer angegeben, in der im jeweiligen Zustand verharrt wird. Die Dauer wird dabei in Promille der PWM Zykluszeit angegeben, diese wurde mit 200µs festgelegt. Die Schalthandlung von unteren Kurzschluss auf +U sieht also folgendermaßen aus:

Schaltzustand	Dauer in ‰ von 200µs	Sampling Start
0	0	65535
1	75	75

Tabelle 6.1: Aufbau eines Pulsefiles

Dabei kann zusätzlich in der dritten Spalte, der Start Zeitpunkt für die Aufzeichnung festgelegt werden. Wird in dem Schaltzustand keine Aufzeichnung durchgeführt, muss 65535 und nicht 0 in die entsprechende Zeile bei Sampling Start eingetragen werden.

Der Ablauf einer Messung nach der vorgestellten Methode sieht nun folgendermaßen aus [16]:

- Anlegen der beschriebenen Spannungssprünge vom IGBT Pulswechselrichter und Aufzeichnung der Stromantwort in jeder Phase
- Berechnen der charakteristischen Größen aus dem Signal wie Eigenfrequenz, Überschwingweite und Dämpfung
- Vergleich der erhaltenen Größen mit jenen der Referenzmessungen, anschließende Beurteilung ob Abweichungen außerhalb eines definierten Intervalls liegen
- Fehlerfall detektiert bzw. Maschine laut Methode in Ordnung

Eine grafische Darstellung liefert Abbildung 6.3:

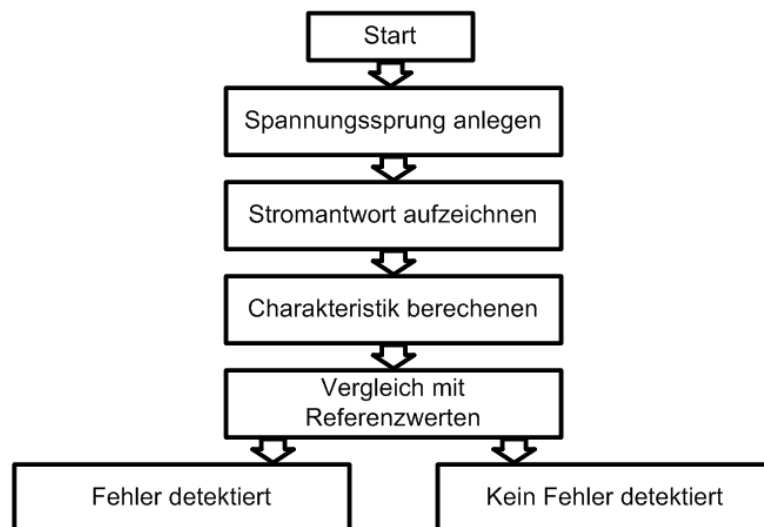


Abbildung 6.3: Ablaufdiagramm, Kriterium: Charakteristische Größen

6.2.1 Charakteristische Größen

Die bereits genannten Größen sind nun zum Teil in Abbildung 6.4 und Abbildung 6.5 eingezeichnet, dabei bezeichnet y_{∞} bei den CDI Signalen den eingeschwungenen Endwert des Stromanstiegs, ΔT die Periodendauer, welche die Inverse der zugrundeliegenden Frequenz darstellt und Δh als Amplitude der Überschwingung. Bei dem Signal eines Kompensations Stromwandlers kann nicht von einem Endwert gesprochen werden, sondern vielmehr von einer Steigung im Stromsignal welche mit der Zeit einschwingt, also ein stationärer Stromanstieg. Aus Abbildung 6.4 und Abbildung 6.5 ist ersichtlich, dass der Einschwingvorgang nach einigen μs bis einige zehn μs abgeschlossen ist. Selbst eine hohe Anzahl von Wiederholungen einer Einzel Messung während eines Messprogramms führt somit zu keiner nennenswerten Verzögerung bzw. Messdauer.

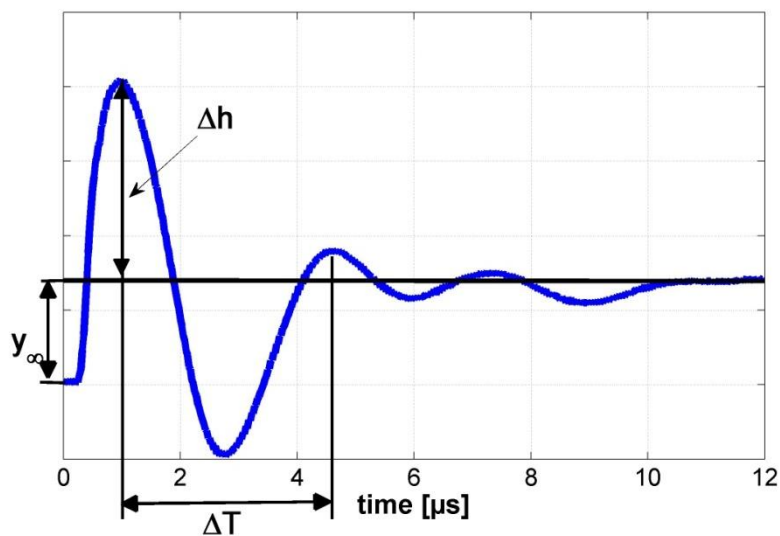


Abbildung 6.4: Einzeichnung einiger charakteristischer Kenngrößen im CDI Signal

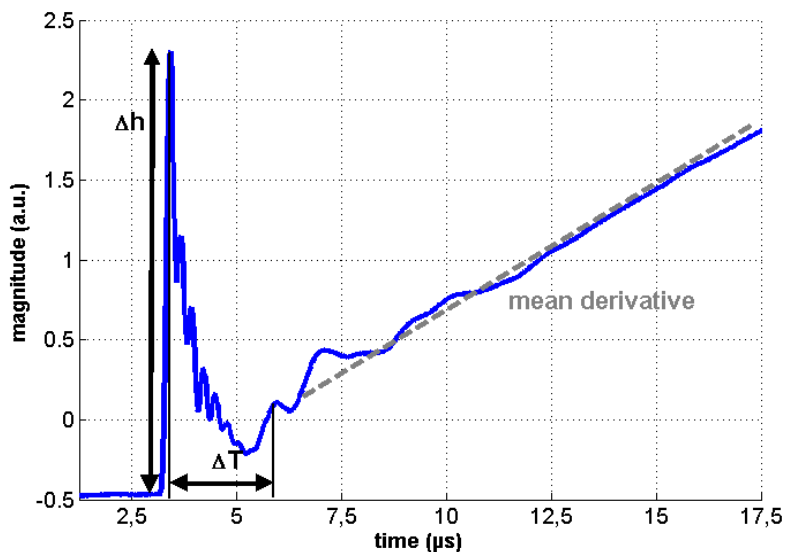


Abbildung 6.5: Einzeichnung einiger charakteristischer Kenngrößen im Kompensations Stromwandlersignal

6.2.1.1 Berechnung der Eigenfrequenzen

Eine sehr einfache aber durchaus effektive Methode um die enthaltenen Frequenzen in dem Stromanstiegs bzw. Stromsignal aufzulösen, ergibt sich durch die Berechnung der zeitlichen Dauer zwischen einem lokalen Maximum und einem lokalen Minimum im Nutzsignal. Dabei wurde ein Algorithmus programmiert, um alle Extremstellen im Signal zu detektieren. Dieser wird im Kapitel zur Erkennung von Veränderungen / Störungen detailliert beschrieben. Um den ersten Ansatz dieser hier präsentierten Methode zu verstehen, reicht die Annahme völlig aus, dass alle Extremstellen im Signal gefunden, und ihre Amplitudenwerte und ihr zeitlicher Index aufgezeichnet wurde.[16]

Durch Kenntnis der Abtastfrequenz von 40 MHz ergibt sich, wie bereits beschrieben ein diskreter Zeitschritt zu 25ns. Die Extremstellen im Nutzsignal werden dabei erst nach dem ersten Anstieg der Kennlinie von ihrem Ausgangspunkt weg (eingeschwungener Ausgangszustand) registriert. In Bezug auf Abbildung 6.4 ist die erste gefundene Extremstelle auf der Zeitachse bei einem Wert von ca. 1 μ s zu finden. Zweite Extremstelle ist das lokale und globale Minimum des Stromanstiegsignals bei ca. 2,7 μ s. Nun ergibt sich die halbe Periodendauer durch eine einfache Subtraktion (Zeitindex1 repräsentiert den diskreten Zeitschritt bei welchem das erste gefundene Maximum anzutreffen ist, im folgenden mit Index1 bezeichnet, ähnlich dazu stellt Zeitindex2 jenen Wert dar, an dem sich das erste Minimum befindet, somit mit Index2 bezeichnet):

$$\Delta T = (\text{Index2} - \text{Index1}) * 25\text{ns} * 2 \quad (6.2)$$

Die Multiplikation mit dem Faktor 2 in (6.2) folgt aus der Tatsache, dass ΔT in Abbildung 6.4 vom ersten Maximum bis zum zweiten reicht. Tatsächlich stimmt jedoch die Annahme nicht, dass die Dauer vom ersten Maximum auf das erste Minimum im Stromanstiegssignal, identisch zu der Dauer vom ersten Minimum zum zweiten Maximum ist. Für die spätere Analyse der enthaltenen Frequenzanteile wurde somit die Dauer ΔT nur mehr vom ersten Maximum bis zum ersten Minimum festgelegt, siehe Abbildung 6.6. Um unschöne Schreibweisen in der weiteren Folge zu vermeiden, werden die halben Periodendauern mit einem Index versehen, welcher sie eindeutig einer Halbwelle zuordnet.

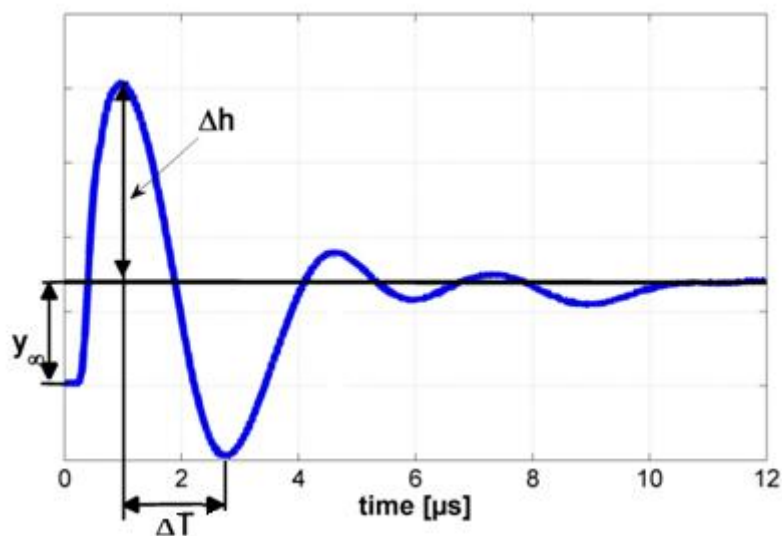


Abbildung 6.6: Definition von ΔT

6.2.1.2 Berechnung der Überschwingweite

Auch die Überschwingweite Δh kann sehr einfach aus dem Signal extrahiert werden, sie stellt laut Abbildung 6.4 die Differenz zwischen der Amplitude des ersten gefundenen Maximums und dem stationären Endwert des Stromanstiegs dar. Beide Amplitudenwerte liefert der implementierte Algorithmus.[16]

6.2.1.3 Berechnung des stationären Stromanstiegs

Unter der Voraussetzung eines zeitlich ausreichend langen Spannungssprungs in der Phase, erreicht der Strom bzw. der Stromanstieg in dieser Phase einen stationären Wert. Bei den Kompensations Stromwandlern ist der stationäre Wert eine konstante Stromsteigung welche aus dem Signal abgelesen werden kann, dieser Zustand ist in Abbildung 6.5 nach ca. $12\mu\text{s}$ erreicht. Für die CDI Sensoren ergibt sich nach Abbildung 6.4 ebenfalls nach ca. $12\mu\text{s}$ ein stationärer Stromanstieg. Dieser Wert kann auf zwei Arten ermittelt werden. Die einfachste Möglichkeit ist es, von einem ausreichend langen Spannungssprung auszugehen, somit ist der letzte aufgezeichnete Stromwert bzw. der letzte aufgezeichnete Stromanstiegswert der stationäre Endwert. Man kann die Genauigkeit dieser Methode jedoch durch einfache Mittelwertbildung stark erhöhen. Es wird ein Mittelwert von einer definierten Anzahl an Messwerten gegen Ende der Aufzeichnungsdauer ermittelt

Die beschriebene Methode eignet sich jedoch nur für die sogenannten CDI Sensoren, bei Verwendung von Kompensations Stromwandlern ist durch diese Methode kein stationärer Wert auffindbar.

Da sich bei dem Nutzsignal eines Kompensations Stromwandlers kein stationärer Stromanstiegswert ergibt, sondern ein Stromsignal, welches eine stationäre Steigung aufweist. Nach der Einschwingdauer des Stromsignals, kann durch Aufzeichnung zweier Messpunkte in ausreichend großem Abstand, der Stromanstieg aus dieser Information berechnet werden.

Der Endwert beider Stromsensoren wird bei Einbringung einer zusätzlichen Kapazität in die Maschinenwicklung keine Änderung erfahren, vielmehr wirkt sich eine solche Störung auf charakteristische Größen wie Eigenfrequenz und Überschwingweite aus.[16]

Die Kapazitäten zwischen zwei Phasen bzw. zwischen einer Phase und dem Erdungsanschluss können durch eine Messung, die sogenannte 5/8 Methode bestimmt werden.

Für die Messung der Kapazität gegen Erde müssen nach [4] alle Phasen am Klemmbrett kurzgeschlossen werden, zusätzlich werden die Phasen von einem Kurzschlussbügel, welcher vom Sternpunkt der Maschine auf den Phasenanschluss führt, kurzgeschlossen. Somit ist sichergestellt, dass die Kapazitäten zwischen den Phasen keinen Einfluss auf die Messung haben.

Mit Hilfe eines Funktionsgenerators, welcher einen Innenwiderstand von ca. 50Ω aufweist, wurde über einen Vorwiderstand von $1k\Omega$ ein Rechtecksignal an die Maschine angelegt. Dadurch kann mit Hilfe eines Oszilloskops die Zeitkonstante heraus gemessen werden, diese steht in direktem Zusammenhang mit der Kapazität [4]:

$$\tau = R * C \tag{6.3}$$

Wobei τ für die Zeitkonstante steht, R für den elektrischen Widerstand und C für die Kapazität.

Der Messaufbau um die Kapazität zwischen der Phase und Erde zu ermitteln, sieht nach [4] folgendermaßen aus:

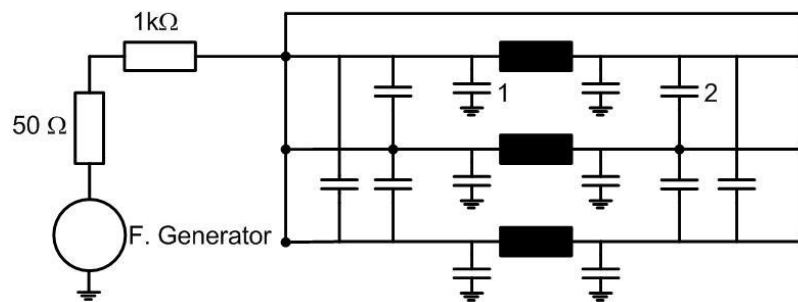


Abbildung 6.8: Messung der Kapazität gegen Erde bei einer Drehstromwicklung [4]

Für die Messung der Kapazität zwischen zwei Phasen ist der Aufbau aus Abbildung 6.8 leicht zu modifizieren. Nun werden zwei Phasen kurzgeschlossen und der Kurzschlussbügel wird mit der Erde verbunden. Den veränderten Aufbau zeigt Abbildung 6.9

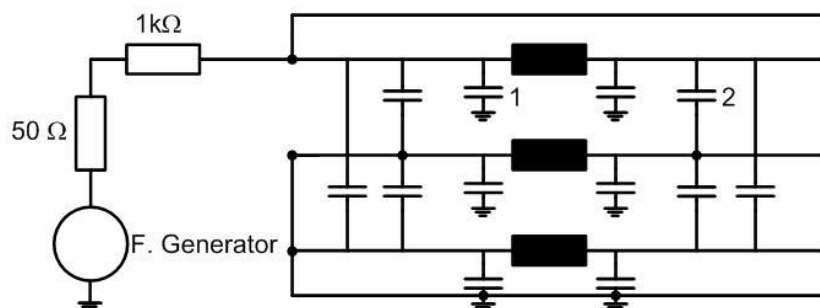


Abbildung 6.9: Messung der Kapazität zwischen den Phasen des Stators einer Asynchronmaschine [4]

Die Kapazitäten 1 und 2 in Abbildung 6.8 und Abbildung 6.9 bedeuten:

Bezeichnung der Kapazität	Beschreibung
1	$C_{Phase-Erde}/2$ Repräsentiert die Hälfte der Kapazität zwischen der Phase und der Erde (Durch symmetrische Anordnung um die Induktivität ergibt sich somit die Gesamtkapazität gegen Erde)
2	$C_{Phase-Phase}/2$ Steht für die Hälfte der Kapazität zwischen zwei Phasen (Durch symmetrische Anordnung um die Induktivität ergibt sich somit die Gesamtkapazität zwischen den Phasen)

Tabelle 6.3: Beschreibung der Kapazitäten aus den Ersatzschaltbildern

Die Zeitkonstanten können nun aus den Oszilloskop Aufzeichnungen berechnet werden. Für die Messung der Kapazität zwischen Phase und Erde ergibt sich folgende Darstellung:

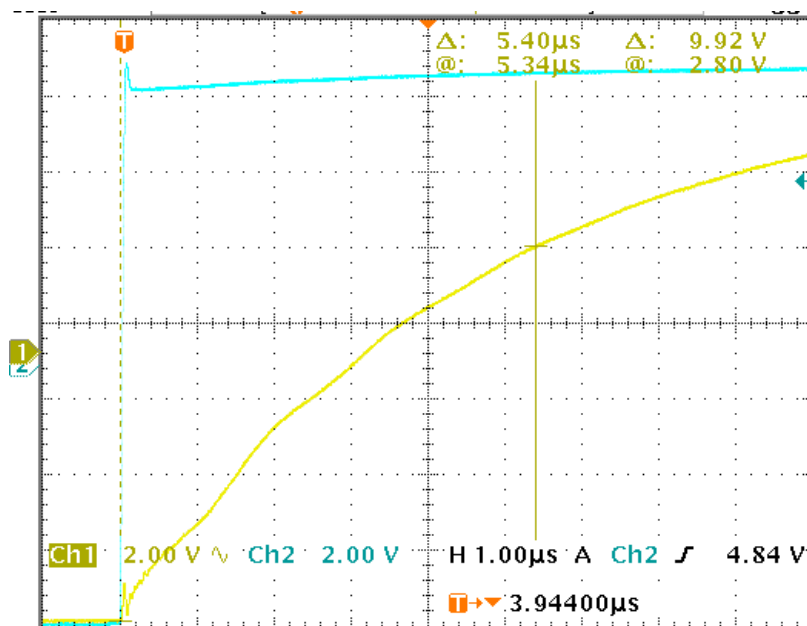


Abbildung 6.10: Oszilloskop Aufzeichnung des Ladevorgangs der parasitären Kapazität zwischen Phase und Erde

Der Aufzeichnungskanal CH1 des Oszilloskops (türkiser Verlauf), stellt den zeitlichen Spannungsverlauf am Funktionsgenerator dar. Der zweite Kanal, CH2 (gelber Verlauf) stellt den zeitlichen Verlauf der Spannung an der betroffenen Maschinenwicklung dar (Wicklungen bei Messung der Kapazität gegen Erde).

Die gemessene Zeitkonstante beträgt nach Abbildung 6.10 5,4μs. Die Kapazität zwischen einer Phase und der Erde kann nun nach Gleichung (6.3) und Berücksichtigung der Tatsache, dass die Kapazität zwischen Phase und Erde in die Aufzeichnung in Abbildung 6.10 dreifach einwirkt, da alle drei Phasen diese Kapazität aufweisen, berechnet werden.

$$C_{Phase-Erde} = \frac{\tau}{3 \cdot R} = \frac{5,4 \mu s}{3 \cdot (1k\Omega + 50\Omega)} = 1,7142 \text{ nF} \quad (6.4)$$

Die Zeitkonstante der Kapazität zwischen zwei Phasen des Stators der Asynchronmaschine kann nun aus Abbildung 6.11 abgelesen werden, $\tau = 3,36 \mu\text{s}$.

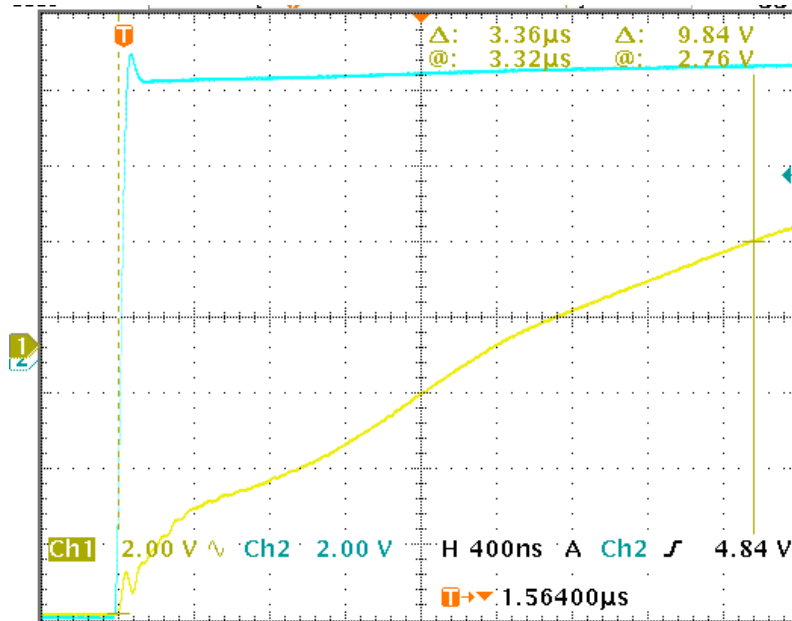


Abbildung 6.11: Oszilloskop Aufzeichnung des Ladevorgangs der parasitären Kapazität zwischen zwei Phasen

Die Kapazität C_x , welche aus dem Verlauf in Abbildung 6.11 bestimmt werden kann, ist nach [4] die Summe aus der Kapazität gegen das Gehäuse und den Kapazitäten zwischen den anderen Strängen. Für die Berechnung ergibt sich somit folgender Zusammenhang:

$$C_x = C_{\text{Phase-Erde}} + 2 * C_{\text{Phase-Phase}} = \frac{3,36\mu\text{s}}{1\text{k}\Omega + 50\Omega} = 3,2 \text{ nF} \quad (6.5)$$

Nun kann die Kapazität $C_{\text{Phase-Phase}}$ aus (6.5) berechnet werden.

$$C_{\text{Phase-Phase}} = \frac{C_x - C_{\text{Phase-Erde}}}{2} = 742,9 \text{ pF} \quad (6.6)$$

6.2.3 Resultate

Die Regelung der Maschine erfolgte durch ein unter Matlab/Simulink (Dspace 1103) programmierbares Echtzeitsystem. Die Generation der PWN Signale und die Datenaufzeichnung übernimmt ein FPGA, die hochfrequente Abtastung wird wie bereits erwähnt bei 40 MHz von 16 Bit ADCs durchgeführt.

Die Auswertung einer Vielzahl von unterschiedlichen Fehlerfällen, wobei die Kapazitäten nach dem Prinzip aus Abbildung 6.7 zwischen die Anzapfungen und die Phasenanschlüsse geschaltet wurden, lieferte eine große Menge an Daten, welche zur Auswertung bereit standen. Hauptsächlich die Frequenz und die Überschwingweite wurden in diesem ersten Versuch aufgezeichnet und analysiert. Da eine Beschreibung aller durchgeführten Messungen zu unübersichtlich wäre, konzentriert sich die Aufzeichnung in dieser Arbeit auf die Störeinflüsse, welche einerseits realitätsnahe sind oder sein können und andererseits auf solche Fehler, welche mit der beschriebenen Methode gerade noch detektiert werden können.

Um eine Vorstellung zu bekommen, welchen Einfluss eine Fehlerkapazität auf das Einschwingverhalten des Stromsignals bzw. des Stromanstiegsignals hat, liefert Abbildung 6.12 eine Darstellung, in der eine Kapazität von 66nF zwischen den Phasenanschluss U und der ersten Anzapfung (erste Spulengruppe) der Phase U geschaltet ist. Der IGBT Pulswechselrichter schaltet dabei von inaktiv auf aktiv, es sind nur die ersten μs dargestellt, dadurch kann man noch nicht auf einen stationären Endwert schließen. Die Aufzeichnung des Signals erfolgt dabei mit einem CDI Sensor. Im Vergleich zu dem Fehlerszenario steht die Referenzmessung, bei welcher keine Fehlerkapazitäten eingebracht wurden.

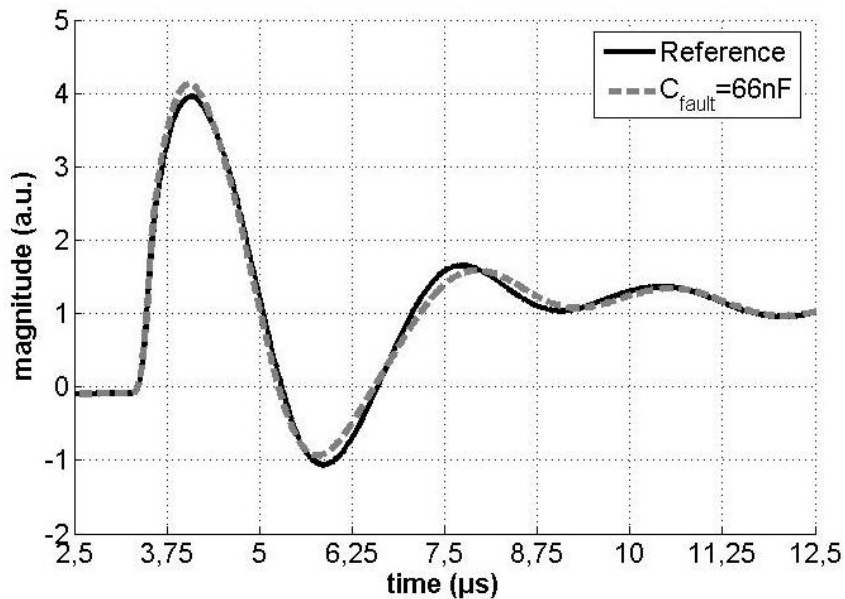


Abbildung 6.12: Transientes Stromanstiegssignal eines CDI Sensor, Schaltzustand: inaktiv auf aktiv, für Referenz- und Störfall $C=66\text{nF}$ [16]

Die Aufnahme aus Abbildung 6.12 kommt dann zustande, wenn der Spannungsraumzeiger in die fehlerhafte Phase, in diesem Fall Phase U, zeigt. Man erkennt eine Veränderung der Überschwingweite und eine Änderung der Eigenfrequenz. Die Messung der Einschwingvorgänge, genauer gesagt, die Stromantworten auf die angelegten Spannungssprünge werden während der Dauer der Messung ca. 240-mal aufgenommen. Die zugehörigen Stromanstiegsverläufe haben eine sehr geringe statistische Schwankung, trotzdem wurde für die Abbildung 6.12 eine Mittelung über alle aufgezeichneten Daten durchgeführt.

Da bei einer relativ hohen Fehlerkapazität von 66nF noch keine gravierenden Veränderungen im Vergleich zu dem Referenzsignal auftreten, wurden im Rahmen der Diplomarbeit auch Messungen mit Kapazitäten zwischen anderen Anzapfungen durchgeführt, unter anderem auch Messungen zwischen dem Phasenanschluss und dem Sternpunkt.[16]

Die Auswirkung verschieden großer Fehlerkapazitäten auf das Stromanstiegssignal ist in Abbildung 6.13 einzusehen.

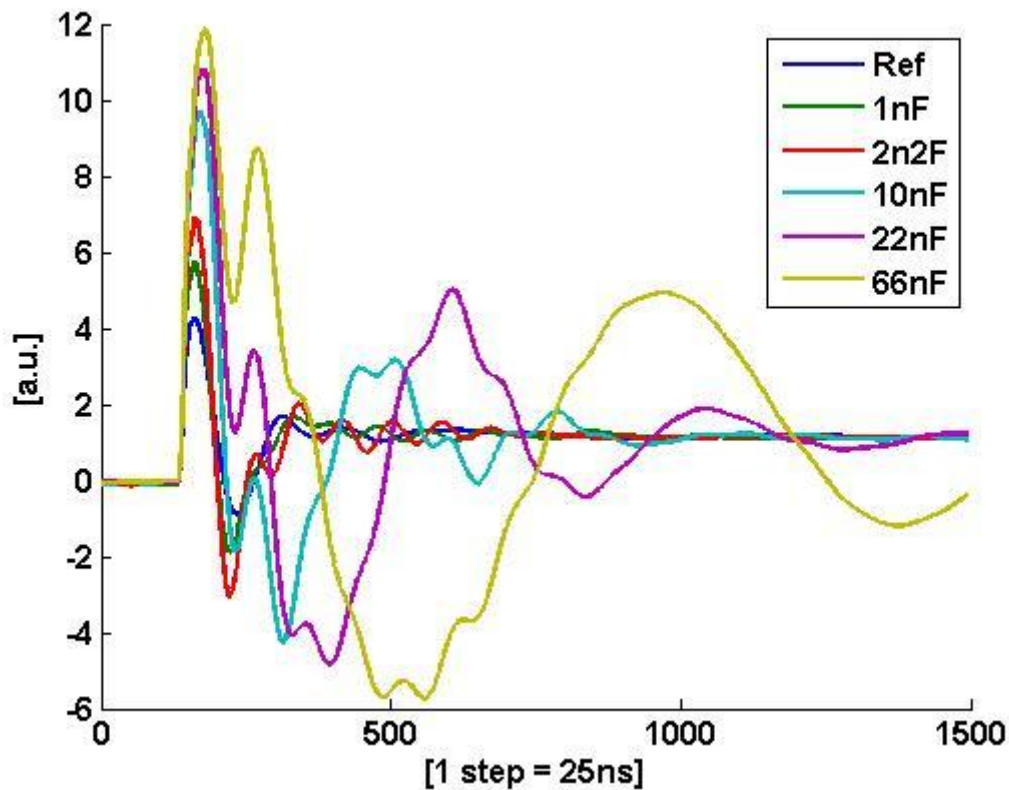


Abbildung 6.13: Einfluss unterschiedlich großer Fehlerkapazitäten auf das Einschwingverhalten der Stromantwort eines CDI Sensors, Fehlerszenario: Kapazität zwischen Phasenanschluss und Sternpunkt der Phase U

Diese Versuchsreihe liefert Signalverläufe welche viel drastischer von der Referenz abweichen, als das Fehlerszenario aus welchem Abbildung 6.12 zugrunde liegt. Die farbliche Legende aus Abbildung 6.13 ist nur mit den Werten der Fehlerkapazität eingebunden, da die Fehlerposition in dieser Messreihe immer dieselbe ist, nämlich von Phasenanschluss auf den Sternpunkt.

Man kann nicht nur eine starke Veränderung in der Dämpfung der Einschwingfrequenz mit zunehmender Fehlerkapazitätsgröße beobachten, sondern auch, dass die ersten 3-4 μ s aller Signalverläufe aus Abbildung 6.13 bis auf ihre Überschwingweite, eine weitgehend identische Eigenfrequenz aufweisen. Anscheinend hat eine Veränderung in der Maschinenisolation bzw. ein absichtlich eingebauter kapazitiver Fehler erst nach einiger Zeit einen großen Einfluss auf den Signalverlauf. Bei Betrachtung der Abbildung 6.2 wird klar, dass dieses Verhalten auf den Aufbau des Antriebssystems zurückzuführen ist. Es kommt bei einer Schalthandlung durch den IGBT Pulswechselrichter zu einer Reflexion der Spannungswelle, deren Höhe primär durch die Impedanz des Wechselrichters selbst und durch die Impedanz der Zuleitung zur Versuchsmaschine bestimmt ist.[16]

Aus Abbildung 6.13 ist nun auch ersichtlich, welcher Größenbereich der Fehlerkapazität für eine Detektionsgrenze dieser Methode realistisch ist. Alle Sternpunktfehler mit einer Kapazität größer als 1nF sind mit dem freien Auge aus der obigen Abbildung zu erkennen, deshalb werden gerade Fehlerfälle mit geringeren Kapazitätswerten genauer untersucht und beschrieben. Zusätzlich zu einem Fehlerszenario mit einer 1nF Kapazität, wird der gleiche Kondensator auf die letzte Anzapfung der ersten Spulengruppe der Phase U geschaltet, deshalb wird die Position der Fehlerkapazität im Weiteren mit 50% indiziert. Der Stator der Versuchsmaschine ist pro Strang aus zwei Spulengruppen zusammengesetzt, welche wahlweise parallel oder seriell geschaltet werden können. Während der gesamten Dauer dieser Diplomarbeit wurde die Schaltung der Spulengruppen niemals verändert, es liegt immer eine serielle Schaltung vor. Wie bereits zuvor werden diese Fehlerfälle immer mit dem Referenzfall, also mit einer ungestörten Maschinenisolation, verglichen.

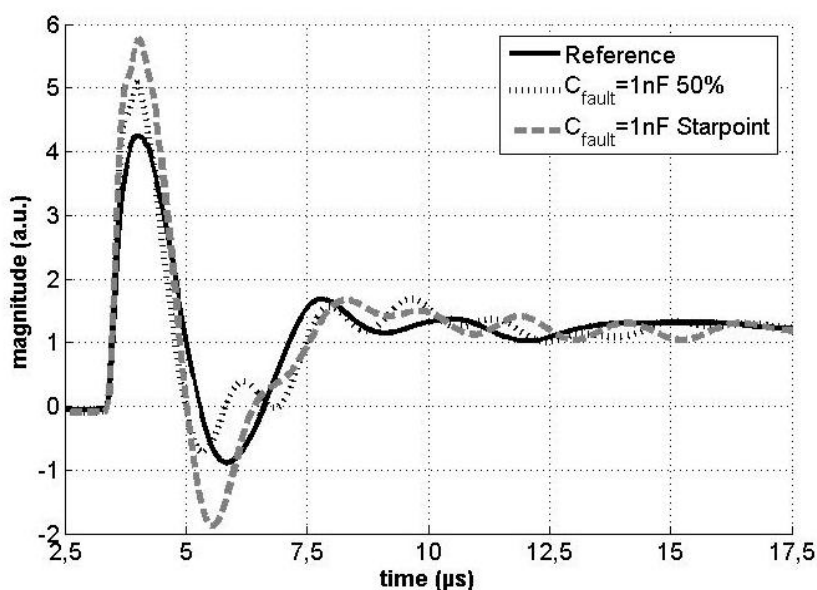


Abbildung 6.14: Transientes Stromanstiegssignal eines CDI Sensor, Schaltzustand: inaktiv auf aktiv, Fehlerfälle 1nF-Sternpunkt, 1nF 50% Anzapfung und Referenzfall [16]

Nun soll die Eigenfrequenz der aufgezeichneten Verläufe, eine Aussage über einen eventuell vorhandenen Fehler in der Maschinenisolation (zusätzlich eingebrachte Kapazität) ermöglichen. Um eine elegante Gegenüberstellung der berechneten Eigenfrequenzen zu ermöglichen und andererseits nicht nur von einer Einzelmessung auszugehen, werden die drei Fälle als jeweils getrennt voneinander aufgezeichnete, gauß'sche Zufallsprozesse aufgefasst. Die Prüfung der Eingangsdaten auf Normalverteilung nach dem Chi Quadrat Anpassungstest wurde hier nicht durchgeführt, da eine Weiterentwicklung der beschriebenen Methode durchgeführt wurde. Eine statistisch exakte Überprüfung der Daten wurde somit erst bei der Weiterentwicklung dieser Methode durchgeführt und wird dementsprechend in dem zugehörigen Kapitel behandelt. Die Darstellung in Abbildung 6.15 ist demnach nicht wie eine exakte Gegenüberstellung von normalverteilten Zufallsprozessen aufzufassen, sondern soll einen Überblick über die Frequenzveränderungen verursacht von zusätzlich eingebrachten Kapazitäten liefern.

Die Berechnung der Eigenfrequenzen erfolgt demnach aus 240 Einzelmessungen, wobei die erste Periode des Stromanstiegssignals nicht berücksichtigt wird. Die folgenden Halbperiodendauern werden addiert und gemittelt und ergeben somit eine grobe Annäherung an die zugrundeliegende

Eigenfrequenz. Dabei wird ein Schwellwert eingeführt, nachdem der Algorithmus festlegt ob der Signalverlauf bereits eingeschwungen ist, oder noch relevante Extremwerte folgen. Die Kenngrößen, im speziellen die Standardabweichung σ und der Erwartungswert, für eine Normalverteilung wurden dabei mit Hilfe der Funktionen `std` und `mean` ermittelt.

Die Darstellung der erhaltenen Glockenkurven zeigt Abbildung 6.15.

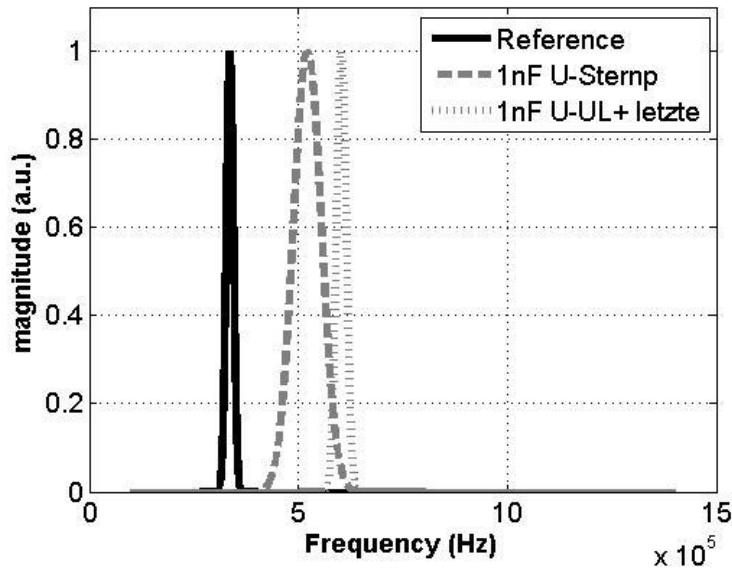


Abbildung 6.15: Darstellung der Wahrscheinlichkeitsdichten für die Eigenfrequenzen zu den drei Szenarien, 240 Messwerte pro Fehlerart

Wie man aus Abbildung 6.14 entnehmen kann, kommt es durch die Kapazität von 1nF zwischen den Stellen: Phasenanschluss und Sternpunkt bzw. Phasenanschluss und letzte Anzapfung der ersten Spulengruppe, zu einer eindeutigen Veränderung der Eigenfrequenz, welches ebenfalls in Abbildung 6.15 dargestellt ist. Auffallend ist hier, dass das Fehlerszenario mit dem denkbar schwerwiegenderen Fehler 1nF von Phasenanschluss auf den Sternpunkt, eine geringere Eigenfrequenz aufweist, als die Kapazität zwischen Phasenanschluss und der letzten Anzapfung der ersten Spulengruppe. Diese offensichtliche Abweichung der Messergebnisse von dem zu erwartenden Sachverhalt, kann dadurch begründet werden, dass durch eine einfache Mittelung der auftretenden Halbperioden nach der ersten vollständigen Periode im Stromanstiegssignal, eine starke und ungewollte Verfälschung einhergeht. Offensichtlich ist diese Art der Auswertung der erhaltenen zeitlichen Verläufe der CDI Sensoren, bzw. Kompensations Stromwandlern nicht für eine zukünftige hochempfindliche Isolationszustandsüberwachung geeignet.

Die folgende Tabelle, Tabelle 6.4 gibt nun die zeitliche Dauer der jeweils ersten 5 Halbperioden im Stromanstiegssignal für verschiedene Fehlerfälle wieder. Dabei ist die Einheit der Werte aus Tabelle 6.4 als Anzahl der Abtastschritte zu verstehen, somit ergibt sich die zeitliche Dauer einer Halbperiode zu $x \cdot 25\text{ns}$, dies wurde Aufgrund der Übersichtlichkeit nicht in jede Spalte hinzugefügt.

Fehlerzenario	Halbperiode1	H.periode2	H.periode3	H.periode4	H.periode5
Ref	73,962	78,533	52,237	54,566	63,816
2n2F-Sternpkt.	58,566	100	59,870	34,954	41,979
1nF-Sternpkt.	60,441	99,900	99,808	54,545	44,541
1nF-50%	52,662	99,925	35,516	37,341	99,712

Tabelle 6.4: Gegenüberstellung der zeitlichen Halbperioden im Stromanstiegssignal für unterschiedliche Fehlerzenarien, gemittelte Dauern

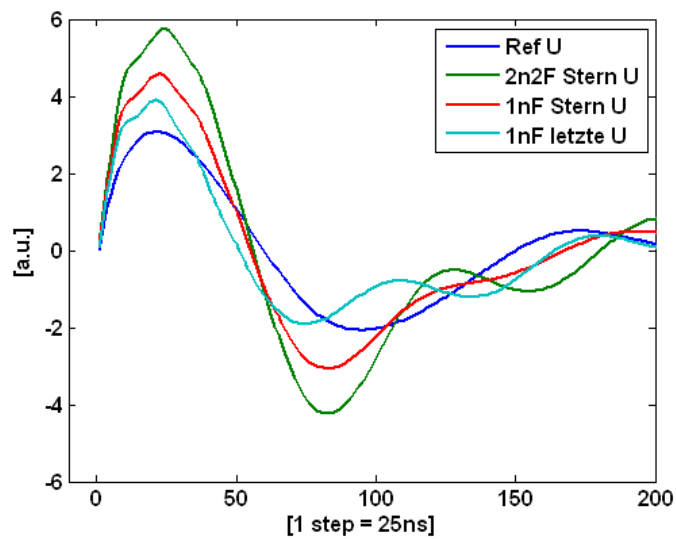


Abbildung 6.16: Vergleich der Halbperiodendauern verschiedener Fehlerfälle, Einzelsignale, CDI

Durch eine Mittelwertbildung über alle erhaltenen Halbperiodendauern HD , kann der dominierende Frequenzanteil f grob über den einfachen Zusammenhang (6.7) ermittelt werden.

$$f = \frac{1}{2 \cdot \frac{\sum_{i=1}^{\text{Anzahl}} HD}{\text{Anzahl}}} \tag{6.7}$$

Für den Referenzfall ergibt sich somit eine Verteilung mit dem Erwartungswert bei ca. 275kHz.

Um statistisch korrekte und hochauflösende Ergebnisse von den beschriebenen Fehlerzenarien zu erhalten, wurde die Methode aus diesem Kapitel weiterentwickelt. Die neuen Ansätze, Messungen und Resultate sind im nächsten Kapitel einzusehen.

6.3 Statistische Spektralanalyse von Einschwingvorgängen

6.3.1 Anstiegs Zeitpunkt

Durch eine simple Mittelwertbildung über die berechneten Halbperiodendauern, kann keine befriedigende Auflösung bzw. Unterscheidung der erwähnten Fehlerfälle erfolgen. Eine exakte Ermittlung der Frequenzanteile im Nutzsignal kann mit Hilfe der Spektralanalyse realisiert werden. Um diese durchführen zu können, werden die gesammelten Messdaten zeitlich passend zugeschnitten. Zeitlich passend bezieht sich hier auf einen zeitlichen Rahmen, welcher das Signal vom Startzeitpunkt bis zum Erreichen des stationären Zustands enthält. Der Anfangszeitpunkt des Signals wird dabei folgendermaßen festgelegt: Das Nutzsignal soll 1-2 Abtastschritte vor dem signifikanten Anstieg von inaktiv auf aktiv vom Rest des Signals getrennt werden, um einen definierten Anfangszeitpunkt zu finden. Für die CDI Sensoren und die entsprechenden Signale erfolgten die Detektion dieses Anstiegs, sowie die restliche Verarbeitung der Information in Matlab. Der dafür entworfene Code Abschnitt sieht folgendermaßen aus:

```
valueShot1 = U;
startIndPos = find(valueShot1(100:300) >= 0.06,1,'first') + 98;
for k=1:size(valueShot1,1)-7
    % calculate slope for 2 subsequent set of data points;
    % positive shot direction
    if variables(1,i).CH1.value(k) > 0.07
        difference(1) = valueShot1(k+1) - ...
            valueShot1(k);
        difference(2) = valueShot1(k+2) - ...
            valueShot1(k+1);
        difference(3) = valueShot1(k+3) - ...
            valueShot1(k+2);
        difference(4) = valueShot1(k+4) - ...
            valueShot1(k+3);
        difference(5) = valueShot1(k+5) - ...
            valueShot1(k+4);
        difference(6) = valueShot1(k+6) - ...
            valueShot1(k+5);
        difference(7) = valueShot1(k+7) - ...
            valueShot1(k+6);
        overThresh = find(difference > threshPos);
        if length(overThresh) > 4
            startInd = k
            break;
        end
    end
end
```

Es ist bewusst nur der Code Abschnitt für die Phase U dargestellt, es gibt hier keinerlei Unterschiede zu den anderen Phasen V und W, daher entfällt eine Darstellung der selbigen. In die Variable `valueShot1` wird der gesamte zeitliche Verlauf eines CDI Signals, welches einen Stromanstieg nach Schalthandlung des IGBT Pulswechselrichters von inaktiv auf aktiv liefert, eingelesen. Da nach einer großen Anzahl an Versuchen den Anstiegszeitpunkt aufzufinden, bereits ein grobes zeitliches Intervall bekannt war, indem die signifikante Veränderung auftritt, wird in der nächsten Codezeile in die Variable `startIndPos`, ein Index zwischen 99 und 298 geschrieben. Die genaue Position, wird nun

über eine \geq Abfrage ermittelt, wobei jener Index von der Funktion `find` zurückgegeben wird, der die Bedingung erfüllt. Da diese einfache Abfrage jedoch bei manchen Signalverläufen zu falschen Startzeitpunkten führte, wurde der Algorithmus für die Suche verändert.

Es wurde ein Schwellwert `reshPos` auf 0,09 festgelegt, all diese Angaben von Zahlenwerten ohne dazugehörige Einheit stehen für die Bezeichnung a.u. und stellen ein Matlab internes Zahlenformat dar. Nun wird ausgehend vom Signalanfangszeitpunkt, nicht mit dem Anstiegs Zeitpunkt zu verwechseln, über eine Länge des gesamten Signals iteriert, bis zu einem Index von `size(valueShot1,1)-7`. Die Funktion `size` liefert die Größe des Arguments zurück, in diesem Fall 1495, die Subtraktion von 7 erfolgt deshalb, um bei der weiter unten ausgeführten schrittweisen Differenzenkontrolle, nicht über die Grenzen des Feldes zu wandern.

Nun beginnt die bereits erwähnte Differenzenkontroller, ausgehend vom Index `k`, welcher die Iterationsgröße in der `for` Schleife darstellt, wird siebenmal eine Amplitudendifferenz zwischen dem Signal an der Stelle `k+1` und jenem an der Stelle `k` gebildet, für die anderen Schritte wird diese Differenzenbildung einfach um einen Zeitschritt weiter verschoben, somit erhält man für die letzte betrachtete Differenz: `valueShot1(k+7)-valueShot1(k+6)`. Nun wird in die Variable `overTresh` ein Feld geschrieben, welches die Indizes von der Variable `difference` enthält, welche die Bedingung: `difference > reshPos` erfüllen. Werden mindestens 4 Einträge in einem Durchlauf gefunden, so wird der Anstiegs Zeitpunkt auf den Wert der Iterationsvariablen `k` gesetzt. Durch diese mehrstufige Kontrolle, kann sichergestellt werden, dass nicht ein statistischer Ausreißer zu einer Fehlinterpretation führt, da nur bei einem tatsächlich signifikanten Anstieg mindestens vier Differenzen größer als der Vergleichswert sind.

6.3.2 Ermittlung der Einschwingdauer

Somit ist die erste zeitliche Eingrenzung getan, nun muss ein ähnliches Verfahren angewandt werden, um den Zeitpunkt ab welchem ein stationärer Signalverlauf vorliegt zu finden.

```
[pks,locs] = findpeaks(U, 'minpeakdistance', 6);  
  
for(q=1:size(pks,2))  
    if(pks(1,q) > 0 && pks(1,q) <= 0.145)  
        Eingeschwungen = pks(1,q);  
        Index = q;  
        break;  
    end  
end
```

Die Matlab Funktion `findpeaks` ermöglicht eine elegante Suche nach Extremwerten im übergebenen Signalverlauf. Die Suche wird im oben stehenden Code für die Phase U durchgeführt, dabei kann man der Funktion einen Mindestabstand zwischen benachbarten Extrempunkten zuweisen, damit nicht irrtümlich eine Fehlinterpretation zufolge der Digitalisierung des Signals erfolgt. Die gefundenen Extremwerte `pks` werden mitsamt ihren Positionen `locs` im übergebenen Feld (Signalverlauf) in einem separaten Vektor abgespeichert.

Werden Extremwerte in den Daten gefunden, ist der stationäre Zustand erreicht, wenn eine dieser Stellen ein lokales Maximum ist und zusätzlich einen Betrag besitzt, der kleiner als 0,145 ist. Der Wert wurde dabei empirisch ermittelt, bei den behandelten Fehlerszenarien kann bei Unterschreitung ein

stationärer Verlauf angenommen werden. Der tatsächliche Zeitschritt ab dem eingeschwingene Zustände vorliegen, findet sich demnach im Feld *locs* und der Stelle *Index*.

Das Signal der CDI Sensoren ist durch die beschriebenen Schritte nun für eine digitale Datenverarbeitung zugeschnitten. An dieser Stelle sei erwähnt, dass sich die Suche nach den lokalen Extremstellen bei den Kompensations Stromwandler Signalen als extrem fehleranfällig herausstellte, es wurde hier ein statisches Fenster angenommen, wobei dieses ab dem gefundenen Anstiegszeitpunkt eine zeitliche Dauer von $600 \cdot 25\text{ns}$ hat. Der Einfluss der veränderten Fensterlänge auf die Resultate der Messungen ist dabei verschwindend klein.

6.3.3 Anwendung der diskreten Fourier Transformation

Die alleinige Betrachtung der charakteristischen Größen Eigenfrequenz und Überschwingweite lieferte keine ausreichend präzisen Ergebnisse. Um eventuell eingebaute Störkapazitäten sicher zu detektieren, ist es von Vorteil, das Einschwingverhalten des Stromsignals im Frequenzbereich zu betrachten. Dabei wird, wie in Kapitel 5 beschrieben, für ein aperiodisches abgetastetes Signal die diskrete Fouriertransformation DFT eingesetzt. Für einen komplexen Vektor x ergeben sich die Komponenten der diskreten Fouriertransformierten x^{\sim} demnach zu:

$$x^{\sim}_k = \sum_{i=0}^{N-1} e^{-2\pi j \frac{ik}{N}} * x_i \quad (6.8)$$

Wobei N die gesamte Länge des Signals angibt.

In Matlab kann der Funktion *fft*, welche, wie oben beschrieben, eine diskrete Fouriertransformation ausführt, zusätzlich zum Datenvektor eine Variable übergeben werden. Diese Variable gibt die Auflösungsgenauigkeit im Frequenzspektrum wieder. Wegen Symmetriegründen wird diese Größe immer aus einem vielfachen der Zahl 2 gebildet. Der realisierte Code zur Berechnung des Frequenzspektrums, ist im Folgenden einzusehen. Dieser Codeabschnitt ist für beide Stromsensoren identisch programmiert worden und wird folglich nur einmal dargestellt.

```
NFFT = 2^nextpow2(L);
Y = fft(U_ausschnitt,NFFT)/L;
f = Fs/2*linspace(0,1,NFFT/2+1);
```

In der ersten Codezeile wird in die Variable *NFFT* das nächste passende vielfache der Zahl 2 geschrieben, wobei dieses abhängig von der Signallänge L ist. Um nun die diskrete Fouriertransformation auszuführen, wird in der nächsten Codezeile der Funktion *fft* zusätzlich zum eigentlichen Nutzsignal noch die Variable *NFFT* übergeben. Diese gibt die Auflösung an und wurde im Rahmen dieser Diplomarbeit auf einen Wert von 512 gesetzt. Der somit erhaltene Vektor muss anschließend noch durch die Signallänge dividiert werden, da ansonsten falsche DFT Komponenten berechnet werden. Mittels der Funktion *linspace*, welche das Intervall zwischen 0 und 1 in exakt $NFFT/2+1$ Werte einteilt, kann die Frequenz in äquidistanten Punkten skaliert werden. Die Variable *Fs* steht dabei für die Abtastfrequenz, auch Samplefrequenz genannt, welche wie bereits beschrieben 40 MHz beträgt.

Um einen Eindruck über den Verlauf der berechneten Frequenzanteile zu bekommen dient Abbildung 6.17.

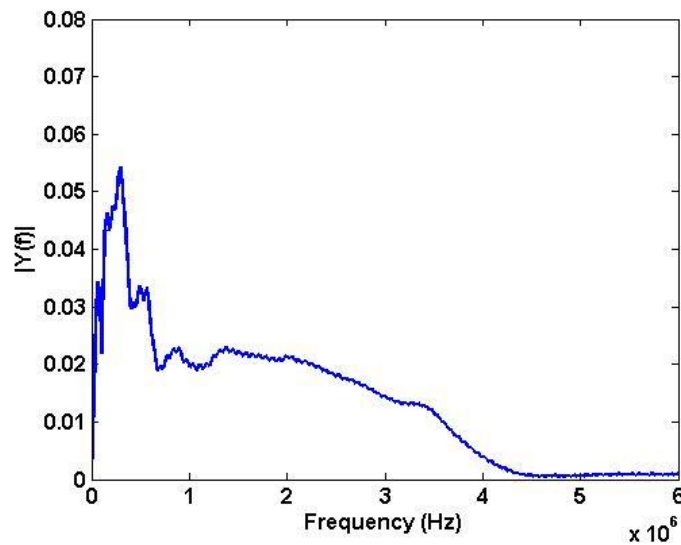


Abbildung 6.17: Darstellung der berechneten Frequenzkomponenten durch Anwendung der DFT, Nutzsignal eines Kompensations Stromwandlers, Referenzsignal

Das Nutzsignal welches Abbildung 6.17. zugrundeliegt, liefert hier ein Kompensations Stromwandler. Dabei wird auf der Abszisse die Frequenz aufgetragen und auf der Ordinate der Betrag der Fourierkomponente bei der definierten Frequenz. Der Vollständigkeit halber wird der spektrale Inhalt eines CDI Signals hier ebenfalls dargestellt.

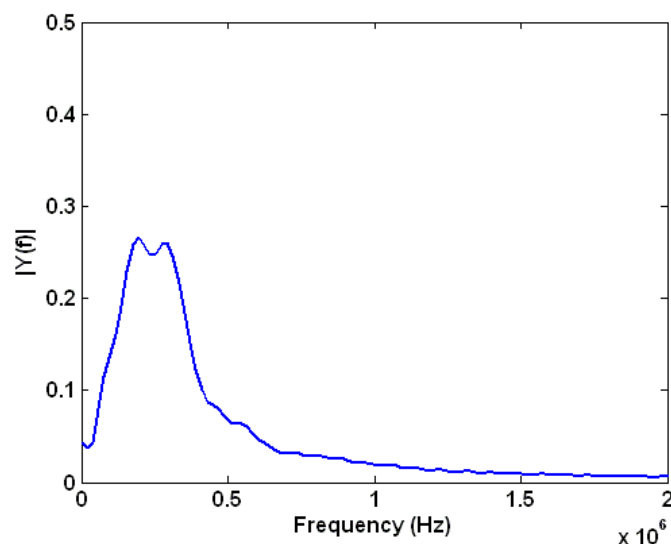


Abbildung 6.18: Darstellung der berechneten Frequenzkomponenten durch Anwendung der DFT, CDI Nutzsignal, Referenzsignal

In beiden Abbildungen kann man gut erkennen, dass eine deutliche Häufung in einem Frequenzbereich von 1 Hz bis 500 kHz liegt. Um die erhaltenen Resultate auf Plausibilität zu prüfen, ist es notwendig eine geeignete grobe Vergleichsgröße zur Verfügung zu haben. Ein solcher Wert kann sehr einfach aus dem Einschwingverhalten des Stromanstiegsignals eines CDI Sensors, wie in Abbildung 5.1 oder einem Stromsignal wie in Abbildung 5.6 ermittelt werden. Dabei wird wieder auf

die triviale Methode der Periodendauer Ablesung zurückgegriffen. Geht man z.B. von einem Nutzsignal wie dem Referenzsignal aus Abbildung 6.14 aus, so ergibt sich für die erste Periode des Signals eine ungefähre Dauer von $3,5\mu\text{s}$. Die Frequenz f ergibt sich demnach trivialer Weise zu:

$$f = \frac{1}{3,5\mu\text{s}} \approx 287514 \text{ Hz} \quad (6.9)$$

Dieses Resultat passt gut in den oben definierten Frequenzbereich, die Frequenzanteile werden demnach durch die DFT korrekt berechnet.

Da die Nutzsignale beider Sensoren Frequenzanteile enthalten, die in einem relativ kleinen Frequenzband anzutreffen sind, und sich keine Frequenzkomponente eindeutig von den anderen abheben kann, führt dies zu einem etwas verschmierten Bild im Frequenzbereich. Es kann also nicht eine einzige Frequenz angegeben werden, welche den Einschwingvorgang ausreichend charakterisiert. Dies hat zur Folge, dass das Verfahren zur Detektion von Veränderungen in der Maschine (eingebaute Kapazitätsfehler / Isolationszustand) das ganze zur Verfügung stehende Spektrum des Einschwingvorgangs nutzen sollte. Um dem Leser einen Einblick in das Ausmaß der spektralen Veränderung bei einem künstlich eingebauten Kapazitätsfehler zu geben, ist das Spektrum des Stromsignals eines Kompensations Stromwandlers in Abbildung 6.19 zu sehen, wobei in der Phase U der Maschine, zusätzlich eine Kapazität von 1nF zwischen dem Maschinenphaseneingang und dem Sternpunkt eingebracht wurde.

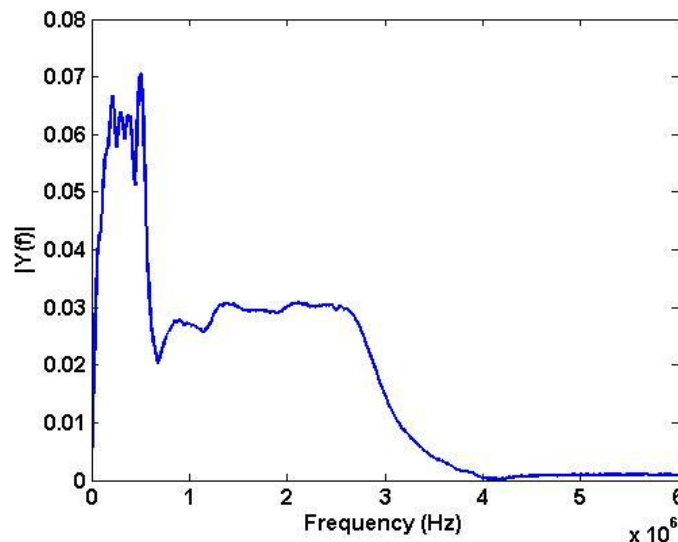


Abbildung 6.19: Spektrum des Stromsignals eines Kompensations Stromwandlers, Fehlerszenario 1nF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt

Hier ist sehr deutlich eine Veränderung im Spektrum gegenüber Abbildung 6.17 erkennbar. Sämtliche Frequenzkomponenten werden bei einem Kapazitätsfehler von 1nF zwischen Phasenanschluss am Maschinenklemmbrett und dem Sternpunkt signifikant in ihrer Intensität erhöht. Trotzdem zeigt Abbildung 6.19 dass durch eine zusätzlich eingebrachte Fehlerkapazität zwischen zwei beliebige Wicklungsanzapfungen (immer unter der Annahme dass nur Anzapfungen der identischen Phasen geschaltet werden), keine einzelne Frequenzkomponente charakteristisch hervorgehoben wird, wie bereits vorher erwähnt.

Selbiges gilt für das Spektrum des Stromanstiegsignals welches von den CDI Sensoren geliefert wird, einzusehen in Abbildung 6.20.

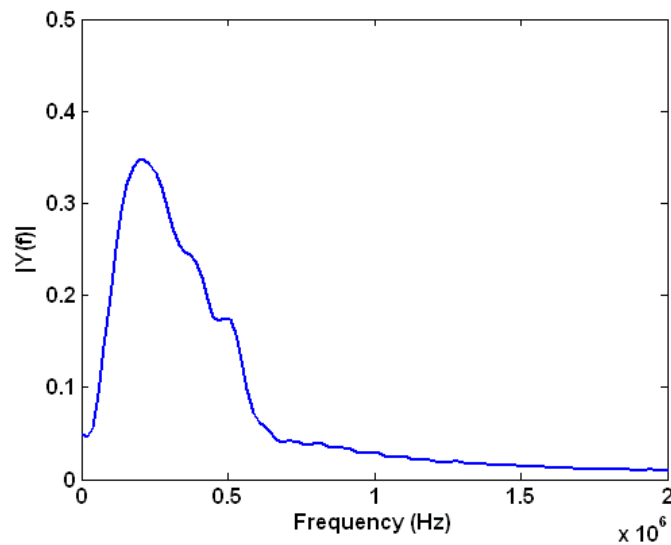


Abbildung 6.20: Spektrum des Stromanstiegsignals eines CDI Sensors, Fehlerszenario 1nF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt

Abbildung 6.17 und Abbildung 6.18 zeigen die Spektren der sogenannten Referenzmessung. Dabei handelt es sich um eine Messung bei welcher keine Fehlerkapazitäten eingebracht wurden. Diese Messungen dienen somit als Vergleichsmessung und geben Auskunft über den spektralen Verlauf bei quasi unbeschädigter Maschinenisolation.

Eine Einzelmessung liefert über 240 charakteristische Einschwingvorgänge, wobei all diese Signalverläufe zu ein und demselben Fehlerszenario bzw. zu derselben Referenzmessung zuzuordnen sind. Um hier qualitative und statistisch korrekte Aussagen zu treffen, muss eine Größe aus den Nutzsignalen ermittelt werden, welche auf ihre statistische Verteilung hin überprüft werden kann. Außerdem muss oder soll der Frequenzbereich in dem die signifikantesten spektralen Veränderungen stattfinden vollständig berücksichtigt werden. Eine geeignete Größe stellt somit der Flächeninhalt unter dem spektralen Signalverlauf dar. Es wird also ein bestimmtes Integral über die Fouriertransformierte gebildet. Dabei werden die Integrationsgrenzen frei gewählt, im Hinblick auf den wesentlichen Frequenzbereich, welcher bei Veränderungen betroffen ist, ergibt sich folgendes für die Integrationsgrenzen im CDI Spektrum:

$$\text{untere Grenze: } 0 \text{ Hz, obere Grenze: } 1,015625 \text{ MHz} \quad (6.10)$$

Für die Integrationsgrenzen im Spektrum des Stromsignals geliefert von den Kompensations Stromwandlern:

$$\text{untere Grenze: } 0 \text{ Hz, obere Grenze: } 3,0078 \text{ MHz} \quad (6.11)$$

Die Integration erfolgt dabei in Matlab mit Hilfe der Funktion *trapz*. Diese Funktion approximiert das Integral durch eine Summenbildung von Trapezflächen. Ist der Vektor der Fourierkomponenten der einzige Übergabeparameter, so wird zwischen zwei Komponenten ein fixes Intervall der Größe 1 definiert. Da die Integration in diesem Fall aber mit der Schrittweite im Frequenzspektrum übereinstimmen muss, wird zusätzlich der Abszissenverlauf wie aus Abbildung 6.19 und Abbildung

6.20 übergeben. Die Integration erfolgt über den Betrag der Fourierkomponenten innerhalb der definierten Intervalle aus (6.10) und (6.11).

Da nun für jede Einzelmessung über 240 dieser Flächeninhalte vorliegen, bekommt man eine Größe welche nun statistisch behandelt werden kann. Die Normalverteilung wird also hier nicht angenommen, das Verteilungsverhalten der berechneten Flächeninhalte wird mit Hilfe des Chi Quadrat Anpassungstests auf eine zugrundeliegende Normalverteilung getestet, siehe Kapitel 5.2. Für den Referenzfall beider Sensortypen für die Phase U ergeben sich folgende Resultate:

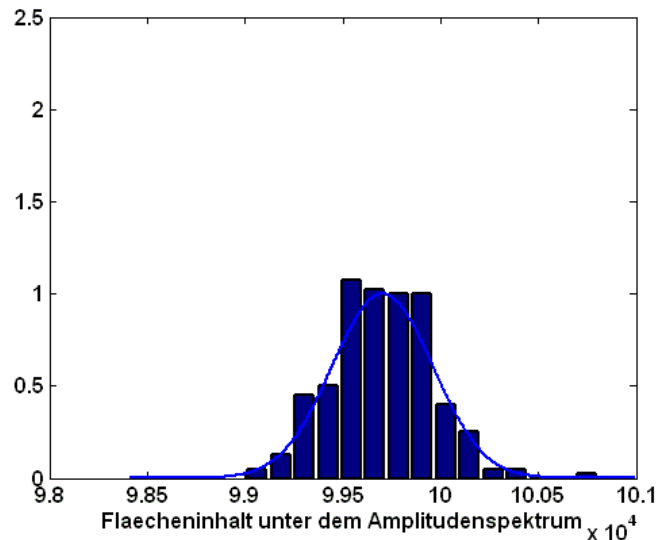


Abbildung 6.21: Gegenüberstellung Histogramm und Gauß'sche Glockenkurve für 240 berechnete Flächeninhalte, Signal von CDI Sensoren, $h = 0, \sigma = 258,50, \mu = 9,9703 \times 10^4$

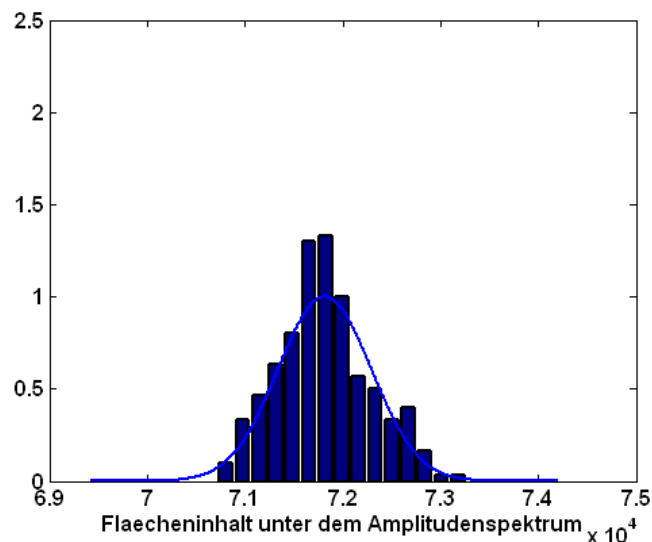


Abbildung 6.22: Gegenüberstellung Histogramm und Gauß'sche Glockenkurve für 240 berechnete Flächeninhalte, Signal von Kompensations Stromwandlern, $h = 0, \sigma = 478,97, \mu = 7,1815 \times 10^4$

Die aufgetretenen Häufigkeiten in den einzelnen 15 Intervallen werden dabei auf die Häufigkeit im mittleren Intervall bezogen, um eine Darstellung zu erreichen, welche gut mit der Gauß'schen Glockenkurve vergleichbar ist.

Dabei wird die Anzahl der Klassen, in welche die unterschiedlichen Werte der 240 Flächeninhalte eingeteilt werden, über die Faustformel ermittelt:

$$\text{Klassenanzahl } K = \sqrt{\text{Umfang der Stichprobe}} = \sqrt{240} = 15,491 \quad (6.12)$$

K wird danach noch abgerundet, da nur eine ganzzahlige Anzahl an Klassen realisiert werden kann. Für beide Szenarien aus Abbildung 6.21 und Abbildung 6.22 kann im Weiteren eine Normalverteilung der Flächeninhalte pro Stichprobe angenommen werden, das Ergebnis des Chi Quadrat Anpassungstests aus Matlab lautet:

Referenzmessung in der Phase U mit CDI Sensoren (Stichprobenumfang 240), Standardabweichung σ , Erwartungswert μ :

$$h = 0, \sigma = 258,50, \mu = 9,9703 * 10^4 \quad (6.13)$$

Referenzmessung in der Phase U mit Kompensations Stromwandlern Sensoren (Stichprobenumfang 240):

$$h = 0, \sigma = 478,97, \mu = 7,1815 * 10^4 * \quad (6.14)$$

Zur Erinnerung, $h=0$ wird von der Funktion *chi2gof* dann zurückgegeben, wenn auf einem default Signifikanzniveau von 5% die Nullhypothese nicht abgelehnt werden kann. Demnach wurde die Hypothese, dass den berechneten Flächeninhalten eine Normalverteilung zugrundeliegt, mit 95% Wahrscheinlichkeit nicht abgelehnt.

Nachdem die Referenzfälle untersucht wurden, und auch das Verteilungsverhalten der Flächeninhalte überprüft ist, kann mit der Auswertung diverser Fehlerfälle begonnen werden. Dafür wird zusätzlich der Erwartungswert einer Stichprobe von großem Interesse sein, da in den Fehlerfällen dieser höchst wahrscheinlich gut von den Referenzfällen zu unterscheiden ist. Ist hier keine ausreichende Separation mehr möglich, beginnt der Referenzfall mit dem Fehlerfall zu verschmelzen. Ab diesem Punkt kann eine Detektion der zusätzlich eingebauten Fehlerkapazität nicht mehr erfolgen und stellt somit die Grenze der Genauigkeit dieses Verfahrens dar. Diese Grenze wird im Weiteren empirisch ermittelt, indem die Größe der Kapazität sukzessive verringert wird.

6.3.4 Gegenüberstellung diverser Fehlerszenarien

Die Kapazität von 1nF stellt die erste Versuchsreihe dar, dabei soll der Einfluss auf die zuvor beschriebenen Flächeninhalte gezeigt werden, wenn diese an unterschiedlichen Positionen (Wicklungsanzapfungen) geschaltet wird. Verglichen werden die erhaltenen Verteilungen immer mit der Referenzmessung der entsprechenden Maschinenphase. Die drei wichtigen Schaltpositionen: Phasenanschluss - Sternpunkt, Phasenanschluss - letzte Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe und Phasenanschluss - vorletzte Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe werden im Folgenden analysiert.

Dabei ist die Berechnung der Spektren die Grundlage für die weitere Auswertung. Für eine Kapazität von 1nF zwischen Phasenanschluss und Sternpunkt der Asynchronmaschine ergeben sich Spektren welche bereits in Abbildung 6.19 und Abbildung 6.20 dargestellt wurden.

Wird die Kapazität nun zwischen Phasenanschluss und letzte Anzapfung der ersten Spulengruppe geschaltet, ergeben sich die Spektren für die beiden Signale (CDI und Kompensations Stromwandler) zu:

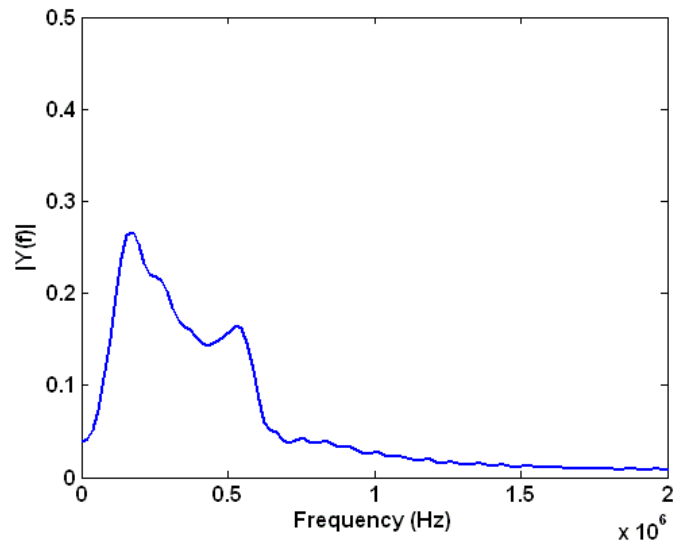


Abbildung 6.23: Spektrum des Stromanstiegsignals eines CDI Sensors, Fehlerszenario 1nF zwischen Phasenanschluss U und der letzten Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe

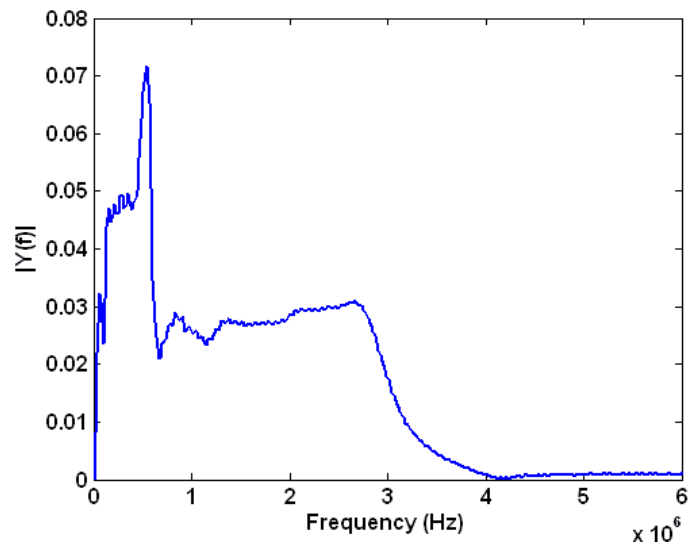


Abbildung 6.24: Spektrum des Stromsignals eines Kompensations Stromwandlers, Fehlerszenario 1nF zwischen Phasenanschluss U und der letzten Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe

Die Spektren für den Fall der Kapazität von 1nF zwischen Phasenanschluss und der vorletzten Anzapfung der ersten Spulengruppe sind in Abbildung 6.25 und Abbildung 6.26 einzusehen.

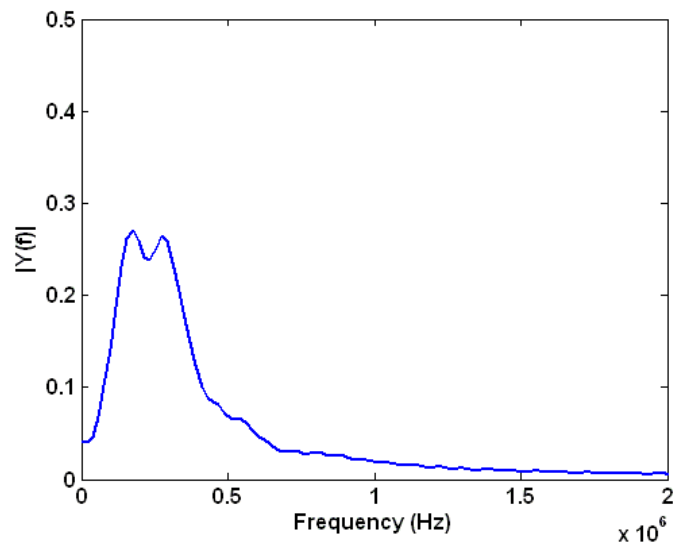


Abbildung 6.25: Spektrum des Stromanstiegsignals eines CDI Sensors, Fehlerszenario 1nF zwischen Phasenanschluss U und der vorletzten Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe

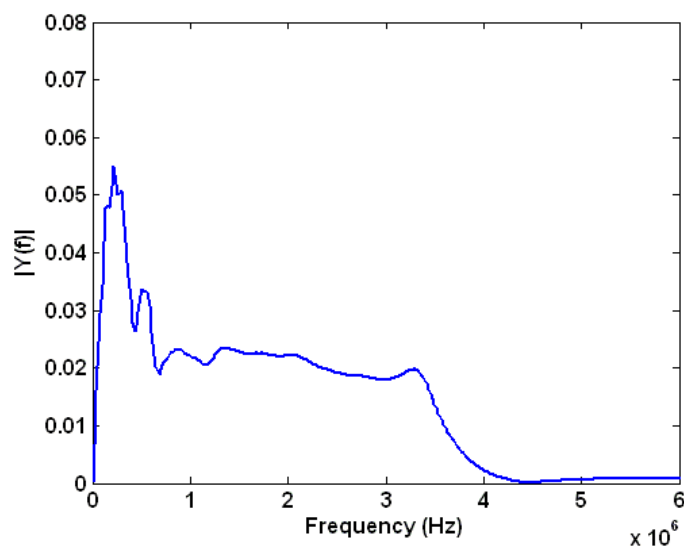


Abbildung 6.26: Spektrum des Stromsignals eines Kompensations Stromwandlers, Fehlerszenario 1nF zwischen Phasenanschluss U und der vorletzten Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe

Die statistischen Kenngrößen für die beschriebenen Fehlerfälle ergeben sich nun wiederum aus den berechneten Flächeninhalten der zugehörigen Stichproben.

Fehlerszenario / CDI	h	σ	$\mu * 10^4$
1nF-Sternpunkt, U	0	293,96	14,527
1nF-letzte, U	1	333,24	11,622
1nF-vorletzte, U	0	231,11	10,029

Tabelle 6.5: Statistische Kenngrößen – CDI-1nF

Fehlerszenario / K. Stromwandler	h	σ	$\mu * 10^4$
1nF-Sternpunkt, U	0	682,19	10,395
1nF-letzte, U	0	621,14	9,832
1nF-vorletzte, U	1	946,00	7,414

Tabelle 6.6: Statistische Kenngrößen – K. Stromwandler - 1nF

Die Verteilungen der Flächeninhalte zufolge der unterschiedlichen Fehlerszenarien sind im Folgenden dargestellt.

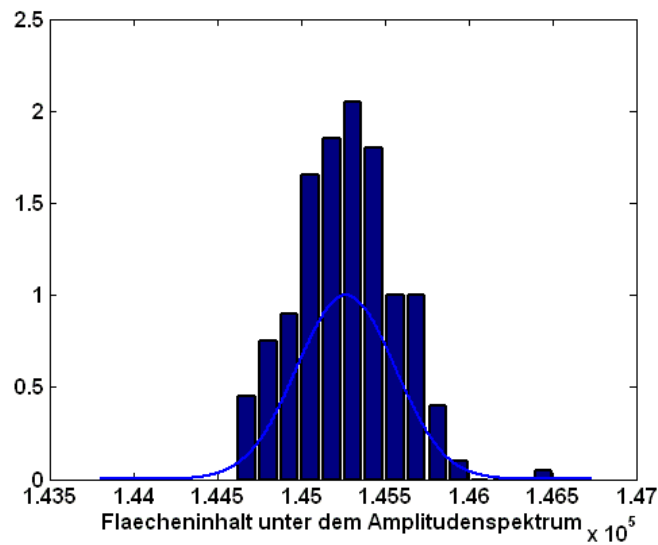


Abbildung 6.27: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 1nF zwischen Phasenanschluss und Sternpunkt, Phase U, Stichprobenumfang = 240, CDI, $h = 0$, $\sigma = 293,96$, $\mu = 14,527 * 10^4$

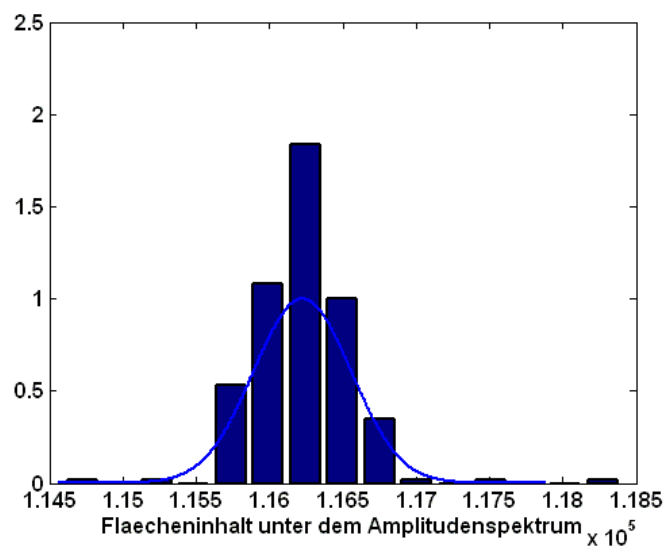


Abbildung 6.28: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 1nF zwischen Phasenanschluss und der letzten Anzapfung der ersten Spulengruppe, Phase U, Stichprobenumfang = 240, CDI, $h = 1$, $\sigma = 333,2469$, $\mu = 11,622 * 10^4$

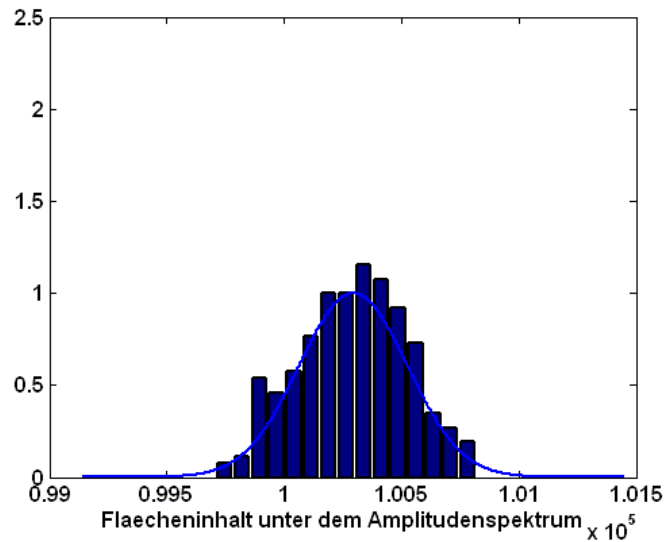


Abbildung 6.29: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 1nF zwischen Phasenanschluss und der vorletzten Anzapfung der ersten Spulengruppe, Phase U, Stichprobenumfang = 240, CDI, $h = 0$, $\sigma = 231,1129$, $\mu = 10,029 \cdot 10^4$

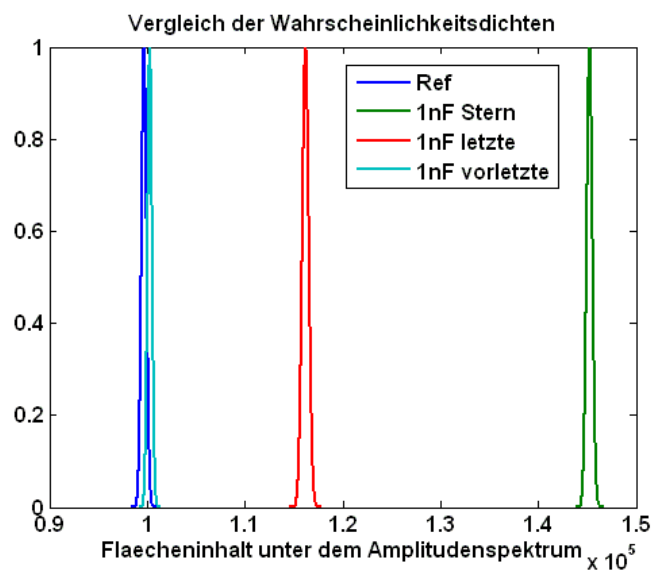


Abbildung 6.30: Gegenüberstellung der resultierenden Wahrscheinlichkeitsdichten aus den vier Fehlerszenarien, CDI

Für die spektralen Flächeninhalte berechnet aus den Nutzsignalen der Kompensations Stromwandler ergeben sich folgende Darstellungen:

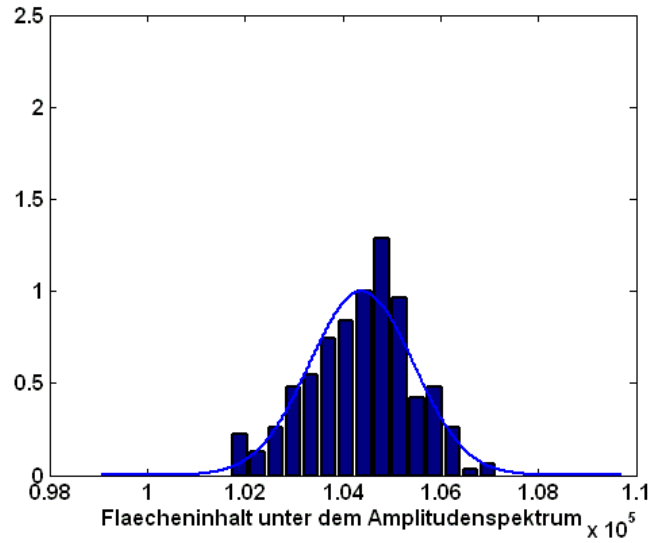


Abbildung 6.31: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 1nF zwischen Phasenanschluss und Sternpunkt, Phase U, Stichprobenumfang = 240, $h = 0$, $\sigma = 682,19$, $\mu = 10,395 \cdot 10^4$

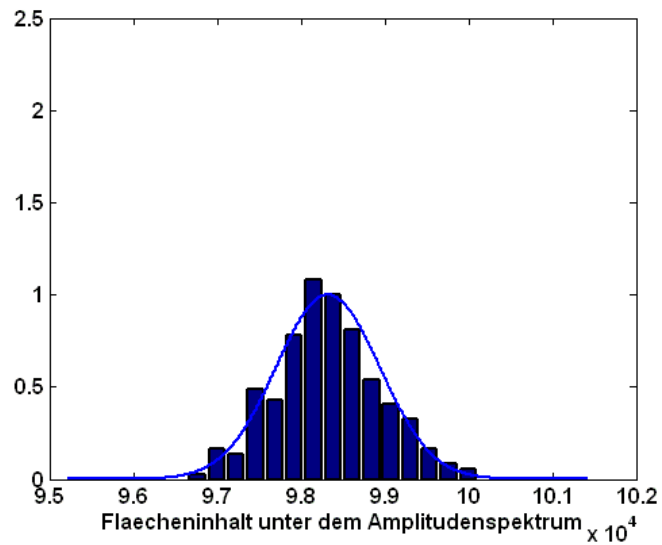


Abbildung 6.32: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 1nF zwischen Phasenanschluss und der letzten Anzapfung der ersten Spulengruppe, Phase U, Stichprobenumfang = 240, $h = 0$, $\sigma = 621,14$, $\mu = 9,8323 \cdot 10^4$

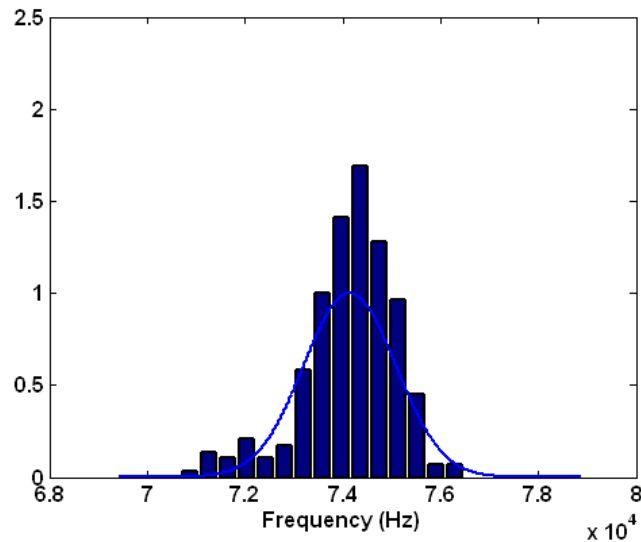


Abbildung 6.33: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 1nF zwischen Phasenanschluss und der vorletzten Anzapfung der ersten Spulengruppe, Phase U, Stichprobenumfang = 240, $h = 1$, $\sigma = 946,00$, $\mu = 7,4145 \cdot 10^4$

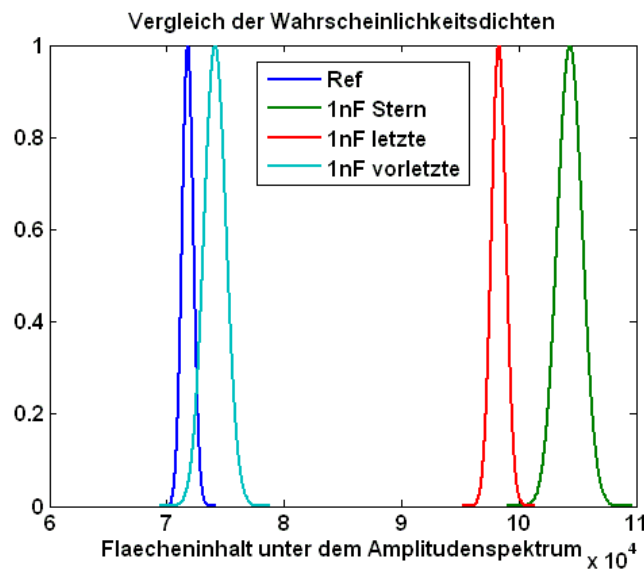


Abbildung 6.34: Gegenüberstellung der resultierenden Wahrscheinlichkeitsdichten aus den vier Fehlerszenarien

In Abbildung 6.28 und Abbildung 6.33 und den dazugehörigen statistischen Parametern fällt auf, dass hier nicht von einer Normalverteilung bei einem Signifikanzniveau von 5% ausgegangen werden kann. Verantwortlich für die Abweichung sind die aufgetretenen Häufigkeiten an den Grenzen der Verteilungsdichten. Durch gleichzeitige Darstellung der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion nach Gauß und den tatsächlich gefundenen Häufigkeiten wird klar, dass die geringen Abweichungen eine Darstellung wie in Abbildung 6.30 und Abbildung 6.34 trotzdem rechtfertigen. Richtigerweise wäre für diese beiden Fehlerszenarien in der Gegenüberstellung keine repräsentative Gauß'sche Glockenkurve, sondern die tatsächlich aufgetretene Häufigkeitsverteilung darzustellen.

Einen guten Überblick über die Tendenz des berechneten Flächeninhaltes zufolge der Schwere der künstlich eingebauten Fehler, liefern Abbildung 6.30 und Abbildung 6.34. Speziell die Fehlerfälle auf

den Sternpunkt bzw. Fehlerkapazität zwischen Phasenanschluss und der letzten Anzapfung der ersten Spulengruppe sind deutlich von den Referenzmessungen abzugrenzen. Ist die Kapazität jedoch auf die vorletzte Anzapfung der ersten Spulengruppe geschaltet, beginnt eine Überschneidung der erhaltenen Wahrscheinlichkeitsdichten. Dieser Punkt stellt die sichere Grenze der Aussagekraft dieses Verfahrens dar.

Da dieser Bereich besonders interessant ist, um die entwickelte Methode qualitativ zu beurteilen, wurde die Kapazität in Folge weiter verringert. Durch seriell geschaltete Kapazitäten, kann die gesamte Fehlerkapazität auf 500, 333 bzw. 200pF verringert werden. Die statistischen Parameter sowie die Spektren und die dazugehörigen Verteilungsfunktionen ergeben sich für diese Fälle zu:

Fehlerszenario / CDI	h	σ	$\mu * 10^4$
500pF-Sternpunkt, U	1	4131	11,550
500pF-letzte, U	1	542,17	7,633
333pF-Sternpunkt, U	0	502,34	10,652
200pF-Sternpunkt, U	1	2730	10,211

Tabella 6.7: Statistische Kenngrößen - CDI - Diverse Fehlerszenarien

Fehlerszenario / K. Stromwandler	h	σ	$\mu * 10^4$
500pF-Sternpunkt, U	1	821,27	8,991
500pF-letzte, U	1	1488	8,748
333pF-Sternpunkt, U	0	853,23	8,532
200pF-Sternpunkt, U	0	742,66	8,130

Tabella 6.8: : Statistische Kenngrößen - K. Stromwandler - Diverse Fehlerszenarien

Mit den zugehörigen Spektren (CDI Sensoren):

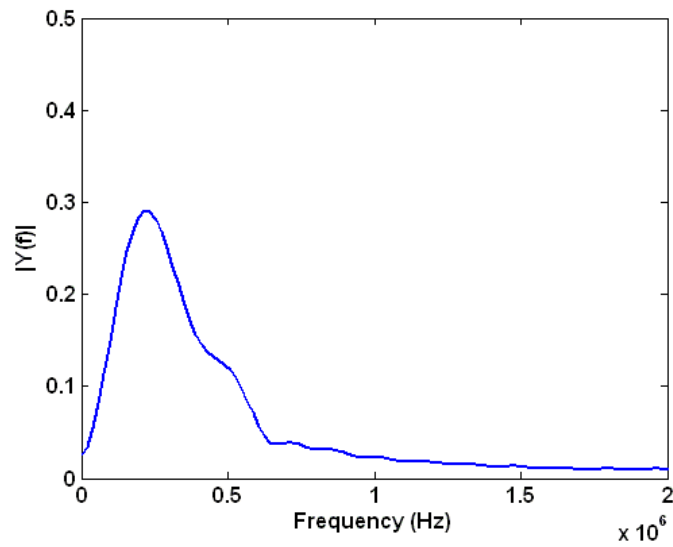


Abbildung 6.35: Spektrum des Stromanstiegsignals eines CDI Sensors, Fehlerzenario 500pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt

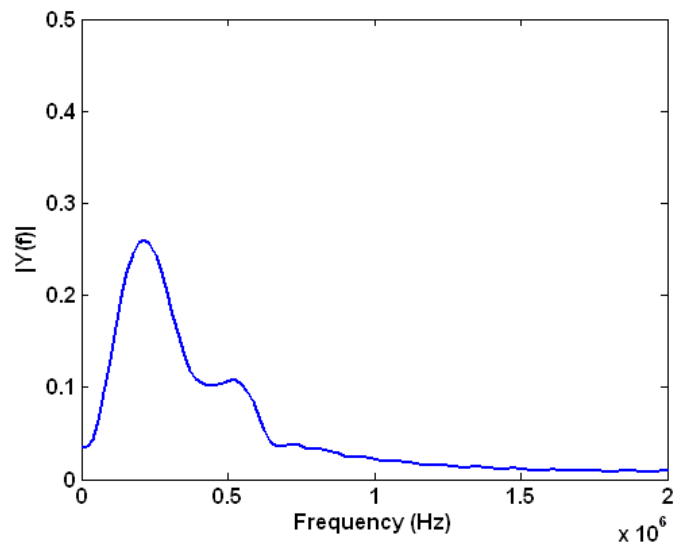


Abbildung 6.36: Spektrum des Stromanstiegsignals eines CDI Sensors, Fehlerzenario 500pF zwischen Phasenanschluss U und der letzten Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe

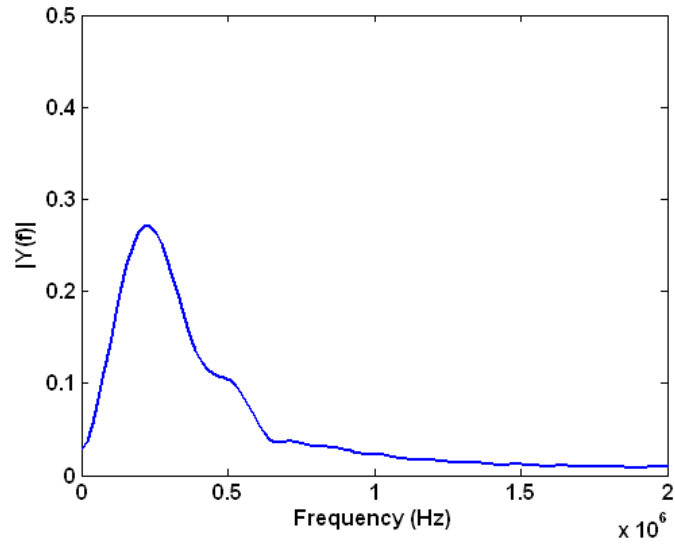


Abbildung 6.37: Spektrum des Stromanstiegsignals eines CDI Sensors, Fehlerszenario 333pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt

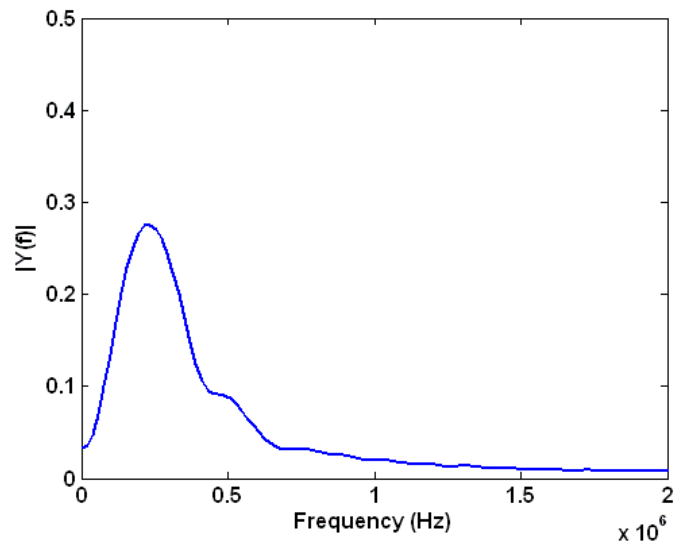


Abbildung 6.38: Spektrum des Stromanstiegsignals eines CDI Sensors, Fehlerszenario 200pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt

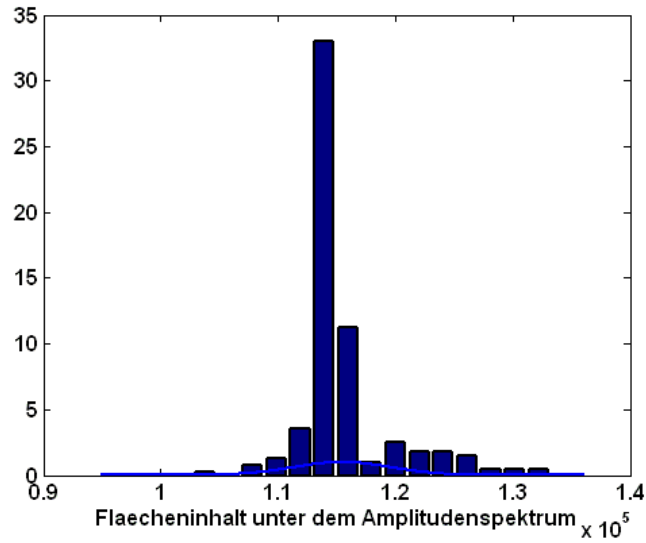


Abbildung 6.39: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 500pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt, Stichprobenumfang = 240, CDI, $h = 1$, $\sigma = 4131$, $\mu = 11,550 \cdot 10^4$

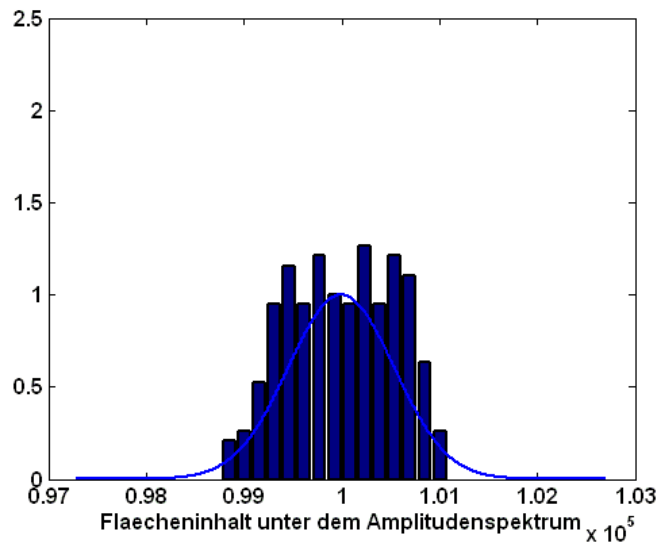


Abbildung 6.40: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 500pF zwischen Phasenanschluss U und der letzten Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe, Stichprobenumfang = 240, CDI, $h = 1$, $\sigma = 542,17$, $\mu = 7,633 \cdot 10^4$

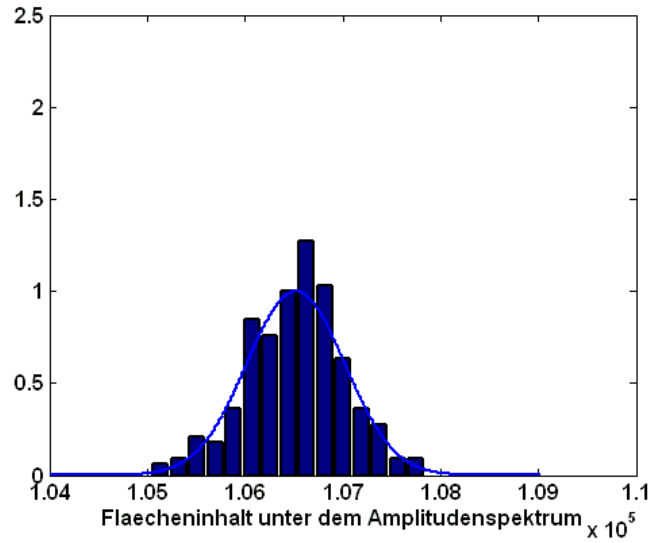


Abbildung 6.41: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 333pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt, Stichprobenumfang = 240, CDI, $h = 0$, $\sigma = 502,34$, $\mu = 10,652 * 10^4$

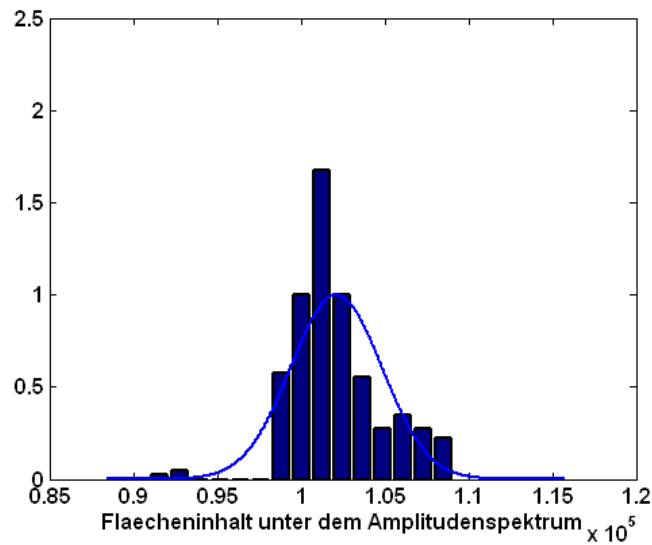


Abbildung 6.42: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 200pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt, Stichprobenumfang = 240, CDI, $h = 1$, $\sigma = 2730,6$, $\mu = 10,211 * 10^4$

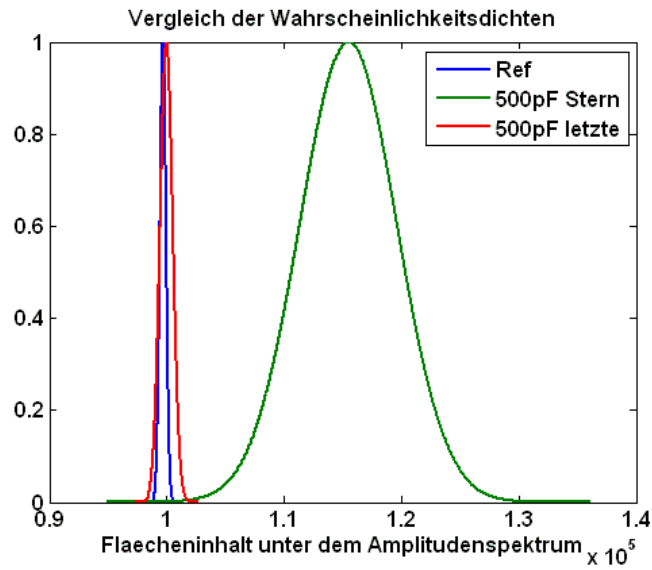


Abbildung 6.43: Gegenüberstellung der beiden 500pF Fehlerszenarien mit dem Referenzfall, CDI

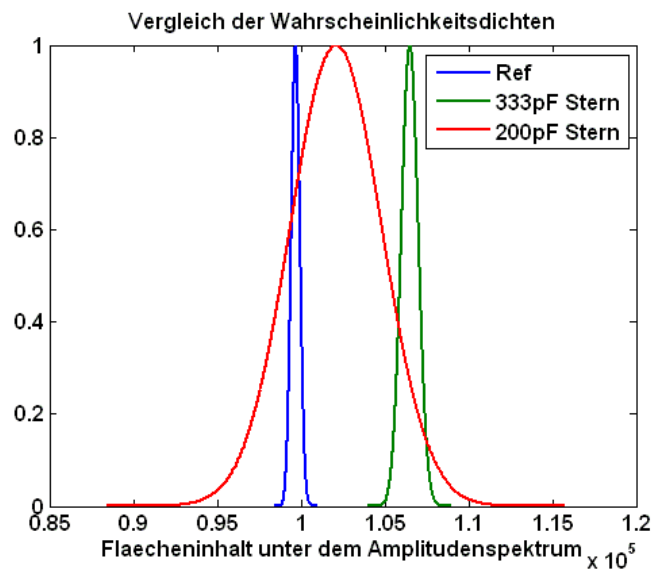


Abbildung 6.44: Gegenüberstellung Referenzfall mit einem 333pF und einem 200pF Sternpunktfehler in der Phase U, CDI

Die zugehörigen Spektren (Kompensations Stromwandler):

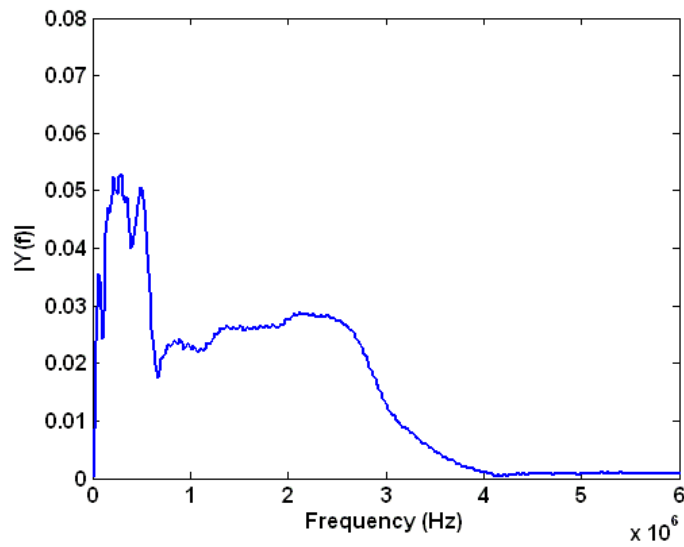


Abbildung 6.45: Spektrum des Stromsignals eines Kompensations Stromwandlers, Fehlerszenario 500pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt

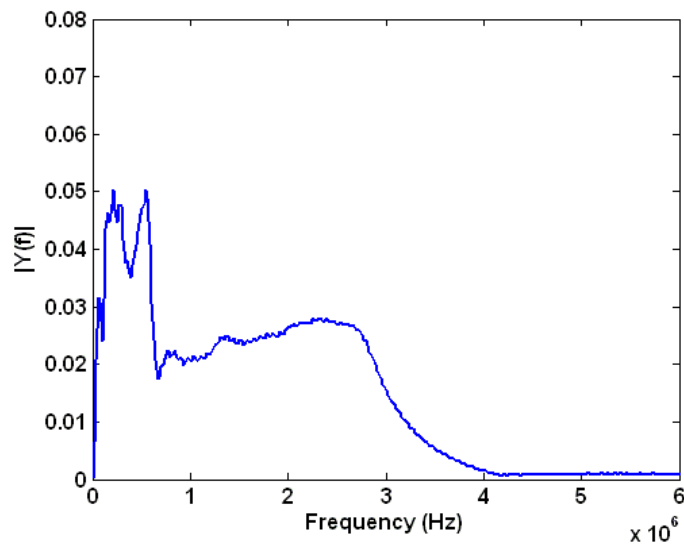


Abbildung 6.46: Spektrum des Stromsignals eines Kompensations Stromwandlers, Fehlerszenario 500pF zwischen Phasenanschluss U und der letzten Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe

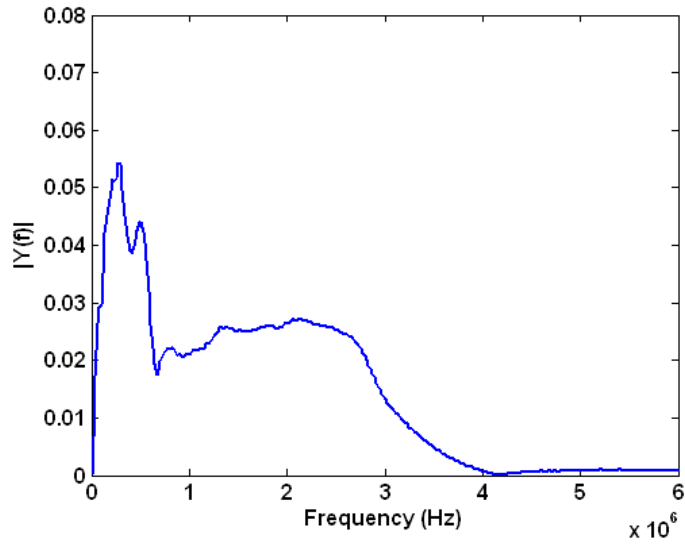


Abbildung 6.47: Spektrum des Stromsignals eines Kompensations Stromwandlers, Fehlerszenario 333pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt

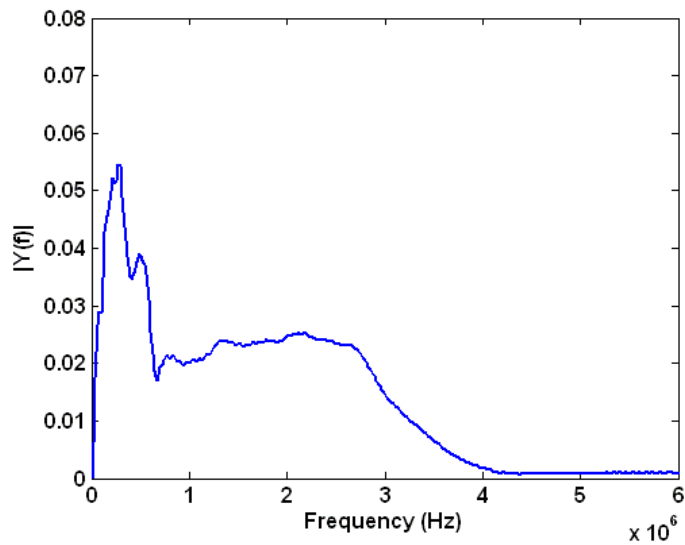


Abbildung 6.48: Spektrum des Stromsignals eines Kompensations Stromwandlers, Fehlerszenario 200pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt

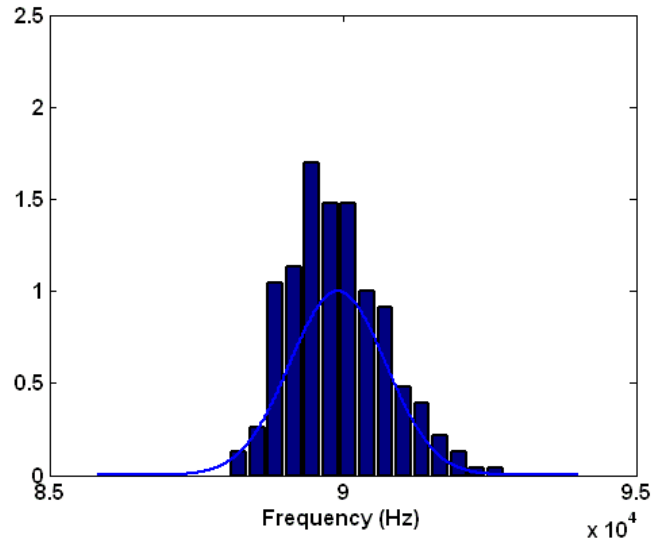


Abbildung 6.49: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 500pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt, Stichprobenumfang = 240, $h = 1$, $\sigma = 821,27$, $\mu = 8,991 \cdot 10^4$

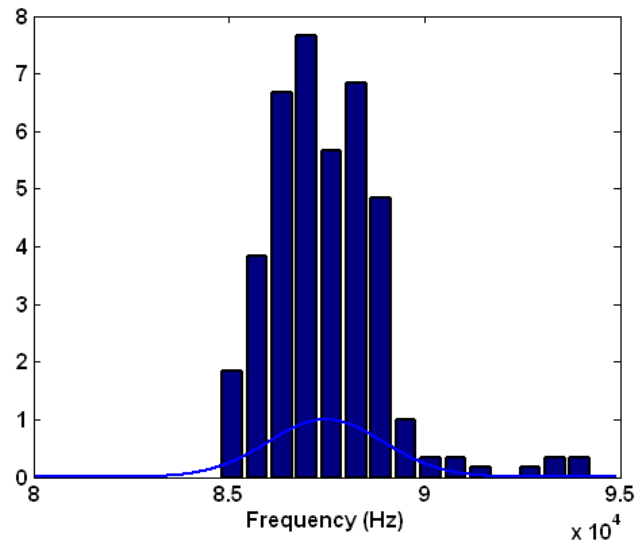


Abbildung 6.50: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 500pF zwischen Phasenanschluss U und der letzten Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe, Stichprobenumfang = 240, $h = 1$, $\sigma = 1488,6$, $\mu = 8,748 \cdot 10^4$

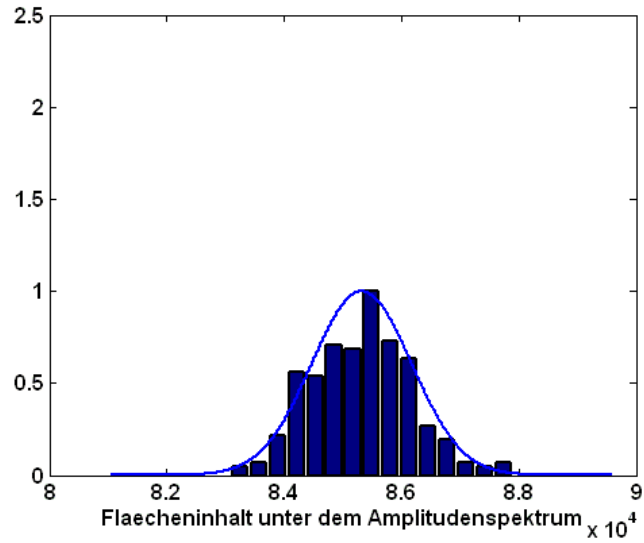


Abbildung 6.51: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 333pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt, Stichprobenumfang = 240, $h = 0$, $\sigma = 853,23$, $\mu = 8,532 \cdot 10^4$

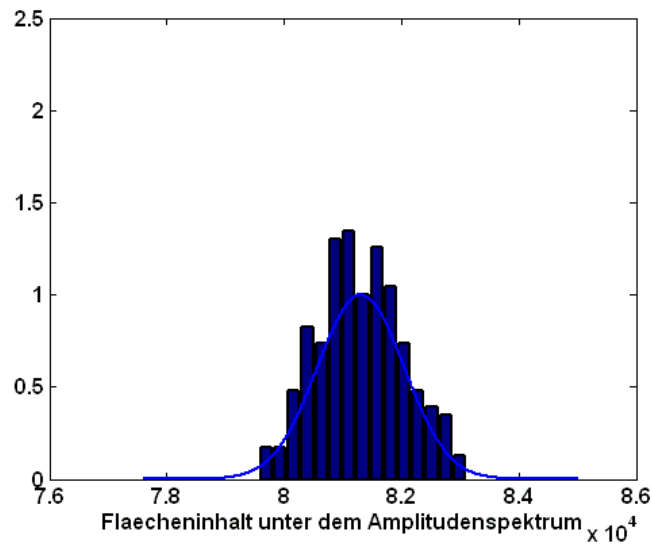


Abbildung 6.52: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 200pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt, Stichprobenumfang = 240, $h = 0$, $\sigma = 742,66$, $\mu = 8,130 \cdot 10^4$

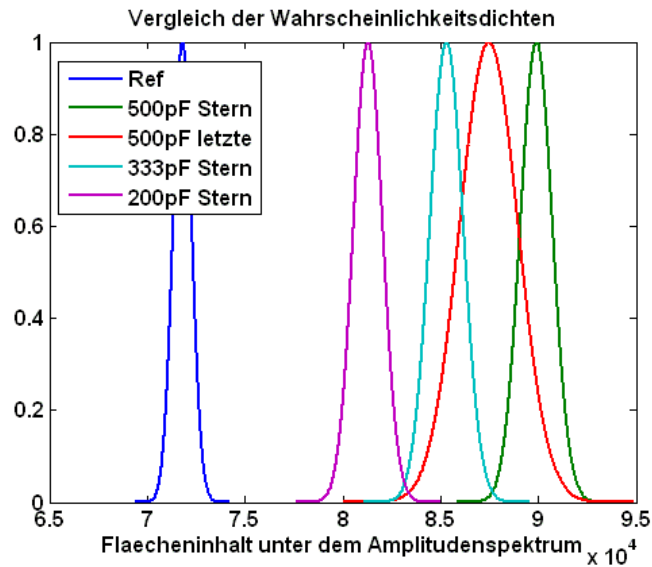


Abbildung 6.53: Gegenüberstellung Referenzfall den beschriebenen Fehlerfällen

Bei den CDI Sensoren ist die Detektionsgrenze bei einem Fehler von 333pF auf den Sternpunkt erreicht, die 200pF können hier nichtmehr sicher erkannt werden, da wie bereits beschrieben, die Wahrscheinlichkeitsdichten sich zu überlappen beginnen. Bei Verwendung von Kompensations Stromwandlern können auch noch 200pF Sternpunktsfehler detektiert werden.

6.3.5 Einfluss der Rotorposition

Bedingt durch die Nutung des Rotors der Asynchronmaschine, verändert sich die Strangimpedanz einer Phase in Abhängigkeit der Rotorposition, dies geschieht durch die erhöhte bzw. verringerte Streuinduktivität. Der Rotor der Versuchsmaschine weist 28 Nuten auf. Um hier den Einfluss unterschiedlicher Rotorstellungen zu analysieren, wurde die Länge einer Nutteilung berechnet. Vier Rotorstellungen mit einer Schrittweite von je 0,056099 rad wurden eingestellt und die charakteristischen Strom-, bzw. Stromanstiegsverläufe aufgezeichnet.

$$\text{Nutteilung} = \frac{2 \cdot \pi}{\text{Anzahl der Nuten}} = \frac{2 \cdot \pi}{28} = 0,224399 \text{ rad} \quad (6.15)$$

$$\text{Viertel Nutteilung} = \frac{0,224399}{4} = 0,056099 \text{ rad} \quad (6.16)$$

Die erhaltenen Spektralverläufe weichen dabei so geringfügig von einander ab, dass die Abhängigkeit der Rotorposition bei der Detektion von künstlich eingebauten Kapazitätsfehlern nicht berücksichtigt werden muss. Dies zeigt.

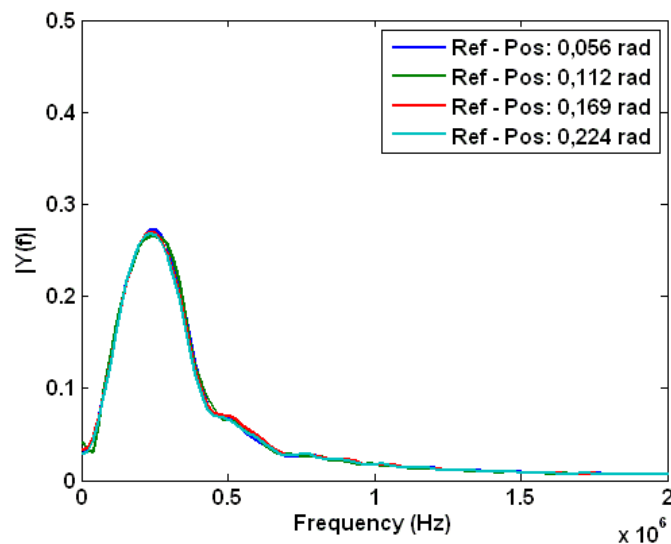


Abbildung 6.54: Spektralverläufe der Stromanstiegssignale bei vier unterschiedlichen Rotorpositionen

6.3.6 Messung bei bewegtem Rotor

In den vorigen Kapiteln wurde von einem ruhenden Rotor während der ganze Messdauer ausgegangen. Um die beschriebene Methode, welche im Rahmen dieser Diplomarbeit entwickelt wurde, auch bei drehendem Rotor einsetzen zu können, wurde der Einfluss auf die Spektren der Stromanstiegs-, bzw. Stromsignale festgehalten.

Die Asynchronmaschine wurde dabei durch die Gleichstrommaschine, siehe Abbildung 3.2, angetrieben. Die Aufzeichnungsdauer wurde dabei so angepasst, dass der Rotor ca. eine volle Umdrehung zurücklegt. Der Stichprobenumfang ergibt sich somit zu 454, was eine Klassenanzahl von abgerundet 21 ergibt, siehe (6.12).

Um hier die Übersichtlichkeit zu wahren, ist das Spektrum des Referenzsignals des bewegten Rotors mit jenem Referenzsignal des ruhenden Rotors, siehe Abbildung 6.18, in einer Grafik abgebildet. Dies verdeutlicht auch die Unterschiede bzw. hebt den Einfluss des bewegten Rotors auf das Spektrum hervor. Für die CDI Sensoren wurde der folgende Referenzverlauf aufgenommen:

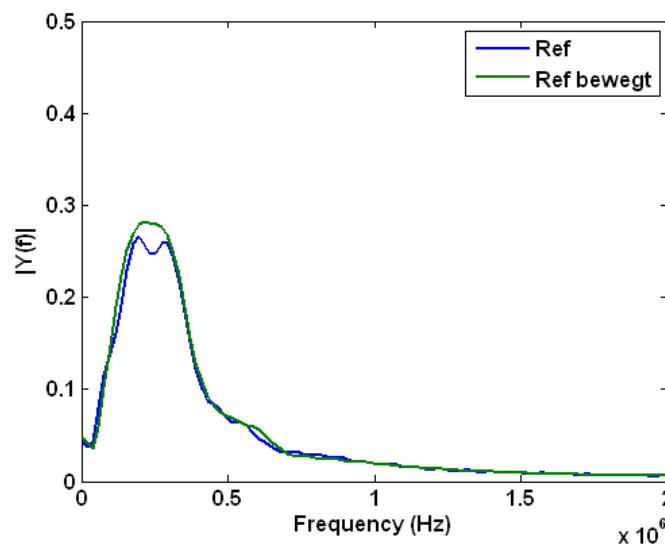


Abbildung 6.55: Vergleich der Frequenzspektren zweier Referenzmessungen, bewegter Rotor und ruhender Rotor

Durch die Bewegung des Rotors und durch die Mittelung über den gesamten Stichprobenumfang, erscheint das Frequenzspektrum verschmierter und glatter als jenes für den unbewegten Fall. Die Detektionsgrenze wird damit früher erreicht. Großer Einfluss kann der Rotorbewegung jedoch nicht zugeschrieben werden, da auch die Fehlerfälle welche im vorigen Kapitel detailliert beschrieben wurden, detektiert werden können. Einen guten Einblick liefert Abbildung 6.56, in dem eine Gegenüberstellung von beiden Referenzfällen und beiden Messergebnissen, für das Fehlerszenario 1nF zwischen Phasenanschluss der Maschine und der letzten Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe, dargestellt ist.

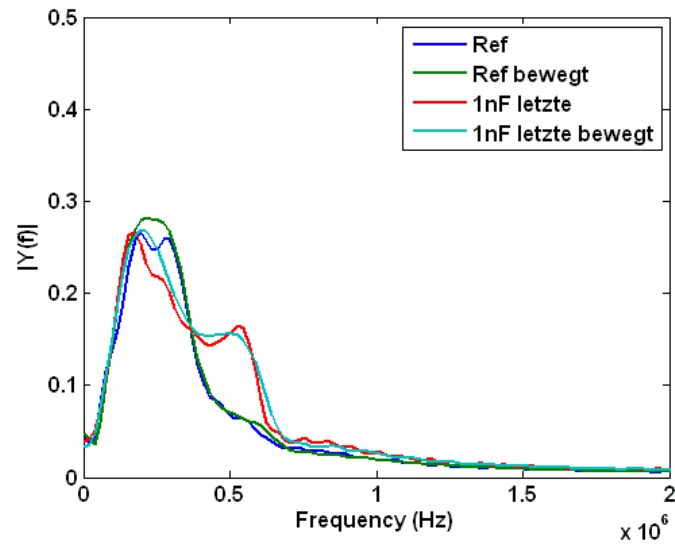


Abbildung 6.56: Einfluss der Rotorbewegung auf den spektralen Referenzverlauf und ein 1nF Fehlerszenario

7 Kapazitäts- und Impedanzmessungen

7.1 Einleitung

Die charakteristischen Signalverläufe, welche nach dem Anlegen eines Spannungssprungs aufgezeichnet werden, resultieren aus Wellenreflexionen in der betroffenen Phase. Diese Reflexionen lassen sich auf die Teilimpedanzen der beteiligten Systeme zurückführen. Die Systeme welche für die Messungen im Rahmen der Diplomarbeit genauer betrachtet wurden, sind der IGBT Pulswechselrichter, das dreiphasige Zuleitungskabel zur Versuchsmaschine und die Asynchronmaschine selbst. Jedes dieser Teilsysteme weist einen frequenzabhängigen Impedanzverlauf auf, welcher im folgenden Gegenstand der Untersuchung ist. Für diese Messungen durfte ich mit dem Messgerät Bode 100 der Firma Omicron Lab, dankenswerterweise von Prof. Ertl zur Verfügung gestellt, arbeiten. Eine detailliertere Beschreibung zum Bode 100 ist im nächsten Kapitel einzusehen.

7.2 Das Bode 100

Das Bode 100 der Firma Omicron Lab ist ein Multifunktionsmessgerät, welches unter anderem zwei für diese Arbeit wichtige Messprogramme bereitstellt:

- Impedanz / Reflexions Messung
- Impedanzmessung mit Frequenzdurchlauf

Um mit dem Bode 100 präzise Kapazitäts- und Impedanzmessungen durchzuführen, ist vor dem ersten Messdurchlauf eine Abstimmung, die sogenannte Kalibrierung des Gerätes notwendig.

7.2.1 Kalibrierung des Bode 100

Um vom Messgerät zu dem gewünschten Messobjekt zu gelangen, werden standardisierte BNC Kabelverbindungen verwendet, welche an dem Ende des Messobjekts verschiedene Adaptionen aufweisen können. Um den Einfluss dieser Verbindungen nicht fälschlicherweise einer bestimmten Messung z.B. der Strangimpedanz einer Maschinenphase zuzuschreiben, kann durch eine Kalibrierung dieser Einfluss aus dem Ergebnis eliminiert werden. Dabei muss das angeschlossene BNC Kabel am jenem Ende, an dem später das Messobjekt angeschlossen werden soll, mit drei unterschiedlichen Belastungen verschalten werden. Dabei bezieht sich das Wort Belastung auf die Art des Kabelabschlusses an dem Messobjekt Anschluss.

Um das Bode 100 vor der ersten Messung abzugleichen, wird in der Bedienungsanleitung der Firma Omicron Lab folgendes vorgehen nahegelegt. Zur Verwendung kommt die zum Messgerät mitgelieferte Anwendersoftware:

- Den Menüpunkt Kalibrierung auswählen
- Offenes Ende des BNC Kabels - Start Knopf betätigen
- Kurzgeschlossenes Ende des BNC Kabels - Start Knopf betätigen

- 50Ω Last am Ende des BNC Kabels - Start Knopf betätigen

Nach dem erfolgten Abgleich des Bode 100 steht dieses für die gewünschten Kapazitäts- und Impedanzmessungen zur Verfügung.

7.2.2 Impedanz / Reflexions Messung

Die erste Messung diente unter anderem einer Plausibilitätsüberprüfung der ermittelten parasitären Kapazitäten mit Hilfe der 5/8 Methode, wie sie im Kapitel 0 beschrieben ist. Dafür wurde ein identischer Messaufbau für die Messung der Kapazität zwischen den Maschinenphasen untereinander sowie der Kapazität zwischen den Maschinenphasen und dem geerdeten Maschinenanschluss verwendet. Dabei muss im entsprechenden Modus des Bode 100 eine Quellenfrequenz angegeben werden, bei welcher das Messobjekt ausgewertet wird. Durch die Aufzeichnung von gemessenem Strom und der zugehörigen Spannung, kann das Bode 100 in diesem Modus ein äquivalentes Ersatzschaltbild darstellen, und den einzelnen Komponenten ihre jeweiligen Werte zuweisen. Es wird dabei ein serielles und ein paralleles Ersatzschaltbild bereitgestellt. Für die Messung der parasitären Kapazität zwischen den Maschinenphasen und dem geerdeten Gehäuse der Versuchsmaschine, bei einer Frequenz von 1kHz, liefert das Bode 100 folgendes Ergebnis:

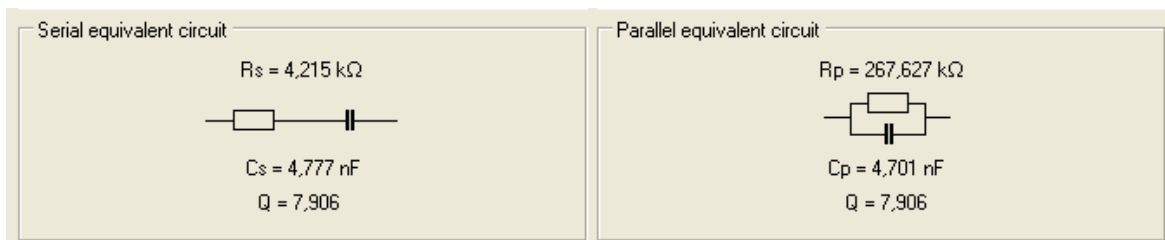


Abbildung 7.1: Berechnete Ersatzschaltbilder für die parasitäre Kapazität Phase - Erde

Hier ist ähnlich zu der Berechnung nach (6.4) Augenmerk auf die Konfiguration des Messaufbaus zu achten. Die berechnete Kapazität des Bode 100 besteht somit aus allen drei parasitären Kapazitäten, welche in dem Ersatzschaltbild der Maschinenphasen in Abbildung 6.8 dargestellt sind. Um also einen Vergleichswert für die parasitäre Kapazität zu erhalten, muss der berechnete Wert noch durch die Anzahl der Phasen, in diesem Fall drei, dividiert werden. Es resultiert also eine parasitäre Kapazität zwischen den Maschinenphasen und dem geerdeten Maschinengehäuse von:

$$C_{\text{Phase-Erde}} = \frac{4,777 \text{ nF}}{3} = 1,5923 \text{ nF} \quad (7.1)$$

Dieses Ergebnis passt gut zu dem, nach der 5/8 Methode ermitteltem Wert von 1,7142nF. Damit ist die Plausibilität des erhaltenen Resultats in (6.4) nachgewiesen.

Für die Messung der Kapazität zwischen den Maschinenphasen ergibt sich bei gleicher Frequenzeinstellung von 1kHz folgendes:

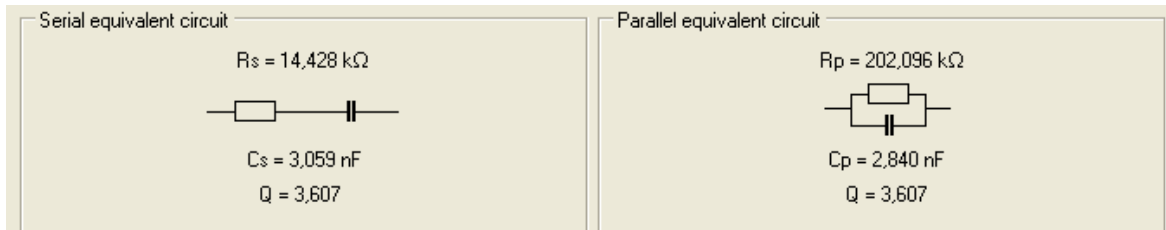


Abbildung 7.2: Berechnete Ersatzschaltbilder für die parasitäre Kapazität Phase - Phase

Wiederrum muss hier die Berechnungsregel nach (6.5) und (6.6) berücksichtigt werden. Dies liefert:

$$C_x = C_{\text{Phase-Erde}} + 2 * C_{\text{Phase-Phase}} = 3,059 \text{ nF} \quad (7.2)$$

$$C_{\text{Phase-Phase}} = \frac{C_x - C_{\text{Phase-Erde}}}{2} = \frac{3,059 \text{ nF} - 1,5923 \text{ nF}}{2} = 733,3 \text{ pF} \quad (7.3)$$

Was ebenfalls gut mit dem berechneten Wert nach der 5/8 Methode korreliert, dieser ergab sich zu 742,9pF. Auch dieses Resultat scheint plausibel.

7.2.3 Impedanzmessung mit Frequenzdurchlauf

Wie bereits erwähnt, hat die Strangimpedanz auf den Einschwingvorgang des Stromsignals einen erheblichen Einfluss. Das Ziel ist es nun, die Strangimpedanzen in einem weiten Frequenzbereich aufzuzeichnen und die Veränderungen bei eingebauten Fehlerkapazitäten festzuhalten. Interessant wird hier das Resultat in Hinblick auf die zuvor festgestellte Detektionsgrenze sein, also ob bei einem Fehlerszenario welches nach Kapitel 6.3.4 detektierbar ist, auch eine signifikante Veränderung im Impedanzverlauf über den gesamten Frequenzbereich erkennbar ist.

Die Impedanzmessung einer Maschinenphase erfolgte nun vom jeweiligen Phasenanschluss der Versuchsmaschine, auf den Sternpunkt der selbigen. Die erhaltenen Frequenzgänge wurde im Anschluss mit den Ergebnissen aus [19] verglichen. Dabei behandelt [19] die Entwicklung eines Hochfrequenz Ersatzschaltbilds für eine Maschinenphase einer Asynchronmaschine, dabei wurden auch Impedanzmessungen an den Phasen durchgeführt, diese dienen als Vergleichsmaterial.

Im Frequenzdurchlauf Modus des Bode 100 ist es möglich eine Vielzahl von Voreinstellungen zu machen. So kann neben Anfangs und End Frequenz der Messung, auch die Darstellung bzw. die Skalierung auf der Abszisse und der Ordinate gewählt werden. Die Einstellungen für die Strangimpedanzmessungen sind folgende:

Parameter	Wert / Einstellung
Anfangsfrequenz	10Hz
Endfrequenz	10MHz
Anzahl der Messpunkte	801
Durchlauf Modus	Logarithmisch
Empfänger Bandbreite	1kHz
Referenzwiderstand	50Ω
Ordinaten Skalierung	Logarithmisch
Art der Messung	Impedanzmessung

Tabelle 7.1: Frequenz Durchlauf Einstellungen in der Bode 100 Software

Die drei Impedanzverläufe der Phasen U, V und W über den gesamten Frequenzbereich sind in einer Abbildung dargestellt, Abbildung 7.3:

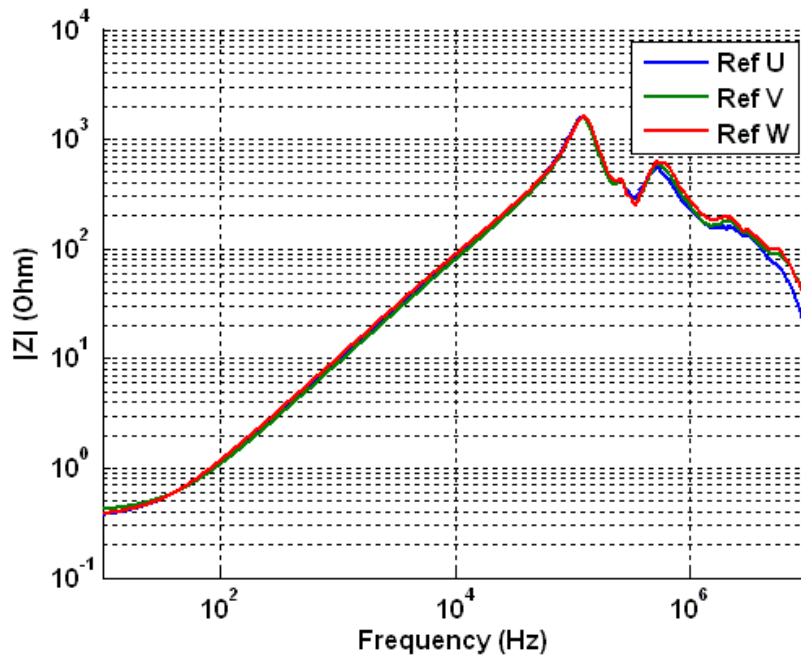


Abbildung 7.3: Frequenzgang der Strangimpedanzen für die Phasen U, V und W, Referenzmessungen

Zusätzlich sind die Impedanzverläufe für die Messungen zwischen den Strängen, zwischen einem Strang und der Maschinenmasse und der Verlauf der Strangimpedanz U in Abbildung 7.4 gegenübergestellt.

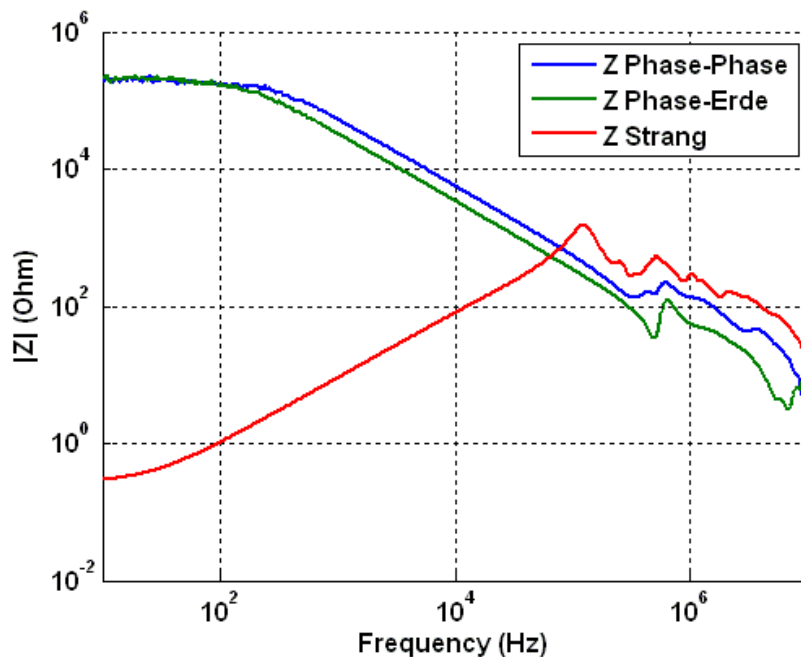


Abbildung 7.4: Aufgezeichnete Impedanzverläufe für Phasen-Phasen Messung, Phase-Erde und Strangimpedanz der Phase U Messung

Man erkennt gut, dass die Verläufe der Strangimpedanzen aller drei Phasen große Deckungsgleichheit aufweisen. In einem Frequenzbereich von ca. 10Hz bis einige 100kHz dominiert das induktive Verhalten einer Strangimpedanz, wird die 100kHz Grenze überschritten, beginnt der kapazitive Einfluss den Frequenzverlauf zu bestimmen. Speziell in diesem Bereich sollte man bei eingebauten Fehlerkapazitäten die größten Abweichungen feststellen können. Um dies zu überprüfen, wurde erneut die 1nF Kapazität auf die drei bereits bekannten Positionen geschaltet: Sternpunkt, letzte und vorletzte Wicklungsanzapfung kombiniert mit dem jeweiligen Phasenanschluss der Versuchsmaschine.

Die somit erhaltenen Verläufe sind mit der Referenzmessung der Phase U dargestellt:

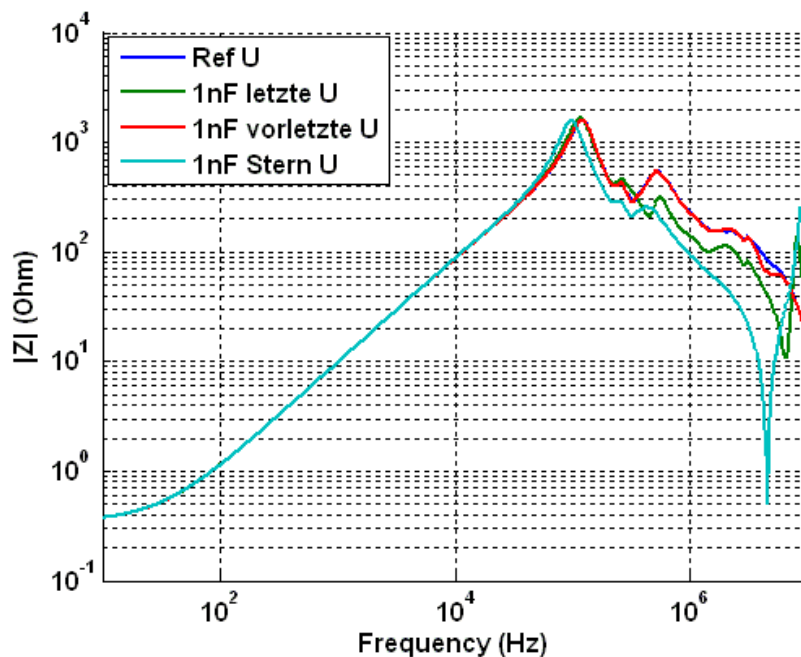


Abbildung 7.5: Frequenzgang der Strangimpedanzen, Vergleich Ref mit 1nF Fehlerszenarien

Wie erhofft, tritt eine signifikante Veränderung im oberen Frequenzbereich ab einigen 100kHz auf. Die gesamte Kapazität der Strangimpedanz U erscheint demnach erhöht, was ein rascheres Abfallen der Impedanz bei hohen Frequenz impliziert. Interessant ist die Tatsache, dass bei dem Fehlerfall 1nF auf die vorletzte Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe kaum noch ein Unterschied im Impedanzverlauf erkennbar ist, dies jedoch genau dem Fall entspricht, bei welchem nach der Methode aus Kapitel 6.3 keine sichere Detektion mehr möglich ist. Bereits eine geringe Abweichung des Impedanzverlaufs gegenüber der Referenzmessung resultiert also in einer charakteristischen Veränderung im Spektrum des Stromanstiegs- bzw. Stromsignals.

Der Vollständigkeit halber sind hier auch die Verläufe für die 500pF und die 333pF Fehlerszenarien dargestellt:

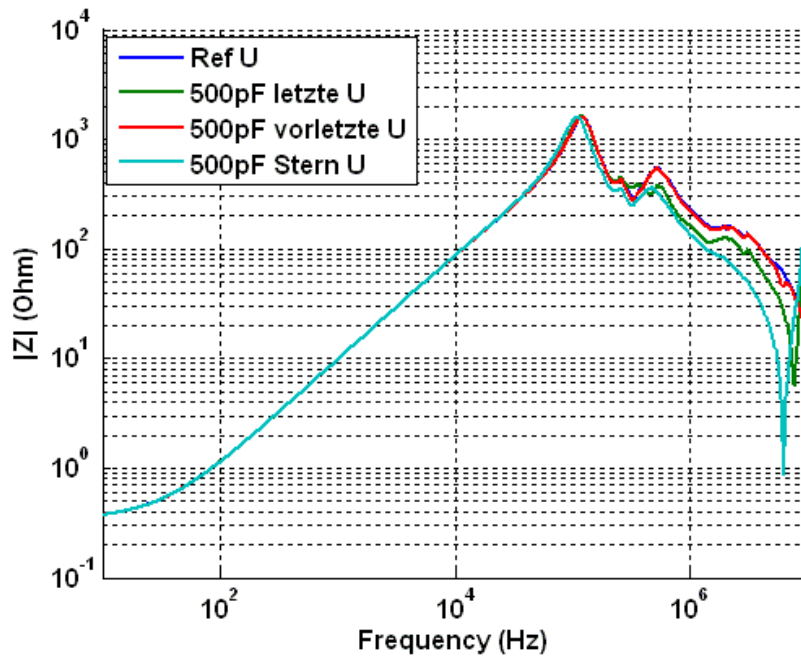


Abbildung 7.6: Frequenzgang der Strangimpedanzen, Vergleich Ref mit 500pF Fehlerszenarien

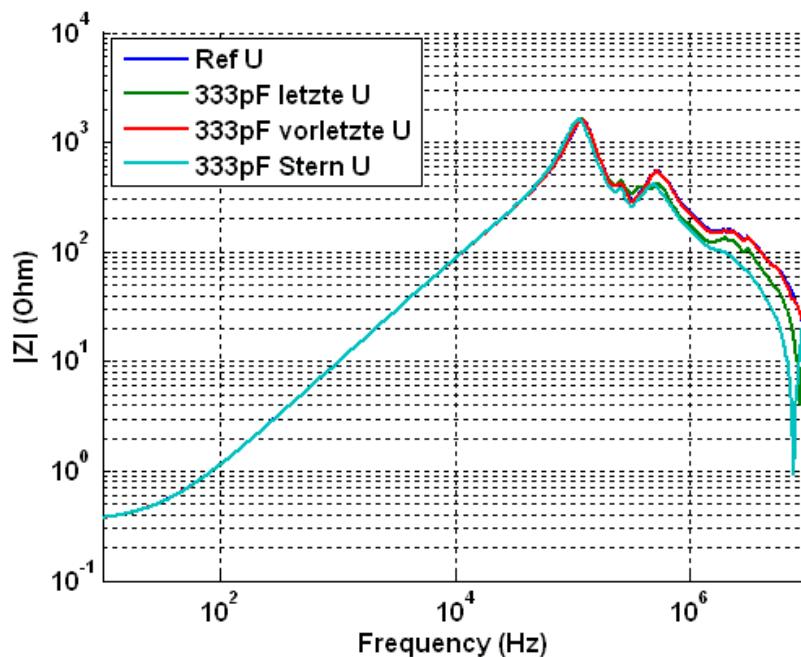


Abbildung 7.7: Frequenzgang der Strangimpedanzen, Vergleich Ref mit 333pF Fehlerszenarien

Nachdem die charakteristischen Verläufe der Impedanzen für die Versuchsmaschine abgeschlossen sind, ist das nächste System welches großen Einfluss auf den Einschwingvorgang ausübt, die dreiphasige Zuleitung welche vom IGBT Pulswechselrichter zur Maschine führt. Zuerst wurden erneut die parasitären Kapazitäten zwischen den einzelnen Zuleitungsphasen und jene zwischen den Zuleitungsphasen und der Maschinenerde bestimmt. Dabei wurde bei einer Frequenz von 1kHz im

Impedanz / Reflektions Modus gemessen. Der Messaufbau ist dabei identisch zu Abbildung 6.8 und Abbildung 6.9. Im folgenden sind nur die gemessenen Kapazitätswerte angegeben, da der Impedanzverlauf der drei Zuleitungsstränge mehr Information bereitstellt.

$$C_{Phase-Erde} = \frac{327,7pF}{3} = 109,2 pF \quad (7.4)$$

Und für die Kapazität zwischen einer Zuleitungsphase und der Maschinenerde ergibt sich:

$$C_x = C_{Phase-Erde} + 2 * C_{Phase-Phase} = 1,027 nF \quad (7.5)$$

$$C_{Phase-Phase} = \frac{C_x - C_{Phase-Erde}}{2} = \frac{1,027nF - 109,2pF}{2} = 917,8 pF \quad (7.6)$$

Die Impedanzverläufe über den gesamten Frequenzbereich sind in Abbildung 7.8 einzusehen, dabei wurde für die zu messende Phase der Ein- und Ausgang des Kabels mit den beiden Anschlüssen des BNC-Banane Adapters verbunden, der Kontakt erfolgte hier über sogenannte Krokodilklemmen:

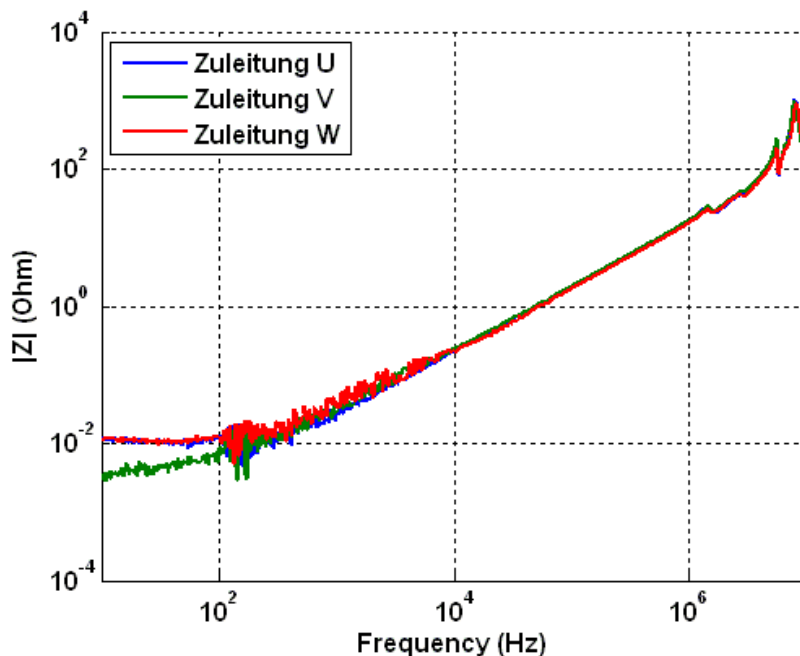


Abbildung 7.8: Impedanzverläufe der drei Zuleitungsphasen

Das letzte der drei beschriebenen Teilsysteme, stellt der IGBT Pulswechselrichter dar. Auch hier werden zuerst die Kapazitäten vermessen, des Weiteren werden auch die Kapazitäten an der gesamten Prüfstandsordnung aufgezeichnet. Um sicher zu gehen, dass die Rücklaufdioden an den IGBT's nicht während der Messung leiten, wurde die Messung ebenfalls bei angelegter Gleichspannung am Zwischenkreis durchgeführt. Dabei wurde der Zwischenkreis mit einer externen Spannungsquelle verbunden, welche diesen auf 15,1V auflädt. Der Masseanschluss vom Maschinenbett wurde dabei mit der Umrichtertermasse verbunden. Um die einzelnen Messungen voneinander unterscheiden zu können, ist bei angelegter Zwischenkreisspannung das Wort load in den zugehörigen Signalverläufen eingefügt.

Messung der Kapazität zwischen einem Umrichteranschluss, im Weiteren Umrichterphase genannt, und der Maschinenerdung:

Für die Phase U des Umrichteranschlusses ergeben sich folgende Messwerte der parasitären Kapazität, Zwischenkreis nicht geladen, Kabelverbindungen zur Maschine nicht am Umrichter angeschlossen:

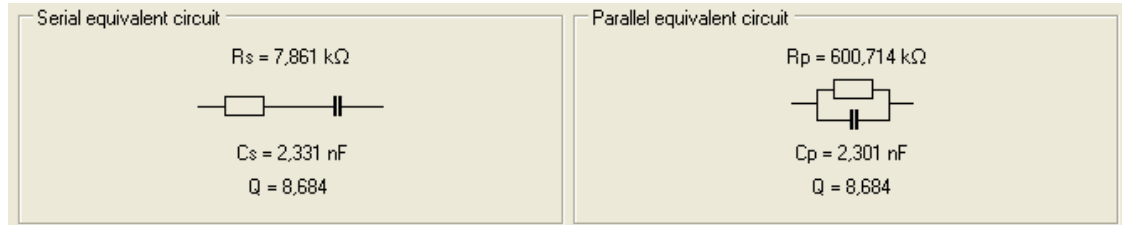


Abbildung 7.9: Ersatzschaltbild von Bode 100 berechnet, parasitäre Kapazität zwischen Phase U und Maschinenmasse am Pulswechselrichter

Für die Phase U des Umrichteranschlusses ergeben sich folgende Messwerte der parasitären Kapazität, Zwischenkreis auf 15,1V geladen, Kabelverbindungen zur Maschine nicht am Umrichter angeschlossen:

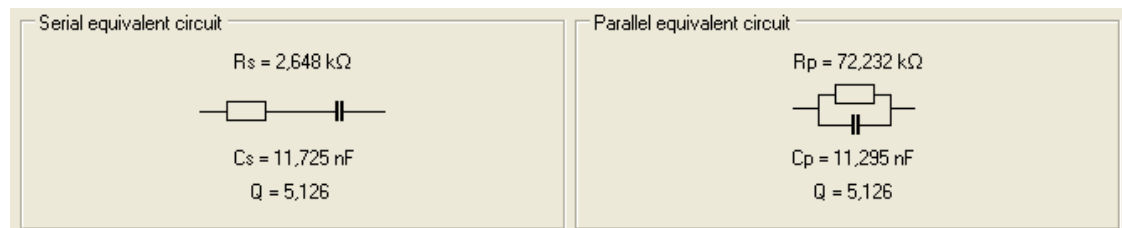


Abbildung 7.10: Ersatzschaltbild von Bode 100 berechnet, parasitäre Kapazität zwischen Phase U und Maschinenmasse am Pulswechselrichter, load

Bei angelegter Zwischenkreisspannung, erkennt man gut den Einfluss der Rücklaufdioden auf die erhaltene Kapazität bei 1kHz Messfrequenz. Für die gesamte Anordnung aller drei Teilsysteme wurde die gleiche Messung durchgeführt, die Ergebnisse sind in Abbildung 7.11 und Abbildung 7.12 einzusehen.

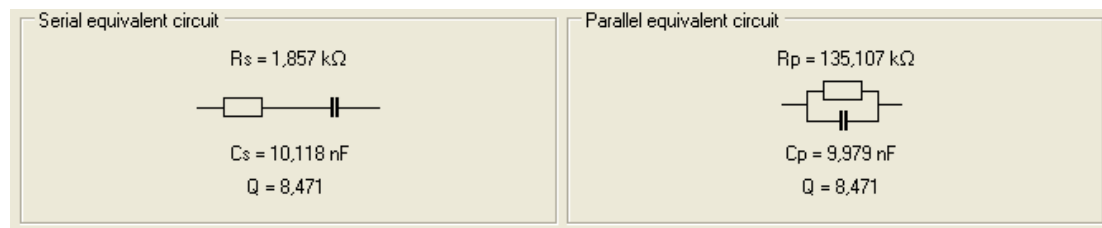


Abbildung 7.11: Ersatzschaltbild von Bode 100 berechnet, parasitäre Kapazität zwischen Phase U und Maschinenmasse der gesamten Versuchsanordnung

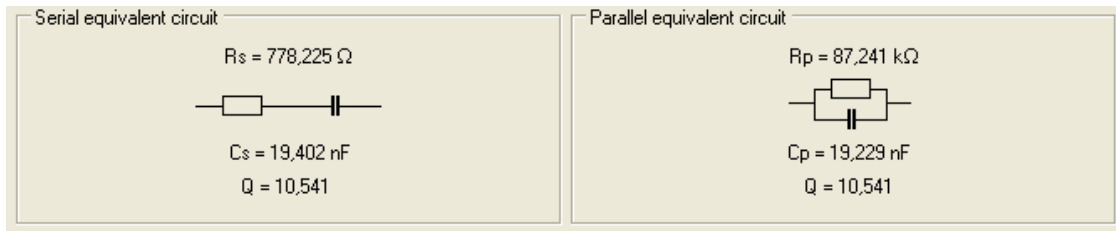


Abbildung 7.12: Ersatzschaltbild von Bode 100 berechnet, parasitäre Kapazität zwischen Phase U und Maschinenmasse der gesamten Versuchsanordnung, load

Die Impedanzverläufe für die Messung der parasitären Kapazität zwischen Phase U und der Maschinenmasse für die beiden Fälle des geladenen und des ungeladenen Zwischenkreises ergeben sich zu:

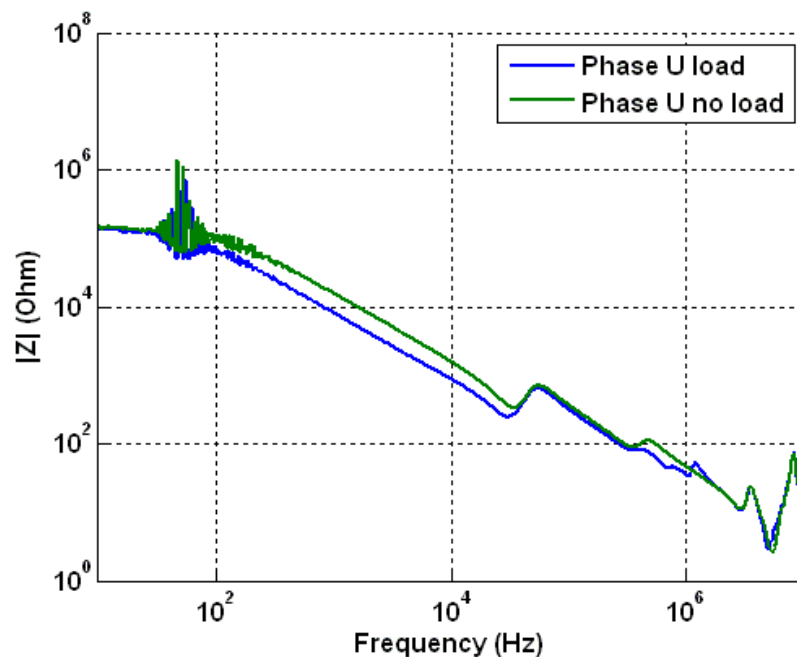


Abbildung 7.13: Verlauf der Impedanzen für die Messung der parasitären Kapazität

Abschließend ist der Strangimpedanzverlauf der gesamten Anordnung für die Phase U, für den ganzen Frequenzbereich dargestellt. Auch hier wird zwischen geladenem und ungeladenem Zwischenkreis unterschieden. Es ergibt sich also dass die Gesamtimpedanz aus der Summe der drei Teilimpedanzen. Zum Vergleich mit den Referenzmessungen wird das Fehlerszenario 1nF auf die letzte Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe ebenfalls dargestellt.

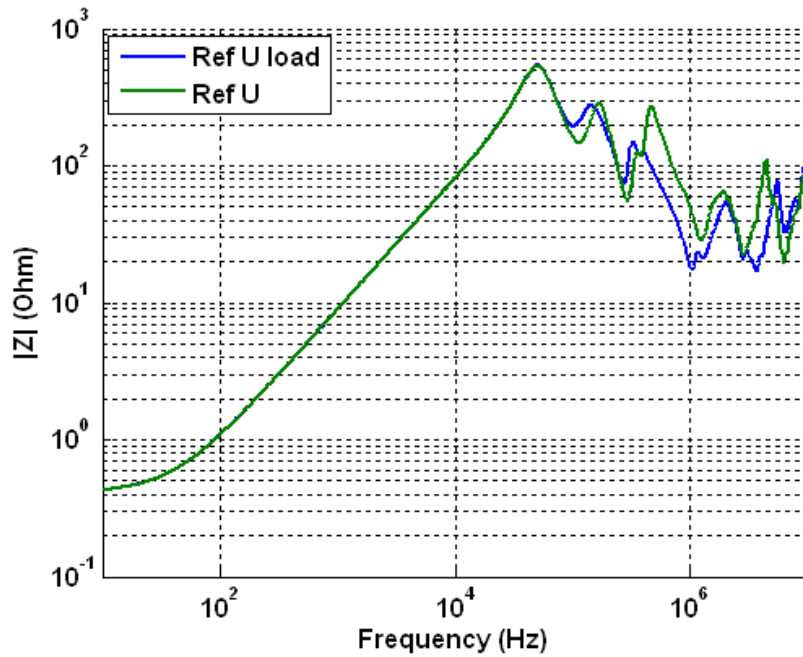


Abbildung 7.14: Resultierende Verläufe der Impedanzen für geladenen und ungeladenen Zwischenkreis, Referenz der gesamten Anordnung, Phase U

Im Gesamtsystem verringert sich der Einfluss der Fehlerkapazität gegenüber der Abbildung 7.5 auf eine kaum registrierbare Abweichung der Impedanzen, wie dies in Abbildung 7.15 und Abbildung 7.16 zu sehen ist.

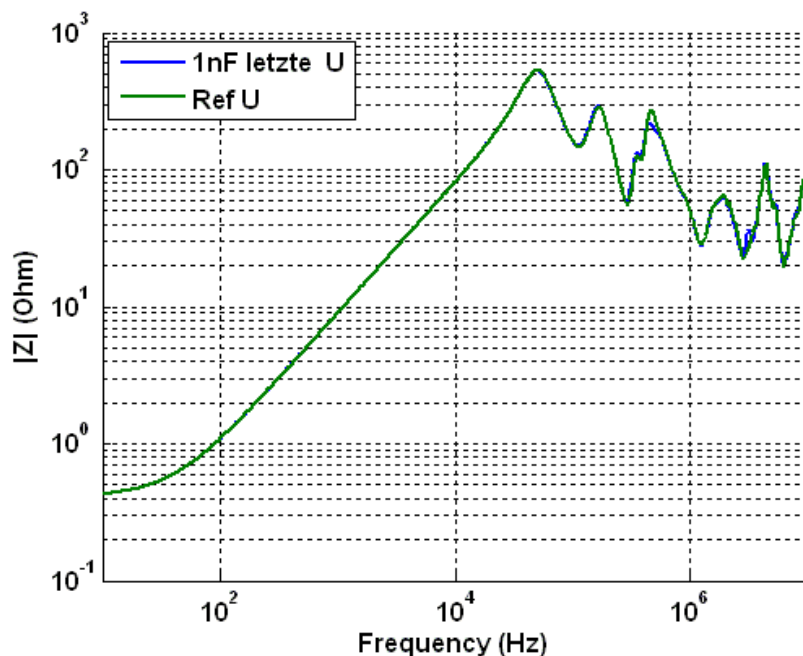


Abbildung 7.15: Vergleich der Impedanzverläufe zwischen Referenzfall der Gesamtanordnung mit einem 1nF Fehlerszenario

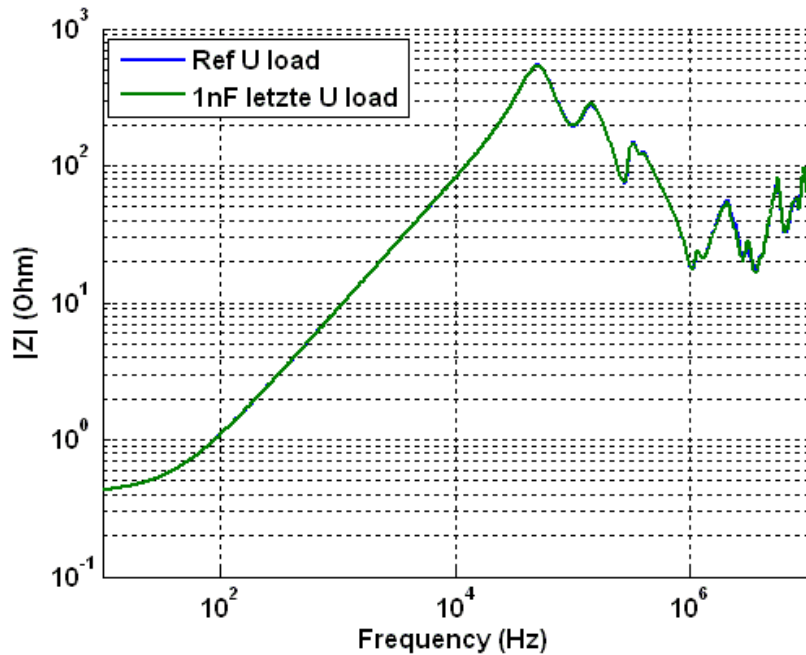


Abbildung 7.16: Vergleich der Impedanzverläufe zwischen Referenzfall der Gesamtanordnung mit einem 1nF Fehlerszenario, load

Die Grundaussage welche sich aus diesen Messungen treffen lässt ist, dass die Anordnung für den hochdynamischen Betrieb einer Asynchronmaschine, sehr stark auf die charakteristischen Einschwingvorgänge einwirkt, und sogar Resonanzspitzen welche durch künstlich eingebrachte Fehlerkapazitäten durch diese abgeschwächt bzw. unbemerkt werden. Abschließend sind die Strangimpedanzverläufe für die bereits beschriebenen unterschiedlichen Rotorpositionen aus Abschnitt 6.3.5 dargestellt, die Unterschiede sind kaum wahrnehmbar, was die Aussage im entsprechenden Kapitel untermauert.

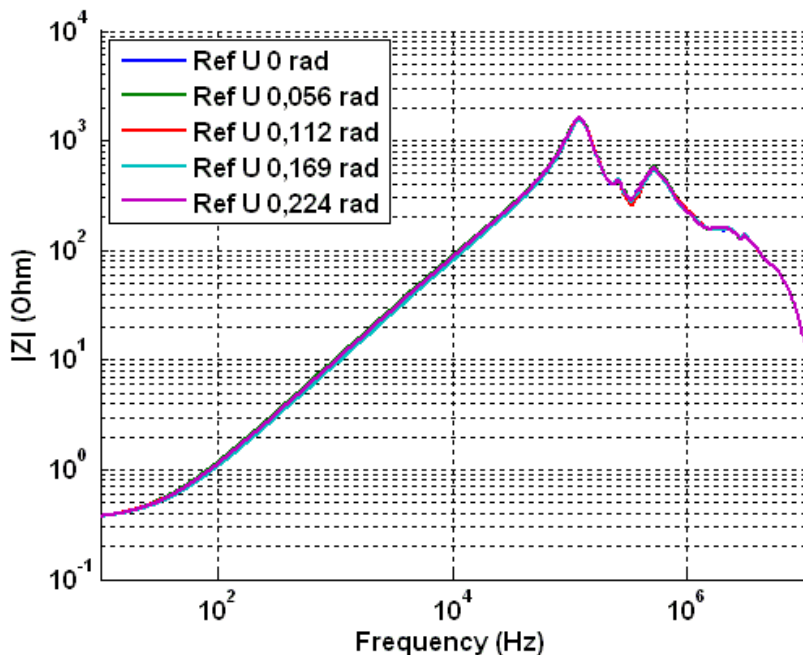


Abbildung 7.17: Verlauf der Strangimpedanzen bei unterschiedlicher Rotorposition

8 Zusammenfassung - Ausblick

Ziel dieser Diplomarbeit war es, eine Methode zu entwickeln, welche online arbeitet und mit jenen Sensoren funktioniert, welche bereits zur Regelung der Maschine am Prüfstand vorhanden waren. Die somit entwickelte Methode sollte Veränderungen in der Maschinenisolation, welche durch zusätzlich eingebrachte Fehlerkapazitäten realisiert und modelliert wurden, erkennen.

Die Methode, welche in dieser Diplomarbeit entwickelt wurde, erfüllt all die oben genannten Forderungen. Es wurde gezeigt, dass durch eine hochfrequente Abtastung der Einschwingvorgänge, ein Rückschluss auf den aktuellen Zustand der Maschinenisolation gemacht werden kann. Um hier aussagekräftige Ergebnisse zu erhalten, ist immer eine Referenzmessung notwendig, welche bei unbeschädigter Maschinenisolation durchzuführen ist.

Dieser Punkt birgt Verbesserungspotential der Methode, liegt bereits eine geschädigte Isolation vor, ist es mit dem hier vorgestellten Verfahren nicht möglich diesen Fehlerfall zu detektieren. Des Weiteren ist der Einfluss des Gesamtsystems: Umrichter, Zuleitung und Versuchsmaschine noch detaillierter zu untersuchen. Durch die Zusammenschaltung der unterschiedlichen Impedanzen kann eine gewünschte Veränderung der Impedanz in der Versuchsmaschine durch eingebaute Fehler, unkenntlich werden.

9 Literaturverzeichnis

- [1]. **Kovac, P. K. und Racz, I.** *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen*. Budapest : Verlag der ungarischen Wissenschaften, 1959.
- [2]. **Schrödl, Manfred.** *Elektrische Antriebe und Maschinen, Vorlesungsskriptum*. Wien : Institut für Energiesysteme und elektrische Antriebe, TU Wien, 1998.
- [3]. **Schröder, D.** *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. München : Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2007. 978-3-540-72764-4.
- [4]. **Enne, Dipl. Ing. Reinhard.** *Transiente Stromerfassung an Stromrichtern. Diplomarbeit*. Wien : s.n., 2008.
- [5]. **Peroutka, Z.** Requirements for insulation system of motors fed by modern voltage source converters. *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC, vol.6, pp. 4383-4389*. 2004.
- [6]. —. Motor insulation breakdowns due to operation of frequency converters. *IEEE Power Tech Conference Proceedings*. 2003.
- [7]. **G. C. Stone, E. A. Boulter, I. Culbert, und H. Dhirani.** *Electrical Insulation for Rotating Machines: Design, Evaluation, Aging, Testing, and Repair*. Piscataway NJ: IEEE Press. 2004.
- [8]. **A. Siddique, G. S. Yadava, und B. Singh.** A review of stator fault monitoring techniques of induction motors. *IEEE Trans. Energy Convers., vol. 20, no. 1, pp. 106–114*. 2005.
- [9]. **Soukup, A. H. Bonnett und G. C.** Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors. *IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no. 4, pp. 921–937*. 1992.
- [10]. **Report, IEEE Committee.** Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installation, Part I. *IEEE Transactions on Industry Applications, vol.21, no.4, pp.853-864*. 1985.
- [11]. —. Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installation, Part II. *IEEE Transactions on Industry Applications, vol.21, no.4, pp.865-872*. 1985.
- [12]. **Grubic, S., et al.** A Survey on Testing and Monitoring Methods for Stator Insulation Systems of Low-Voltage Induction Machines Focusing on Turn Insulation Problems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.55, no.12, pp.4127-4136*. 2008.
- [13]. **Wiedenbrug, E., Frey, G. und Wilson, J.** Impulse testing and turn insulation deterioration in electric motors. *Conference Record of the 2003 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference, pp. 50-55*. 2003.
- [14]. **Brauner, Univ.-Prof. Dr. Günther.** *Hochspannungstechnik, Vorlesungs-Skriptum*. s.l. : TU Wien, 2009.

- [15]. **Stone, G.C.** Partial Discharge Measurements to Assess Rotating Machine Insulation Condition: A Survey. *Conference Record of the 1996 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, Montreal, Quebec, Canada.* 1996.
- [16]. **Nussbaumer, P., Mitteregger, A. und Wohlbank, Th. M.** Online Detection of Insulation Degradation in Inverter Fed Drive Systems Based on High Frequency Current Sampling. 2011.
- [17]. **Thomä, Reiner.** *Fensterfunktionen in der DFT-Spektralanalyse.* Uttenreuth : MEDAV Digitale Signalverarbeitung GmbH, 1995. 3-9804152-0-1.
- [18]. **John, Bernd.** *Statistische Verfahren für technische Meßreihen.* Darmstadt : Carl Hanser Verlag München Wien 1979, 1979. 3-446-12381-4.
- [19]. **Behrooz Mirafzal, Gary Skibinski, Ranga Tallam, David Schlegel and Richard Lukaszewski.** Universal Induction Motor Model with Low-to-High Frequency Response Characteristics. 2006, Bde. 1-4244-0365-0/06 (c) IEEE.

10 Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2.1: Raumzeigerdarstellung	4
Abbildung 2.2: Berechnung der Stranggrößen aus einem Raumzeiger	5
Abbildung 2.3: Transformation eines Raumzeigers zwischen zwei Koordinatensystemen	6
Abbildung 2.4: Drehmomentenbildung bei der ASM.....	9
Abbildung 2.5: Raumzeigerersatzschaltbild der ASM für ein statorfestes Koordinatensystem	10
Abbildung 3.1: Gleichstrommaschine mit gekoppelter Asynchronmaschine (Versuchsmaschine).....	11
Abbildung 3.2: Aufbau des Prüfstands für Drehstrommaschinen am Institut für Energiesysteme und elektrische Antriebe, TU Wien	12
Abbildung 3.3: Klemmbrett der ASM mit herausgeführten Windungsanzapfungen.....	13
Abbildung 3.4: Der verwendete Pulswechselrichter aus dem Maschinensaal, Prüfstand 1.....	14
Abbildung 3.5: Nutzsignal eines Kompensations Stromwandlers vom Typ 464/201	16
Abbildung 3.6: Aufbau der eingesetzten CDI Sensoren, entwickelt von Dipl. Ing. Enne [4]	17
Abbildung 4.1: Einschluss eines Hohlraums innerhalb eines festen Isolierstoffs	21
Abbildung 4.2: Ersatzschaltbild für Teilentladungen in einem Isolierstoff	21
Abbildung 5.1: Nutzsignal eines CDI Sensors mit der gesamten Aufzeichnungsdauer.....	24
Abbildung 5.2: Nutzsignales eines CDI Sensors nach dem zeitlichen zurechtschneiden durch ein Rechteckfenster.....	24
Abbildung 5.3: Amplitudendichtespektrum des CDI Nutzsignals ohne Einwirkung der Fensterfunktion	25
Abbildung 5.4: Amplitudenspektrum des Rechteckfensters mit einer Dauer von 11,9 μ s.....	26
Abbildung 5.5: Amplitudendichtespektrum nach Anwendung der Fensterfunktion.....	26
Abbildung 5.6: Stromsignal der verwendeten Kompensations Wandler.....	27
Abbildung 5.7: Nutzsignal nach Subtraktion der stationären zeitlichen Stromänderung.....	27
Abbildung 5.8: zeitliche zurecht geschnittenes Nutzsignal.....	28
Abbildung 5.9: Amplitudendichtespektrum des Nutzsignals ohne Einwirkung der Fensterfunktion... ..	28
Abbildung 5.10: Amplitudendichtespektrum nach Anwendung der Fensterfunktion.....	29
Abbildung 5.11: Histogramm einer Messstichprobe mit 240 Einzelmessungen	31
Abbildung 6.1: Kapazität von 1nF mit angelöteten Verbindungskabel.....	33
Abbildung 6.2: Hochfrequenz Ersatzschaltbild des Prüfstands [4]	34
Abbildung 6.3: Ablaufdiagramm, Kriterium: Charakteristische Größen	36
Abbildung 6.4: Einzeichnung einiger charakteristischer Kenngrößen im CDI Signal.....	37
Abbildung 6.5: Einzeichnung einiger charakteristischer Kenngrößen im Kompensations Stromwandlersignal	37
Abbildung 6.6: Definition von ΔT	38
Abbildung 6.7: Zusätzliche Fehlerkapazität zwischen Phasenanschluss U und erster Windungsanzapfung der Phase U [16].....	40
Abbildung 6.8: Messung der Kapazität gegen Erde bei einer Drehstromwicklung [4]	41
Abbildung 6.9: Messung der Kapazität zwischen den Phasen des Stators einer Asynchronmaschine [4]	41
Abbildung 6.10: Oszilloskop Aufzeichnung des Ladevorgangs der parasitären Kapazität zwischen Phase und Erde.....	42

Abbildung 6.11: Oszilloskop Aufzeichnung des Ladevorgangs der parasitären Kapazität zwischen zwei Phasen	43
Abbildung 6.12: Transientes Stromanstiegssignal eines CDI Sensor, Schaltzustand: inaktiv auf aktiv, für Referenz- und Störfall $C=66nF$ [16].....	44
Abbildung 6.13: Einfluss unterschiedlich großer Fehlerkapazitäten auf das Einschwingverhalten der Stromantwort eines CDI Sensors, Fehlerszenario: Kapazität zwischen Phasenanschluss und Sternpunkt der Phase U	45
Abbildung 6.14: Transientes Stromanstiegssignal eines CDI Sensor, Schaltzustand: inaktiv auf aktiv, Fehlerfälle 1nF-Sternpunkt, 1nF 50% Anzapfung und Referenzfall [16].....	46
Abbildung 6.15: Darstellung der Wahrscheinlichkeitsdichten für die Eigenfrequenzen zu den drei Szenarien, 240 Messwerte pro Fehlerart	47
Abbildung 6.16: Vergleich der Halbperiodendauern verschiedener Fehlerfälle, Einzelsignale, CDI	48
Abbildung 6.17: Darstellung der berechneten Frequenzkomponenten durch Anwendung der DFT, Nutzsinal eines Kompensations Stromwandlers, Referenzsignal.....	52
Abbildung 6.18: Darstellung der berechneten Frequenzkomponenten durch Anwendung der DFT, CDI Nutzsinal, Referenzsignal	52
Abbildung 6.19: Spektrum des Stromsignals eines Kompensations Stromwandlers, Fehlerszenario 1nF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt	53
Abbildung 6.20: Spektrum des Stromanstiegssignals eines CDI Sensors, Fehlerszenario 1nF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt.....	54
Abbildung 6.21: Gegenüberstellung Histogramm und Gauß'sche Glockenkurve für 240 berechnete Flächeninhalte, Signal von CDI Sensoren, $h = 0, \sigma = 258,50, \mu = 9,9703 * 10^4$	55
Abbildung 6.22: Gegenüberstellung Histogramm und Gauß'sche Glockenkurve für 240 berechnete Flächeninhalte, Signal von Kompensations Stromwandlern, $h = 0, \sigma = 478,97, \mu = 7,1815 * 10^4$.	55
Abbildung 6.23: Spektrum des Stromanstiegssignals eines CDI Sensors, Fehlerszenario 1nF zwischen Phasenanschluss U und der letzten Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe	57
Abbildung 6.24: Spektrum des Stromsignals eines Kompensations Stromwandlers, Fehlerszenario 1nF zwischen Phasenanschluss U und der letzten Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe.....	57
Abbildung 6.25: Spektrum des Stromanstiegssignals eines CDI Sensors, Fehlerszenario 1nF zwischen Phasenanschluss U und der vorletzten Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe	58
Abbildung 6.26: Spektrum des Stromsignals eines Kompensations Stromwandlers, Fehlerszenario 1nF zwischen Phasenanschluss U und der vorletzten Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe	58
Abbildung 6.27: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 1nF zwischen Phasenanschluss und Sternpunkt, Phase U, Stichprobenumfang = 240, CDI, $h = 0, \sigma = 293,96, \mu = 14,527 * 10^4$	60
Abbildung 6.28: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 1nF zwischen Phasenanschluss und der letzten Anzapfung der ersten Spulengruppe, Phase U, Stichprobenumfang = 240, CDI, $h = 1, \sigma = 333,2469, \mu = 11,622 * 10^4$	60
Abbildung 6.29: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 1nF zwischen Phasenanschluss und der vorletzten Anzapfung der ersten Spulengruppe, Phase U, Stichprobenumfang = 240, CDI, $h = 0, \sigma = 231,1129, \mu = 10,029 * 10^4$	61
Abbildung 6.30: Gegenüberstellung der resultierenden Wahrscheinlichkeitsdichten aus den vier Fehlerszenarien, CDI.....	61

Abbildung 6.31: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 1nF zwischen Phasenanschluss und Sternpunkt, Phase U, Stichprobenumfang = 240, $h = 0, \sigma = 682,19, \mu = 10,395 * 10^4$	62
Abbildung 6.32: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 1nF zwischen Phasenanschluss und der letzten Anzapfung der ersten Spulengruppe, Phase U, Stichprobenumfang = 240, $h = 0, \sigma = 621,14, \mu = 9,8323 * 10^4$	62
Abbildung 6.33: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 1nF zwischen Phasenanschluss und der vorletzten Anzapfung der ersten Spulengruppe, Phase U, Stichprobenumfang = 240, $h = 1, \sigma = 946,00, \mu = 7,4145 * 10^4$	63
Abbildung 6.34: Gegenüberstellung der resultierenden Wahrscheinlichkeitsdichten aus den vier Fehlerszenarien	63
Abbildung 6.35: Spektrum des Stromanstiegsignals eines CDI Sensors, Fehlerszenario 500pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt	65
Abbildung 6.36: Spektrum des Stromanstiegsignals eines CDI Sensors, Fehlerszenario 500pF zwischen Phasenanschluss U und der letzten Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe	65
Abbildung 6.37: Spektrum des Stromanstiegsignals eines CDI Sensors, Fehlerszenario 333pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt	66
Abbildung 6.38: Spektrum des Stromanstiegsignals eines CDI Sensors, Fehlerszenario 200pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt	66
Abbildung 6.39: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 500pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt, Stichprobenumfang = 240, CDI, $h = 1, \sigma = 4131, \mu = 11,550 * 10^4$	67
Abbildung 6.40: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 500pF zwischen Phasenanschluss U und der letzten Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe, Stichprobenumfang = 240, CDI, $h = 1, \sigma = 542,17, \mu = 7,633 * 10^4$	67
Abbildung 6.41: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 333pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt, Stichprobenumfang = 240, CDI, $h = 0, \sigma = 502,34, \mu = 10,652 * 10^4$	68
Abbildung 6.42: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 200pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt, Stichprobenumfang = 240, CDI, $h = 1, \sigma = 2730,6, \mu = 10,211 * 10^4$	68
Abbildung 6.43: Gegenüberstellung der beiden 500pF Fehlerszenarien mit dem Referenzfall, CDI ...	69
Abbildung 6.44: Gegenüberstellung Referenzfall mit einem 333pF und einem 200pF Sternpunktfehler in der Phase U, CDI	69
Abbildung 6.45: Spektrum des Stromsignals eines Kompensations Stromwandlers, Fehlerszenario 500pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt	70
Abbildung 6.46: Spektrum des Stromsignals eines Kompensations Stromwandlers, Fehlerszenario 500pF zwischen Phasenanschluss U und der letzten Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe.	70
Abbildung 6.47: Spektrum des Stromsignals eines Kompensations Stromwandlers, Fehlerszenario 333pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt	71
Abbildung 6.48: Spektrum des Stromsignals eines Kompensations Stromwandlers, Fehlerszenario 200pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt	71
Abbildung 6.49: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 500pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt, Stichprobenumfang = 240, $h = 1, \sigma = 821,27, \mu = 8,991 * 10^4$	72

Abbildung 6.50: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 500pF zwischen Phasenanschluss U und der letzten Wicklungsanzapfung der ersten Spulengruppe, Stichprobenumfang = 240, $h = 1$, $\sigma = 1488,6$, $\mu = 8,748 * 10^4$	72
Abbildung 6.51: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 333pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt, Stichprobenumfang = 240, $h = 0$, $\sigma = 853,23$, $\mu = 8,532 * 10^4$	73
Abbildung 6.52: Häufigkeitsverteilung der berechneten Flächeninhalte, Szenario: 200pF zwischen Phasenanschluss U und dem Sternpunkt, Stichprobenumfang = 240, $h = 0$, $\sigma = 742,66$, $\mu = 8,130 * 10^4$	73
Abbildung 6.53: Gegenüberstellung Referenzfall den beschriebenen Fehlerfällen	74
Abbildung 6.54: Spektralverläufe der Stromanstiegssignale bei vier unterschiedlichen Rotorpositionen.....	75
Abbildung 6.55: Vergleich der Frequenzspektren zweier Referenzmessungen, bewegter Rotor und ruhender Rotor.....	76
Abbildung 6.56: Einfluss der Rotorbewegung auf den spektralen Referenzverlauf und ein 1nF Fehlerszenario	77
Abbildung 7.1: Berechnete Ersatzschaltbilder für die parasitäre Kapazität Phase - Erde.....	79
Abbildung 7.2: Berechnete Ersatzschaltbilder für die parasitäre Kapazität Phase - Phase	80
Abbildung 7.3: Frequenzgang der Strangimpedanzen für die Phasen U,V und W, Referenzmessungen	82
Abbildung 7.4: Aufgezeichnete Impedanzverläufe für Phasen-Phasen Messung, Phase-Erde und Strangimpedanz der Phase U Messung.....	82
Abbildung 7.5: Frequenzgang der Strangimpedanzen, Vergleich Ref mit 1nF Fehlerszenarien	83
Abbildung 7.6: Frequenzgang der Strangimpedanzen, Vergleich Ref mit 500pF Fehlerszenarien	84
Abbildung 7.7: Frequenzgang der Strangimpedanzen, Vergleich Ref mit 333pF Fehlerszenarien	84
Abbildung 7.8: Impedanzverläufe der drei Zuleitungsphasen	85
Abbildung 7.9: Ersatzschaltbild von Bode 100 berechnet, parasitäre Kapazität zwischen Phase U und Maschinenmasse am Pulswechselrichter.....	86
Abbildung 7.10: Ersatzschaltbild von Bode 100 berechnet, parasitäre Kapazität zwischen Phase U und Maschinenmasse am Pulswechselrichter, load.....	86
Abbildung 7.11: Ersatzschaltbild von Bode 100 berechnet, parasitäre Kapazität zwischen Phase U und Maschinenmasse der gesamten Versuchsanordnung	86
Abbildung 7.12: Ersatzschaltbild von Bode 100 berechnet, parasitäre Kapazität zwischen Phase U und Maschinenmasse der gesamten Versuchsanordnung, load.....	87
Abbildung 7.13: Verlauf der Impedanzen für die Messung der parasitären Kapazität.....	87
Abbildung 7.14: Resultierende Verläufe der Impedanzen für geladenen und ungeladenen Zwischenkreis, Referenz der gesamten Anordnung, Phase U.....	88
Abbildung 7.15: Vergleich der Impedanzverläufe zwischen Referenzfall der Gesamtanordnung mit einem 1nF Fehlerszenario	88
Abbildung 7.16: Vergleich der Impedanzverläufe zwischen Referenzfall der Gesamtanordnung mit einem 1nF Fehlerszenario, load	89
Abbildung 7.17: Verlauf der Strangimpedanzen bei unterschiedlicher Rotorposition.....	89

11 Tabellenverzeichnis

Tabelle 3.1: Technische Daten des IGBT Pulswechselrichters	14
Tabelle 3.2: Datenblatt der Kompensations Stromwandler Typ: 464/201	15
Tabelle 3.3: Berechnete und gemessene Werte der dreiphasigen Spulenanordnung [4]	17
Tabelle 6.1: Aufbau eines Pulsefiles	35
Tabelle 6.2: Beschreibung der Kapazitätsbezeichnungen aus Abbildung 6.7	40
Tabelle 6.3: Beschreibung der Kapazitäten aus den Ersatzschaltbildern	42
Tabelle 6.4: Gegenüberstellung der zeitlichen Halbperioden im Stromanstiegssignal für unterschiedliche Fehlerszenarien, gemittelte Dauern	48
Tabelle 6.5: Statistische Kenngrößen – CDI-1nF	59
Tabelle 6.6: Statistische Kenngrößen – K. Stromwandler - 1nF	59
Tabelle 6.7: Statistische Kenngrößen - CDI - Diverse Fehlerszenarien	64
Tabelle 6.8: : Statistische Kenngrößen - K. Stromwandler - Diverse Fehlerszenarien	64
Tabelle 7.1: Frequenz Durchlauf Einstellungen in der Bode 100 Software	81

Anhang

Durchgerechneter Chi Quadrat Anpassungstest für eine CDI Referenzmessung an der Versuchsmaschine, es sind nicht alle 240 Daten dargestellt, da dies zu unübersichtlich wäre.

Berechnete Flächeninhalte	Spalte1	Spalte2	Spalte3	Spalte4	Spalte5
100098,9933	Maximum	Minimum	Anzahl Daten	Berechnete Klassenanzahl	Klassenbreite b
99814,47549	100810,13970	99002,33368	240	15	120,52040
99459,70664					
99434,83756					
99773,70867					
99500,01486					
100273,3173					
99726,89351					
99516,62447					
99930,75281					
100200,7574					
99599,88215					
99159,04532					
99891,61474					
99869,83871					
99576,27276					
99616,23544					
100001,6929					
99682,57879					
99314,15768					
100810,1397					
99898,42543					
99623,30193					
99820,48579					
99953,44746					
99674,07592					
99286,83202					
99684,95425					
99891,52404					
99568,50066					

Daraus lassen sich folgende Größen bestimmen:

Berechnete Klassengrenzen		Beobachtete Häufigkeiten Zählen	Wahrscheinlichkeiten innerhalb des intervalls	Erwartete Häufigkeit	Chi Quadrate
untere	obere				
99002,33368	99122,85408	2	0,0061353	1,47247887	0,188986442
99122,85408	99243,37448	5	0,0200586	4,814073563	0,007180746
99243,37448	99363,89488	18	0,0512646	12,30350708	2,637461933
99363,89488	99484,41528	20	0,1024321	24,58371244	0,854647963
99484,41528	99604,93569	43	0,1600277	38,40663737	0,549357656
99604,93569	99725,45609	41	0,1954876	46,91701619	0,74623417
99725,45609	99845,97649	40	0,1867325	44,81579767	0,517494018
99845,97649	99966,49689	40	0,1394745	33,47386918	1,272347194
99966,49689	100087,01729	16	0,0814567	19,54961581	0,644502302
100087,01729	100207,53769	10	0,0371952	8,92684804	0,129010276
100207,53769	100328,05809	2	0,0132780	3,186714587	0,441925837
100328,05809	100448,57849	2	0,0037052	0,889240891	1,387459586
100448,57849	100569,09889	0	0,0008081	0,193938069	0,193938069
100569,09889	100689,61929	0	0,0001377	0,033052315	0,033052315
100689,61929	100810,13970	1	0,0000183	0,004401057	225,2225558
Summe der Häufigkeiten		240	0,9982121	239,5709031	Chi Quadrat Summe 234,8261543
					Kritischer Wert p=5%: 21,026
					Freiheitsgrade = 15-3
					Kritischer Wert p = 1% 26,217

Mittelwert:
99703,00507
Standardabweichung:
240,4743

Die rot markierten Bereiche zeigen jene beobachteten Häufigkeiten auf, welche die Forderung in (5.8) nicht erfüllen, dafür werden diese Klassen am jeweiligen Rand der Verteilung zusammengefasst und erfüllen damit das Kriterium des kritischen Bereichs:

Beobachtete	Wahrscheinlichkeit	Erwartete H.	Chi Quadrat
2	0,0061353	1,47247887	0,188986442
5	0,0200586	4,814073563	0,007180746
18	0,0512646	12,30350708	2,637461933
20	0,1024321	24,58371244	0,854647963
43	0,1600277	38,40663737	0,549357656
41	0,1954876	46,91701619	0,74623417
40	0,1867325	44,81579767	0,517494018
40	0,1394745	33,47386918	1,272347194
16	0,0814567	19,54961581	0,644502302
10	0,0371952	8,92684804	0,129010276
5	0,0179473	4,307346918	0,111383713

7,658606413

Wickelplan der Versuchsmaschine Fa. Thien

