

DIPLOMARBEIT

Transiente Stromerfassung an Stromrichtern

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 Elektrische Antriebe und Maschinen

Eingereicht an der Technischen Universität Wien

Fakultät für Elektrotechnik

von

Reinhard Enne

Matr. Nr. 0325983

Höhenstraße 12, A-3202 Hofstetten-Grünau

Wien am 17. Dezember 2008

Danksagung

Allen voran gilt mein größter Dank meinen Eltern, ohne deren Unterstützung mir das Studium der Elektrotechnik nicht möglich gewesen wäre. Weiters gilt mein Dank besonders meinem Betreuer Ao.Univ.Prof.Dipl.-Ing. Dr. Thomas Wolbank für die hervorragende Betreuung, sowie Dipl.-Ing. Peter Macheiner und Dipl.-Ing Markus Vogelsberger welche mir mit fachlichen und anderen Ratschlägen immer hilfreich zur Seite standen.

Kurzfassung

Die Online-Reaktanzmessung der Statorwicklung in Drehfeldmaschinen eröffnet viele neue Möglichkeiten im Betrieb von umrichter gespeisten Antriebssystemen. Neben dem ursprünglichen INFORM-Verfahren, welches auf eine wellensensorlose Erfassung des Flussraumzeigers abzielt, lassen sich damit auch Fehler der Maschine erkennen und klassifizieren, wie z. B. Stabbruch im Rotor, mechanische Exzentrizität, Windungsschlüsse, etc.

Der Zugang zu den Reaktanzen erfolgt in den meisten Verfahren über die Ermittlung der Stromanstiegsvektoren, bei einer sprungförmigen Spannungsanregung. Ein gängiges Verfahren hierfür ist die Bildung des Differenzenquotienten zweier, zeitversetzter Strommessungen, welches sich aber in manchen Fällen auf Grund der benötigten Messdauer und wegen des systematischen Fehlers dieser Tangentennäherung als problematisch erweist.

Die direkte Messung des Stromanstiegs mittels CDI-Sensoren bringt eine Verbesserung dieser Problemstellung, da damit einerseits das Problem der Tangentennäherung eliminiert wird und andererseits die benötigte Messdauer erheblich verkürzt wird. Dieser Geschwindigkeitsvorteil ermöglicht die Verwendung kürzerer Testsequenzen, wodurch sich die Stromwelligkeit und die Geräuschbildung der Maschine verringert. Weitere Vorteile bestehen in der Robustheit der CDI, sowie der besseren digitalen Auflösung des Stromanstiegs, wodurch sich die SNR der Reaktanzmessung verbessert.

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der Optimierung der direkten Stromanstiegsmessung für die Verwendung in INFORM basierenden Messverfahren an Spannungszwischenkreisumrichtern. Als Basis der vorgestellten CDI-Sensoren dient das Prinzip der nichtintegrierenden Rogowskispule, dessen theoretische Abhandlung sich im ersten Kapitel wiederfindet. Die Wahl dieses Konzeptes ergibt sich aus sicherheitstechnischen Gründen, der unkomplizierten Einbindung in Leistungskreise, sowie EMV-technischen Überlegungen. Ein weiterer Vorteil besteht im einfachen Aufbau und der passiven Signalwandlung.

Das erste Ziel dieser Arbeit ist der Aufbau eines schnellen, störungssicheren, dreiphasigen Messsystems, um damit die Mechanismen der störenden Einschwingvorgänge im Stromanstiegssignal zu untersuchen und um Ansätze zu überprüfen, welche auf die Dämpfung dieser durch Kompensationsschaltungen abzielen. Mit dem Wissen über die Dauer der schnellst möglichen, sinnvollen Messung wird daran herangegangen, ein weiteres Mess-

system aufzubauen, dessen Bandbreite und Übertragungsfaktor an die benötigte Grenzfrequenz angepasst ist. Die Verkleinerung und Vereinfachung des optimierten Systems führt auf die Verwendung von luftspaltbehafteten Ferritspulen sowie deren Vergleich mit einem eisenfreien CDI.

Abschließend werden die optimierten CDI-Systeme mit dem Tangentennäherungsverfahren anhand zweier unterschiedlicher Reaktanzmessverfahren verglichen. Es wird gezeigt, dass die Verwendung von CDIs in beiden Fällen die Qualität der Reaktanzmessung verbessert.

Abstract

The online reactance measurement of the stator windings at inverter-fed AC machines establishes a lot of possibilities for handling of these drive systems.

Beside the former INFORM method, which aims the measurement of the flux orientation in AC machines, it was shown that the reactance measurement delivers also a way for the online fault detection and –classification, like mechanical eccentricities, interturn faults, rotor faults etc.

Most of these methods acquire the reactance by measuring the current derivation in the stator windings while the machine is excited by a voltage jump. A very simple way to get the current derivation is to calculate the differential quotient of two time shifted current measurements. In some cases this method is problematic because of the relatively long acquisition time which is needed to achieve a good SNR. A further is the problematic of the tangent approximation which is delivered by the differential quotient method, because this causes measurement errors at non-constant current derivations.

The direct measurement of the current derivation avoids all these drawbacks. On the first hand the tangent problem is eliminated because in the usage of current derivation sensors (CDI) there is only one data acquisition necessary to get the aimed variable, and on the other hand it is very simple to match the CDI's amplification factor to the appearing current alteration rates. So it is possible to reduce the quantization noise by exploiting the full acquisition range of the attached ADC.

This diploma thesis deals with the optimization of the direct current derivation measurement at voltage-inverter fed AC machines for the usage in INFORM based methods. As basis for the CDIs the principle of the Rogowskicoil was applied. The choice of this concept is based on the uncomplicated handling of such sensors as well as safety-related and EMC considerations. The first aim of this work is the construction of a fast, three-phase CDI system to observe the distracting parts in the switching transients at the machine terminals. With the aid of this equipment and a simple system model, some parasitic effects have been evaluated to find an optimal integration method for the CDI in the main circuit of the AC drives. The knowledge about the fastest reasonable derivation measurement has led to the construction of two further, slower three-phase CDI systems. One active ampli-

fied high-linear system and another ferrite-based passive system with the same frequency response.

Summing up the matched CDI systems have been tested and compared with the differential quotient method in two applications. It has been shown that the usage of the matched CDIs gives an improvement of the SNR while a better immunity against system-external disruptions has been achieved.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Zielsetzung	2
1.2	Chronologischer Aufbau der Arbeit	3
2	Herleitung der Zusammenhänge für die Rogowskispule	5
2.1	Berechnung der Induktivitätswerte	5
2.2	Untersuchungen bezüglich der Konzentrizität des Aufbaues	7
2.2.1	Konzentrische Anordnung	11
2.2.2	Nicht-konzentrische Anordnung	11
2.3	Berechnung des ohmschen Widerstandes	13
2.4	Berechnung der Sprungantwort/Stoßantwort	13
2.5	Kompensationsleiter	14
2.6	Geometrieverhältnisse	15
2.7	Luftspaltbehaftete ferromagnetische Spulen	16
3	Messspulen	18
3.1	Spule 1	18
3.1.1	Berechnete Werte	19
3.1.2	Elektrische Messungen	19
3.1.3	Messwertvergleich	21
3.2	Spule 1.1	22
3.2.1	Berechnete Werte	22
3.2.2	Elektrische Messungen	23
3.2.3	Messwertvergleich	25
3.3	Spule 2	26
3.3.1	Berechnete Werte	27
3.3.2	Elektrische Messungen	27
3.3.3	Messwertvergleich	28
3.4	Spule 3	29

3.4.1	Berechnete Werte	31
3.4.2	Elektrische Messungen	31
3.4.3	Messwertvergleich	33
3.5	Spule 4	34
3.5.1	Berechnete Werte	35
3.5.2	Elektrische Messungen	35
3.5.3	Messwertvergleich	37
4	Messsysteme	38
4.1	Messsystem 1	39
4.1.1	Vorverstärker I	40
4.1.2	Subtrahierer	42
4.1.3	Simulation der Verstärkungskette in PSPICE	44
4.1.4	Schirmung	44
4.1.5	Anbindung der Messspule	46
4.1.6	Sprungantwort des Messsystems mit Spule 2	46
4.1.7	Anbindung an das dSpace-System	48
4.2	Messsystem 2	49
4.2.1	Vorverstärker II	49
4.2.2	Anpassung an Maschinensatz 2	51
4.2.3	Simulation und Test	53
4.3	Messsystem 3	54
4.3.1	Abschätzung des maximalen Übertragungsfaktors	55
4.3.2	Anpassung der Dynamik	56
4.3.3	Vergleich und Test	57
5	Messungen an Umrichtermaschinen	59
5.1	Messung der parasitären Maschinenkapazitäten	60
5.2	Schaltungsmethoden von CDI-Sensoren	62
5.2.1	Störeinflüsse	62
5.2.2	Schaltsequenz +U/-U	64
5.2.3	Schaltsequenz +U/-V	68
5.3	Messungen am Maschinensatz 1	71
5.3.1	Systemaufbau	71
5.3.2	Externe Störungen	72
5.3.3	Messschaltungsvergleich bei Umrichterbetrieb	74
5.3.4	Vergleich CDI vs Stromdifferenzmessung	79
5.4	Messungen am Maschinensatz 2	82

5.4.1	Systemaufbau	82
5.4.2	Messschaltungsvergleich bei Umrichterbetrieb	83
5.4.3	Vergleich CDI vs Stromdifferenzmessung	86
6	Zusammenfassung-Ausblick	88
	Anhang	90
	Sprungantwort eines PT2s	90
	Rogowskispule als Bestandteil des Einfangfilters	92
	Spice-Modell der Rogowskispule	93
	Formelzeichen	95
	Konstante	95
	Variable	96
	Notation der Koordinatensysteme	97
	Layouts der Schaltungen	98
	Abbildungsverzeichnis	99
	Literaturverzeichnis	100
	Anlagen	102

Kapitel 1

Einleitung

Die Vektorregelung in Verbindung mit Mikrorechnern verhalf Drehfeldmaschinen (PSM, ASM) zum Einzug in die hochdynamische Antriebstechnik. Um die guten dynamischen Eigenschaften solcher Antriebssysteme in jedem Betriebszustand sicherzustellen, ist die Kenntnis über die Lage des Rotors (SM) bzw. seiner Geschwindigkeit (ASM) nötig, welche über einen an der Welle montierten Sensor erfasst werden kann. Diese Messeinrichtung, welche sich zwangsweise in der rauen Umgebung der Antriebswelle befindet, kann unter Verwendung von Grundwellen-Rechenmodellen der elektrischen Maschine weggelassen werden. Auf Grund der kleinen Statorspannungen und den integrativen Eigenschaften tendieren diese Modelle wegzudriften, sodass diese Verfahren erst ab einer gewissen Mindestdrehzahl (des Flussraumzeigers) brauchbare Ergebnisse liefern. Eine Möglichkeit des sensorlosen Betriebes von Drehfeldmaschinen bei Flusstillstand liegt in der Ausnutzung von Asymmetrien der (differentiellen) magnetischen Leitfähigkeit wie sie bei der INFORM-Methode (**I**ndirect **F**luxdetection by **O**nline **R**eactance **M**easurement) zur Anwendung kommt [9]. Während die Maschine bei der INFORM-Methode mit expliziten Testimpulsen erregt wird, kann auch die transiente Antwort auf das Pulsmuster der Raumzeigermodulation (SVPWM, PWM) herangezogen werden [6]. Neben der Sensorlosen Regelung wurde auch gezeigt, dass im Sinne der Fehlererkennung aus der transienten Maschinenantwort auch Rückschlüsse auf Wicklungsschäden und Exzentrizitäten des mechanischen Systems getroffen werden können [10][11].

Die Überschneidung dieser Systeme liegt darin, dass sie die relevanten Informationen aus der magnetisch modulierten, komplexen transienten Maschinenreaktanz extrahieren, welche bei einer sprungförmigen Spannungsanregung (Sprungantwort) in engem Zusammenhang mit den Stromanstiegen in den Wicklungen steht. Der ursprüngliche Zugang zur Zeitableitung des Stromes liegt in der Bildung des Differenzenquotienten zweier, zeitversetzter Strommessungen. Problematisch erweist sich diese Methode bei Asynchronmaschinen (ASM), welche konstruktionsbedingt eine hohe Streuinduktivität aufweisen. Um in diesen

Anwendungen genügend hohe Messwertauflösungen bzw. Stromdifferenzen zu erreichen, ist bei der Verwendung von herkömmlichen Stromsensoren eine minimale Anregungszeit der Maschine von etwa $60 \mu\text{s}$ notwendig, was sich in den folgenden Punkten negativ auswirkt:

- Systematischer Messfehler bei Stromsignalen mit nicht-linearem Verlauf (Tangenten-näherung)
- Beeinflussung des Stromreglers
- Geräuschbildung

Angesichts dieser Punkte lässt sich die erforderliche Messzeit durch die direkte Messung der Stromanstiegsgeschwindigkeit verkürzen, da bei diesem Verfahren nur eine Messung erforderlich ist. Des Weiteren kann die direkte Stromanstiegsmessung leicht an den Wertebereich des abtastenden ADCs angepasst werden, wodurch auch jener Anteil der SNR (Signal to Noise Ratio: Signal-Rauschabstand) verringert wird, welcher sich aus der Wertequantisierung am ADC ergibt. Während die analoge Ermittlung der Stromänderungsrate aus dem Signal der Stromsensoren zu keinen wesentlichen Verbesserungen führt [4], zeigt sich die Verwendung von Wandlern, welche die Zeitableitung direkt erfassen, sogenannter CDI Sensoren als zielführend. [5][14]. Zur Realisierung von CDIs kommen entweder Koaxialtransformatoren [15] oder nichtintegrierende Rogowskispulen zum Einsatz.

1.1 Zielsetzung

Ziel dieser Diplomarbeit ist, ein dreiphasiges CDI Messsystem zu entwerfen und zu bauen, welches sich in seinen Eigenschaften rasch in eines der oben genannten Messverfahren einbinden und optimieren lässt. Des Weiteren ist auf eine geringe Störempfindlichkeit in Bezug auf elektrische Felder zu achten, damit die Einbindung der Sensoren an den aktiven Phasen, ohne Herausführung des Sternpunktes erfolgen kann (Messungen bei herausgeführtem Klemmbrett: [12]).

Aus diesen Anforderungen ergibt sich die Verwendung der Rogowskispule, da diese in Anbetracht der möglichen Mehrfachdurchführung von Leitern ein hohes Maß an Flexibilität in der Wahl der Messschaltung bereitstellt.

Neben dem Verständnis der theoretischen Zusammenhänge wurden den folgenden Punkten praktischer Natur besondere Relevanz zugeordnet:

- Bau einer 3-phasigen di/dt Sensorik für den störungsfreien Betrieb bei umrichter gespeisten Antrieben
- Untersuchung von Schaltungsmethoden zur Störungsunterdrückung bei unterschiedlichen Anwendungen

- Anpassung/Optimierung des Frequenzverhaltens für INFORM- und -ähnliche Messverfahren

1.2 Chronologischer Aufbau der Arbeit

Zu Beginn wurde das Prinzip der Rogowskispule aus den folgenden Gründen als zielführendes Verfahren zur Stromanstiegsmessung an Umrichtern aufgegriffen:

- das stationäre Ausgangssignal ist direkt proportional der Stromänderungsgeschwindigkeit der durchgeführten Stromsumme
- einfache Berechnung der globalen Kennwerte
- die Möglichkeit der Stromanstiegsmessung einer Stromsumme (Mehrfachdurchführung)
- sichtbare Isolationsstrecke zwischen den Kleinspannung führenden Komponenten und der aktiven Leiter
- einfache Schirmung gegen elektrische Felder

Danach erfolgte die mathematische Herleitung der Zusammenhänge der Geometrie mit den elektrischen Werten, sowie die Bildung eines elektrischen Modells. Das im Abschnitt 2.6 ermittelte Verhältnis von Innen- zu Außenradius diente als Konstruktionsrichtlinie für alle weiteren Luftspulen.

Mit den aufbereiteten theoretischen Ergebnissen wurde daran gegangen, ein CDI- Messsystem mit möglichst guter Zeitauflösung zu konstruieren, um damit ein Verständnis über die tatsächlichen Einschwingvorgänge der dreiphasigen Stromableitungen bei umrichter gespeisten Drehfeldmaschinen zu gewinnen. Das Ergebnis dieser Bemühungen war Messsystem 1, welches sich dreier Spulen vom Typ Spule 2 bediente. Als Vorläufer dienten die Spulenprototypen Spule 1 und Spule 1.1, mit welchen die Eigenschaften der hergeleiteten Modelle überprüft wurden. Die aktiven Komponenten des ersten Messsystems wurden in ihrer Ausführung flexibel gestaltet, um Anpassungen bzw. Änderungen leicht durchzuführen, sowie eine gewisse Wiederverwendbarkeit sicherzustellen.

Dieser dreiphasige Prototyp wurde in verschiedenen Schaltungsmethoden in den Leistungskreis von Maschinensatz 1 und 2 eingebunden, um damit das Ausmaß der jeweiligen angesetzten Störungsmechanismen zu vergleichen, sowie die Grenzen der Störungskompensation durch Stromsummenbildung aufzuzeigen. Der nächste Schritt war die Konstruktion eines bewusst bandbreitenbegrenzten Messsystems, welches auftretende, störende Signalanteile filtert. Die Idee bestand darin, bereits die Spule selbst als Komponente des

Filters zu verwenden. Als Ansatz bot sich die Realisierung von Besselkoeffizienten im Nennerpolynom der Übertragungsfunktion der Spulen durch eine spezielle Bedämpfung, woraus Messsystem 2 als hochlineares, System mit elektronischen Verstärkern, sowie Messsystem 3 als rein passive (bei hohen Strömen nichtlineares) Ausführung resultiert.

Zum Abschluss wurden die Messsysteme 2 und 3 in der Anwendung mit der konventionellen Stromdifferenzmessung verglichen.

Kapitel 2

Herleitung der Zusammenhänge für die Rogowskispule

2.1 Berechnung der Induktivitätswerte

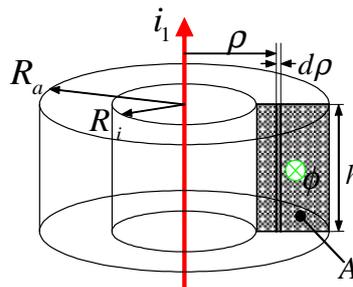


Abbildung 2.1: Ringspule um einen stromdurchflossenen Leiter

Die Herleitung der Zusammenhänge bei der symmetrischen Betrachtung der Rogowskispule geschieht mit Hilfe von Abbildung 2.1, in welcher der zu erfassende Strom i_1 , die Hauptabmessungen der Spule (R , r , h) und die Querschnittsfläche A skizziert sind. Diese Anordnung ist als symmetrisch anzunehmen, wodurch sich die folgende Berechnung stark vereinfacht. In den folgenden Berechnungen ist der Strom, welcher durch die Messspule geführt ist, mit '1' indiziert, da dieser bei der Betrachtungsweise eines Transformators der Primärseite zugeordnet werden kann. Analog dazu sind Größen der Messspule mit '2', entsprechend der Sekundärseite indiziert. Bei Kopplungsgrößen wird nach dem Schema 'x,y' vorgegangen, wobei x den Ort der Ursache beschreibt, und y den Ort der Wirkung. Ein vom Strom i_1 durchflossener, unendlich langer Leiter umgibt sich mit einem konzentrischen magnetischen Feld, welches sich in seiner Stärke antiproportional zum Normalabstand verhält[2]. Die Orientierung des Feldes ist rechtswendig mit der Stromrichtung des Leiters

verknüpft, was mit dem Einheitsvektor \vec{e}_α (in Anlehnung der Notation im zylindrischen Koordinatensystem) angedeutet ist. Auf Grund der Symmetrie ist \vec{e}_α normal zur Querschnittsfläche A .

$$\vec{H}(\rho) = \frac{i_1}{2\pi\rho} \vec{e}_\alpha \quad (2.1)$$

$$\vec{B}(\rho) = \mu_0\mu_r \vec{H}(\rho) = \mu_0\mu_r \frac{i_1}{2\pi\rho} \vec{e}_\alpha \quad (2.2)$$

Der die Fläche A durchsetzende, von i_1 verursachte Flussanteil $\Phi_{1,2}$ berechnet sich aus dem Integral der Flussdichte $\vec{B}(\rho)$ über die Spulenquerschnittsfläche A . Auf Grund der vorher angenommenen Symmetrie vereinfacht sich dieses Integral dahingehend, dass das innere Vektorprodukt der orientierten Flächenelemente mit der Flussdichte als Skalarprodukt angeschrieben werden kann. Zusätzlich liefert es auch über den ganzen Umfang des gedachten Kreisringes einen konstanten Wert.

$$\Phi_{1,2} = \int_A \vec{B}(\rho) \cdot d\vec{A} = \int_A B(\rho) dA = \int_{R_i}^{R_a} \mu_0\mu_r \frac{i_1}{2\pi\rho} \cdot h \cdot d\rho \quad (2.3)$$

$$= \frac{\mu_0\mu_r h}{2\pi} \ln\left(\frac{R_a}{R_i}\right) \cdot i_1(t) \quad (2.4)$$

Wird der Kreisring mit N Windungen bewickelt, so ergibt sich der Anteil der Flussverketzung der so entstandenen Messspule (Sekundärseite), welcher vom zu messenden Leiter i_1 verursacht wird. Diese Kopplung kann auch als Gegeninduktivität $L_{1,2}$, mit der der Leiter i_1 in die Messspule (2) einkoppelt, aufgefasst, werden:

$$\Psi_{1,2} = N \cdot \Phi_{1,2} \quad (2.5)$$

$$= N \frac{\mu_0\mu_r h}{2\pi} \ln\left(\frac{R_a}{R_i}\right) \cdot i_1 \quad (2.6)$$

$$= L_{1,2} \cdot i_1 \quad (2.7)$$

$$L_{1,2} = N \frac{\mu_0\mu_r h}{2\pi} \ln\left(\frac{R_a}{R_i}\right) \quad (2.8)$$

Der Anteil der Flussverketzung, welcher durch den Strom in der Messspule selbst entsteht erhalten wir über die Eigeninduktivität einer Ringkernspule. Dieser ist in Gleichung 2.9 zu finden. Hierbei ist A der Flächeninhalt des Kernquerschnittes, N die Windungszahl und l

die mittlere Länge der Feldlinien [7]

$$\Psi_{2,2} = L_{2,2} \cdot i_2 = \mu_0 \mu_r \frac{N^2 A}{l} \cdot i_2 \quad (2.9)$$

$$= \frac{\mu_0 \mu_r N^2 (R_a - R_i) \cdot h}{\pi (R_a + R_i)} \cdot i_2 \quad (2.10)$$

$$L_{2,2} = \frac{\mu_0 \mu_r N^2 (R_a - R_i) \cdot h}{\pi (R_a + R_i)} \quad (2.11)$$

Mit der Berücksichtigung des elektrischen Widerstandes ergibt sich eine Spannung an der Spule von:

$$u_2 = R_2 \cdot i_2 + \frac{d}{dt} (\Psi_{1,2} + \Psi_{2,2}) \quad (2.12)$$

$$u_2 = R_2 \cdot i_2 + L_{1,2} \frac{d}{dt} i_1 + L_{2,2} \frac{d}{dt} i_2 \quad (2.13)$$

Wird der Strom bei 0 gehalten, dann liefert sie einen Spannungswert, der über die Gegeninduktivität $L_{1,2}$ direkt proportional zur Stromänderung im Leiter 1 ist.

2.2 Untersuchungen bezüglich der Konzentrität des Aufbaues

Im Folgenden wird untersucht, welche Auswirkungen eine nichtkonzentrische Anordnung des zu messenden Leiters in der Spulenbohrung auf die Gegeninduktivität hat. Der Leiter liegt nicht mehr in der z-Achse sondern befindet sich in einem bestimmten Normalabstand \vec{a} , während die Spulenachse mit \vec{e}_z zusammenfällt (Abbildung 2.2).

Die globale Überlegung mit Hilfe des Durchflutungssatzes [2] führt bei Annahme einer gleichmäßig bewickelten Spule mit konstantem Querschnitt zu dem Ergebnis, dass die Verkopplung, solange sich der Leiter in der Spulenbohrung ($|a| < R_i$) befindet, einen konstanten, nichttrivialen Wert aufweisen muss. Liegt der Leiter außerhalb der Spule ($|a| > R_a$), so verschwinden die magnetischen Summenspannungen entlang jedes geschlossenen Weges innerhalb der Spule, woraus resultiert, dass der Einfluss vorbeigeführter Leiter verschwindet. Dieses Verhalten gilt nicht nur für dünne, toroidale Spulen mit großem Durchmesser sondern für jede beliebige toroidale Spulenform, solange die Bewicklung gleichmäßig ist.

Die nachfolgenden Untersuchungen bauen die Berechnung der Kopplung auf einer lokalen Feldberechnung auf, wobei der Vorteil in einem flexibleren Modell liegt.

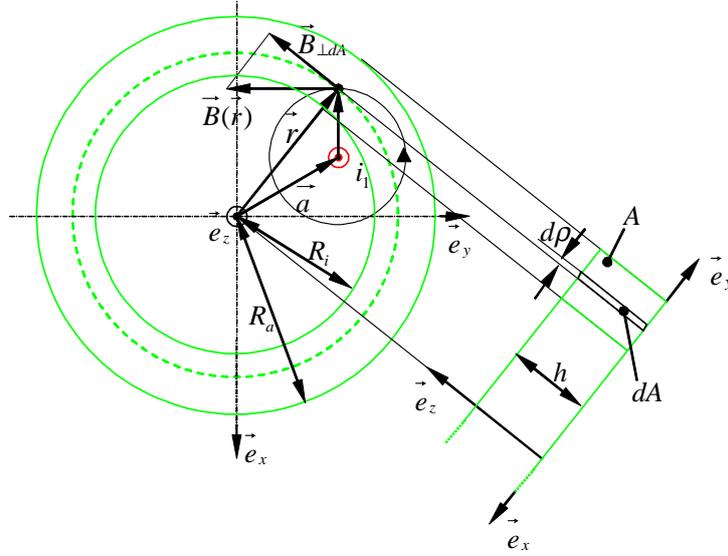


Abbildung 2.2: Feldberechnung bei nicht-konzentrischer Anordnung

$$\vec{H}(\vec{r}) = \frac{i_1}{2\pi} \frac{\vec{e}_z \times (\vec{r} - \vec{a})}{|\vec{r} - \vec{a}|^2}$$

$$\vec{B}(\vec{r}) = \mu \frac{i_1}{2\pi} \frac{\vec{e}_z \times (\vec{r} - \vec{a})}{|\vec{r} - \vec{a}|^2}$$

Um von der lokalen Feldgröße $\vec{B}(\vec{r})$ auf globale Zusammenhänge zu gelangen, wird zuerst der durch A durchsetzende Fluss berechnet. Die geometrische Konfiguration ist Abbildung 2.2 zu entnehmen, welche zur Illustration der Integration über A auch die Projektion der Anordnung in die \vec{r} - \vec{e}_z -Ebene zeigt. Der Fluss durch ein Flächenelement $dA = h \cdot d\rho$, in der \vec{r} - \vec{e}_z -Projektionsebene wird durch Formel 2.14 beschrieben. Zur Vereinfachung ist der Richtungsvektor von \vec{r} als \vec{e}_ρ geschrieben:

$$\vec{e}_\rho = \frac{\vec{r}}{|\vec{r}|}$$

Dabei stellt $\vec{e}_z \times \vec{e}_\rho$ den in positive Zählrichtung zeigenden Flächennormalvektor von dA dar, dessen Inprodukt mit der Flussdichte \vec{B} die Normalkomponente $B_{\perp A}$ ergibt. Die Überführung von Gleichung 2.15 in 2.16 geschieht mit Hilfe der Identität $(\vec{a} \times \vec{b}) \cdot (\vec{c} \times \vec{d}) = (\vec{a} \cdot \vec{c})(\vec{b} \cdot \vec{d}) - (\vec{b} \cdot \vec{c})(\vec{a} \cdot \vec{d})$ [2].

$$d\Phi(\vec{r}) = B_{\perp A} dA = \vec{B} \cdot (\vec{e}_z \times \vec{e}_\rho) dA \quad (2.14)$$

$$= \frac{\mu \cdot i_1 \cdot h \cdot d\rho}{2\pi} \frac{[\vec{e}_z \times (\vec{r} - \vec{a})] \cdot (\vec{e}_z \times \vec{e}_\rho)}{|\vec{r} - \vec{a}|^2} \quad (2.15)$$

$$= \frac{\mu \cdot i_1 \cdot h \cdot d\rho}{2\pi} \frac{(\vec{r} - \vec{a}) \cdot \vec{e}_\rho}{(\vec{r} - \vec{a}) \cdot (\vec{r} - \vec{a})} \quad (2.16)$$

Mit den Definitionen von \vec{r} , \vec{a} , \vec{e}_ρ in den Gleichungen 2.17 als kartesische und zylindrische Ortsvektoren (siehe Anhang), wird die Funktion $d\Phi(\vec{r})$ unter Verwendung der trigonometrischen Beziehungen auf eine integrierbare Form in Gleichung 2.18 gebracht. In diesem Zusammenhang entspricht \vec{r} dem gerichteten Normalabstand des infinit kleinen Flächenelementes dA von der z -Achse und \vec{a} ist dem Abstand des Leiters vom Zentrum gleichzusetzen.

$$\begin{aligned} \vec{r} &= x_r \vec{e}_x + y_r \vec{e}_y + z_r \vec{e}_z = \vec{e}_x \rho_r \cos \alpha_r + \vec{e}_y \rho_r \sin \alpha_r \\ \vec{a} &= x_a \vec{e}_x + y_a \vec{e}_y + z_a \vec{e}_z = \vec{e}_x \rho_a \cos \alpha_a + \vec{e}_y \rho_a \sin \alpha_a \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} \vec{e}_\rho &= \vec{e}_x \cos \alpha_r + \vec{e}_y \sin \alpha_r \\ \rightarrow d\Phi(\vec{r}) &= \frac{\mu \cdot i_1 \cdot h}{2\pi} \frac{\rho_r - \rho_a \cos(\alpha_r - \alpha_a)}{\rho_r^2 + \rho_a^2 - 2\rho_r \rho_a \cos(\alpha_r - \alpha_a)} \cdot d\rho_r \end{aligned} \quad (2.18)$$

Die Integration nach ρ_r vom Spuleninnenradius R_i bis zum Außenradius R_a liefert jenen Fluss $\Phi(\alpha_r)$, welcher bei einer bestimmten Lage des Leiters (ρ_a , α_a) durch den Flächenquerschnitt der Spule an der Stelle α_r fließt:

$$\begin{aligned} \Phi(\alpha_r) &= \int_{R_i}^{R_a} d\Phi(\vec{r}) d\rho_r = i_1 \frac{\mu \cdot h}{2\pi} \frac{1}{2} \ln(\rho_r^2 + \rho_a^2 - 2\rho_r \rho_a \cos(\alpha_r - \alpha_a)) \Big|_{R_i}^{R_a} \\ &= i_1 \frac{\mu \cdot h}{2\pi} \xi(\alpha_r); \quad \xi(\alpha_r) = \frac{1}{2} \ln(\rho_r^2 + \rho_a^2 - 2\rho_r \rho_a \cos(\alpha_r - \alpha_a)) \Big|_{R_i}^{R_a} \end{aligned} \quad (2.19)$$

Modellierung der Wicklung Da es sich in der betrachteten Anordnung um eine Ringkernspule handelt, lässt sich die Bewickelung unter der Annahme, dass sie kontinuierlich verteilt ist, wie im folgenden Zusammenhang, bezogen auf den Umlaufwinkel α_r modellieren:

$$N'(\alpha_r) = \frac{dN(\alpha_r)}{d\alpha_r}; \quad N_G = \int_0^{2\pi} N'(\alpha_r) d\alpha_r \quad (2.20)$$

Dabei stellt die Funktion $N'(\alpha_r)$ die Windungsdichte dar, bzw. die Anzahl der Windungen in einem kleinen Winkelbereich, dividiert durch diesen. Im allgemeinen Fall eines nicht gleichmäßig bewickelten Spulenkörpers ist die Windungsdichte abhängig vom Winkel α_r , welcher den Ort am Spulenkörper repräsentiert, wobei die Integration über den gesamten Spulenkörper ($\alpha_r = 0 \rightarrow 2\pi$) auf die gesamte Windungszahl N_G führt. Bei einem gleichmäßig bewickelten Spulenkörper ist die Windungsdichte eine Konstante und ergibt sich zu:

$$N'(\alpha_r) = \frac{N_G}{2\pi} = \text{const.} \quad (2.21)$$

Induktion der Spannung Nach der globalen Form des Induktionsgesetzes bei der dominant magnetischen Feldbetrachtung wird entlang einer Leiterschleife mit N konzentrierten Windungen, welche die Fläche A rechtswendig umschließen, eine Spannung U induziert, deren Betrag proportional zur A dursetzenden Flussänderungsrate $\frac{d}{dt}\Phi(t)$ ist. [2]:

$$U = -N \frac{d}{dt}\Phi(t) \quad (2.22)$$

Bei Betrachtung der modellierten Rogowskispule lässt sich diese mit Hilfe der Definitionen 2.20 als Zusammenreihung infinit kleiner Elementarspulen der Größe $d\alpha_r$ mit der Windungszahl $dN(\alpha_r) = N'(\alpha_r) d\alpha_r$ darstellen. Der Fluss durch eine differentielle Spule am Ort α_r ergibt sich aus Gleichung 2.19, wobei die induzierte Spannung aus dem oben angeschriebenen Induktionsgesetz berechnet wird. Da nur die Zeitableitung des Stromes nicht verschwindend ist, lässt sich der Ableitungsoperator "nach Vorne ziehen":

$$\begin{aligned} du(\alpha_r) &= -N'(\alpha_r) d\alpha_r \frac{d}{dt}\Phi(\alpha_r, i_1(t)) \\ &= -\frac{d}{dt} [N'(\alpha_r) \Phi(\alpha_r, i_1(t)) d\alpha_r] \end{aligned} \quad (2.23)$$

Da die Spulen in Serie geschaltet sind, addieren sich deren Teilspannungen, sodass sich die Gesamtspannung U_2 als Integral über die gesamte Spule ($\alpha_r = 0 \rightarrow 2\pi$) anschreiben lässt:

$$U_2 = -\frac{d}{dt} \int_0^{2\pi} N'(\alpha_r) \Phi(\alpha_r, i_1(t)) d\alpha_r \quad (2.24)$$

Unter Verwendung der Vereinfachung in Formel 2.19 und einer Umschlichtung lässt sich aus der obigen Formel der Wert der Gegeninduktivität des Strom i_1 führenden Leiters zur

Messspule ableiten, die dem Messwertübertragungsfaktor entspricht:

$$\begin{aligned}
 U_2 &= -i_1 \frac{\mu \cdot h}{2\pi} \int_0^{2\pi} N'(\alpha_r) \xi(\alpha_r) d\alpha_r := i_1 L_{12} \\
 \rightarrow L_{12} &= -\frac{\mu \cdot h}{2\pi} \int_0^{2\pi} N'(\alpha_r) \xi(\alpha_r) d\alpha_r
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

2.2.1 Konzentrische Anordnung

Dieser Fall entspricht dem in Abschnitt 2.1, gleichzusetzen mit einem Normalabstand des Leiters zur z-Achse von Null, bei gleichmäßiger Verteilung der Windungen. Aus den Gleichungen 2.19, 2.25 und 2.21 folgt:

$$\begin{aligned}
 \xi(\alpha_r)|_{\rho_a=0} &= \frac{1}{2} \ln(\rho_r^2 + 0^2 - 2\rho_r \cdot 0 \cos(\alpha_r - \alpha_\alpha)) \Big|_{R_i}^{R_a} \\
 &= \ln(\rho_r)|_{R_i}^{R_a} = \ln\left(\frac{R_a}{R_i}\right) \\
 \rightarrow L_{12} &= -\frac{\mu \cdot h}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{N_G}{2\pi} \ln\left(\frac{R_a}{R_i}\right) d\alpha_r = -N_G \frac{\mu \cdot h}{2\pi} \ln\left(\frac{R_a}{R_i}\right)
 \end{aligned}$$

Gleichung 2.8 liefert ein - abgesehen vom Vorzeichen - deckendes Ergebnis, weil der positive Wicklungssinn unterschiedlich angesetzt wurde.

2.2.2 Nicht-konzentrische Anordnung

Für den Verlauf der Induktivitäten bei allgemeineren Anordnungen wurde der Wert des Integrals von Gleichung 2.25 hinsichtlich seines Werteverlaufs in Abhängigkeit von ρ_a bei gleichmäßig, sowie ungleichmäßig bewickelten Spulen untersucht. Diesbezüglich wurden drei repräsentative Funktionen $l_{1,2,3}(x)$ definiert (Gln. 2.26), welche dem Integralwert der Gegeninduktivitätsberechnung bei unterschiedlich modulierten Bewicklungen entsprechen. Die Graphen von $l_{1,2,3}(x)$ finden sich als numerische Approximation in Abbildung 2.3 wieder, wobei die Verschiebung des Leiters vom Zentrum aus nur entlang der +/-x - Richtung

(im kartesischen Koordinatensystem) erfolgt ($\alpha_a = 0$).

$$\begin{aligned}
 l_1(\rho_a) &= \int_0^{2\pi} \xi(\alpha_r) d\alpha_r & l_2(\rho_a) &= \int_0^{2\pi} (1 + 0.2 \sin \alpha_r) \xi(\alpha_r) d\alpha_r \\
 l_3(\rho_a) &= \int_0^{2\pi} (1 + 0.2 \cos \alpha_r) \xi(\alpha_r) d\alpha_r & R_i &= 1 \ ; \ R_a = 2 \ ; \ \alpha_a = 0
 \end{aligned}
 \tag{2.26}$$

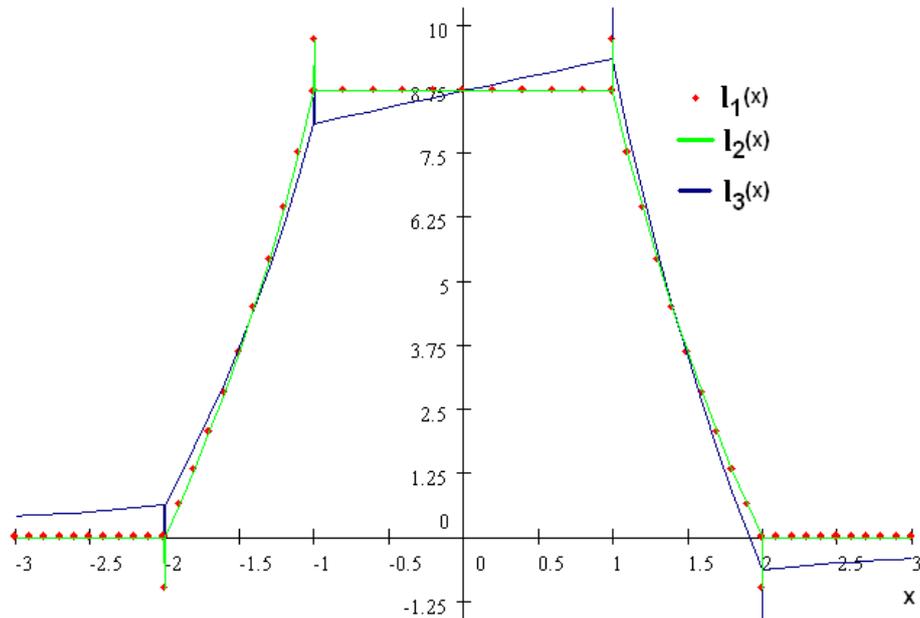


Abbildung 2.3: Abhängigkeit der Gegeninduktivität von der Unsymmetrie

Gleichmäßige Bewicklung Bei Betrachtung des Verlaufes von l_1 , dem Fall gleichmäßiger Bewicklung, bestätigt sich die Annahme, dass die Gegeninduktivität unabhängig von der Position des Leiters ist, solange sich dieser in der Spulenbohrung ($|x| = |\rho_a| < R_i = 1$) befindet. Der Einfluss von Leitern, welche außen an der Spule vorbeiführen ($|x| = |\rho_a| > R_a = 2$) verschwindet gänzlich. Unstetigkeitsstellen ergeben sich, wenn der Leiter Teil der Spulenberandung ist ($|x| = |\rho_a| = R_a, R_i$). Diese Fälle sind durch vertikale Linien im Funktionsgraphen gekennzeichnet. Aus der Argumentation der Überlagerungsfähigkeit linearer Systeme erfolgt, dass bei der Durchführung von mehreren Leitungen nur die Summe der Ströme für das Signal der Spule verantwortlich ist.

Ungleichmäßige Bewicklung Für die Berechnung der ungleichmäßigen Wicklungsverteilung wurde der ursprünglichen Wicklungsdichte von '1' eine sinus- bzw. cosinusförmige

Variation von '0.2' überlagert (l_2, l_3 , Gleichung 2.26), sodass die gesamte Windungszahl gleich bleibt. Die Variation des Leiters ist im Diagramm nach wie vor in x-Richtung. Es zeigt sich, dass in diesem Fall die cosinusförmig bewickelte Spule im Bereich $|x| < R_i = 1$ einem zu x linearen Zusammenhang bezüglich der induktiven Kopplung aufweist, während auch eine Kopplung mit vorbeigeführten Leitern besteht. Die sinusförmig bewickelte zeigt bei reiner Variation um die x-Achse das gleiche Verhalten auf, wie die gleichmäßig bewickelte Spule. Eine gedankliche Verdrehung des Systems um $\pi/2$ lässt jedoch den Schluss zu, dass die sinusförmig bewickelte Spule die gleiche Reaktion in y-Richtung aufweist, wie die cosinusförmig bewickelte in x-Richtung. Somit ist sie in ihrer Empfindlichkeit auch von der Position des Leiters abhängig und mit vorbeilaufenden Leitern magnetisch gekoppelt.

2.3 Berechnung des ohmschen Widerstandes

Bei Vernachlässigung des in Abschnitt 2.5 beschriebenen Kompensationsleiters ergibt sich der ohmsche Widerstand der Spule nach der Herleitung von Formel 2.27, aus der Drahtlänge l , des Drahtquerschnittes A und der Leitfähigkeit σ . In der angepassten Form sind die Parameter l und A durch die Windungszahl N , der Spulenhöhe h , den Drahtdurchmesser d , sowie den Innen- und Außenradius r und R ausgedrückt (vgl. Abb. 2.1).

$$\begin{aligned} R_2 &= \frac{l}{\sigma \cdot A} \\ &= \frac{8N \cdot (h + R_a - R_i)}{\sigma \pi d^2} \end{aligned} \tag{2.27}$$

2.4 Berechnung der Sprungantwort/Stoßantwort

Da die Spule räumlich ausgedehnt ist und Windungskapazitäten aufweist, ergibt sich mit den Induktivitäten ein schwingungsfähiges System mit Eigen- und Resonanzfrequenzen. Dieses Verhalten wird für Hochfrequenzmodelle (einige 10 MHz, mehrere Resonanzfrequenzen) durch die Einbindung einer 'Langen Leitung' in das Spulenmodell berücksichtigt. In der vorliegenden Arbeit ist die Modellierung durch einen Schwingkreis mit konzentrierten Bauelementen (mit einer Resonanzfrequenz) hinreichend[13]. Abbildung 2.4, zeigt das entsprechende Ersatzschaltbild. Die Variablen, welche mit m initialisiert sind, stellen die Modellierung des Messwerterfassungssystems bzw. die Bedämpfung dar.

Somit erweitern sich die Zusammenhänge in Gleichung 2.13 um

$$i_2 = -\frac{u_2}{R_m} - C \frac{du_2}{dt} \tag{2.28}$$

$$C = C_2 + C_m \tag{2.29}$$

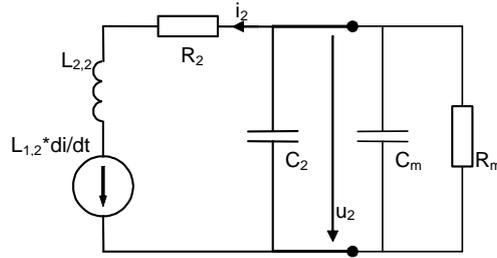


Abbildung 2.4: Ersatzschaltbild der Rogowskispule

zu Gleichung 2.30, wobei $\frac{d}{dt}i_1$ durch \dot{i}_1 substituiert wird, um die Schreibweise kompakter zu gestalten.

$$u_2 = L_{1,2} \cdot \dot{i}_1(t) - \frac{R_2}{R_m} u_2 - \left(R_2 C + \frac{L_{2,2}}{R_m} \right) \frac{du_2}{dt} - L_{2,2} C \frac{d^2 u_2}{dt^2} \quad (2.30)$$

Durch die Laplace-Transformation erhält man nun die Übertragungsfunktion des Systems:

$$G(s) = \frac{U_2(s)}{\dot{I}_1(s)} = \frac{L_{1,2}}{s^2 L_{2,2} C + s \left(R_2 C + \frac{L_{2,2}}{R_m} \right) + \left(\frac{R_2}{R_m} + 1 \right)} \quad (2.31)$$

$$= \frac{L_{1,2}}{L_{2,2} C} \frac{1}{s^2 + s \left(\frac{R_2}{L_{2,2}} + \frac{1}{R_m C} \right) + \frac{1}{L_{2,2} C} \left(\frac{R_2}{R_m} + 1 \right)} \quad (2.32)$$

Hieraus ist zu ersehen, dass das Übertragungsverhalten jenem eines PT_{2s} Systems gleicht. Im Anhang sind die Herleitungen der folgenden Zusammenhänge dieses Systems zu finden. Die Einschwingfrequenz der Sprungantwort, und der stationäre Übertragungsfaktor k_{stat} ist den Gleichungen 2.33 - 2.35 zu entnehmen.

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{CL_{2,2}} - \frac{1}{4C^2 R_m^2} - \frac{1}{4} \frac{R_2^2}{L_{2,2}^2} + \frac{1}{2C} \frac{R_2}{R_m L_{2,2}}} \quad (2.33)$$

$$\lim_{R_m \rightarrow \infty} (\omega) = \sqrt{\frac{1}{CL_{2,2}} - \frac{1}{4} \frac{R_2^2}{L_{2,2}^2}} \quad (2.34)$$

$$k_{stat} = \frac{L_{1,2}}{1 + \frac{R_2}{R_m}} = \frac{u_{2,stat}}{\left(\frac{di_2}{dt} \right)_{stat}} \quad (2.35)$$

2.5 Kompensationsleiter

Existiert ein wie in Abbildung 2.5 dargestellter zeitlich nicht konstanter Störfflussanteil \vec{B} parallel zur Spulenachse, so induziert dieser bei entsprechender Änderungsrate eine Spannung in die Messpule, da diese entlang der Wicklungsrichtung eine Leiterschleife bildet.

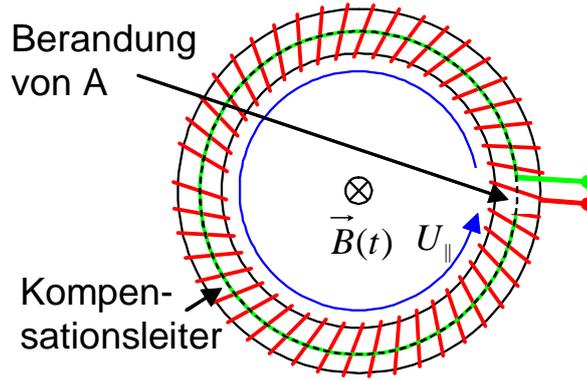


Abbildung 2.5: Kompensationsleiter bei der Rogowskispule

Formel 2.36 gibt dies in symbolischer Schreibweise wieder, wobei $U_{||}$ die Störspannung entlang der Spule bedeutet, während mit A in vereinfachter Weise jene Kreisfläche gemeint ist, die der Flächenschwerpunkt der Spulenquerschnittsfläche bei einem Umlauf dieser um die Spulenachse beschreibt. Der Einfluss durch ein homogenes Parallelfeld kann kompensiert werden, indem der Rückleiter der Spule entlang der Berandung der Fläche A entgegengesetzt der Wicklungsrichtung vom Spulenende zum Spulenanfang zurückgeführt wird.

$$U_{||} = -\partial_t \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad (2.36)$$

2.6 Geometrieverhältnisse

Bei der Dimensionierung der Geometrie der Messspulen ist vorwiegend darauf zu achten, die Eigenfrequenz in einem hohen Bereich zu halten, sowie die Antwort auf eine Stromänderung möglichst kräftig zu gestalten. Wie aus den Gleichungen 2.34,2.35 zu ersehen ist, sind, pauschal gesehen, die Werte der Eigeninduktivität $L_{2,2}$ und der Kapazität C möglichst gering zu halten, während die Gegeninduktivität $L_{1,2}$ als maßgebender Faktor für die Empfindlichkeit möglichst hohe Werte annehmen soll.

Die Eigenkapazität der Spule ist schwierig analytisch zu bestimmen, und wird im Folgenden durch die Messung der Resonanzfrequenz bestimmt. Um sie niedrig zu halten, wird im Allgemeinen auf hohe Windungszahlen verzichtet, und es werden nur einlagige Spulen in Erwägung gezogen.

Um den Spuleninnenradius (Spulenbohrung) bei gegebenem Außenradius R_a und Drahtquerschnitt d bei der maximal möglichen Windungszahl N auf eine maximale Gegeninduktivität zu trimmen, wird wie in den Gleichungen 2.37 ff vorgegangen. Dabei wird die Windungszahl vom Innenradius bestimmt, das relative Maximum von $L_{1,2}$ unter der Variation von R_i gesucht. Das Verhältnis von Innen- zu Außendurchmesser wird von der Eulerschen

Zahl bestimmt.

$$\begin{aligned}
 N &= \frac{2\pi R_i}{d} \quad ; \quad L_{1,2} = N \frac{\mu_0 \mu_r h}{2\pi} \ln \left(\frac{R_a}{R_i} \right) \\
 \frac{d}{dR_i} (L_{1,2}) &= \frac{h\mu_0 \mu_r}{d} \left(\ln \frac{R_a}{R_i} - 1 \right) = 0 \\
 &\rightarrow \frac{R_a}{R_i} = e
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

2.7 Luftspaltbehaftete ferromagnetische Spulen

Messspulen, welche als reine Luftspulen ausgeführt sind, haben bei Abmessungen im Zentimeterbereich und Windungszahlen < 500 relativ geringe Gegeninduktivitätswerte ($0.1 \sim 5 \mu\text{H}$) in Bezug auf einen durchgeführten Leiter. Um die Kopplung bei gleichbleibenden Hauptabmessungen sowie gleichbleibender Windungszahl zu erhöhen, kann auf Spulenkern aus Ferromagnetika mit Luftspalt zurückgegriffen werden. Mit solchen Kombinationen ist es bei entsprechender Materialwahl möglich, die Gegeninduktivitäten, um bis zu zwei Zehnerpotenzen zu verbessern, mit der Einschränkung, dass solche Wandler nur bis zur Sättigung des Kernes ein annähernd lineares Verhalten aufweisen. Zusätzlich ist das Verhalten des Ferrits einem nicht-konstanten Verlauf des Frequenzganges unterworfen. Untersuchungen bezüglich des Frequenzverhaltens von CDIs mit Ferritkern sind unter anderem auch in [14] zu finden.

Die vorliegende Arbeit vernachlässigt die Grenzfrequenz des magnetischen Kreises, da die geforderten Frequenzen weit unter den Grenzfrequenzen der verwendeten Materialien liegen. Zur weiteren Vereinfachung der Berechnung bleibt auch der Magnetisierungsbedarf der Ferritkerne unberücksichtigt. Unter diesen Bedingungen erfolgt die Auslegung in erster Linie durch die Wahl des Luftspalts in der Weise, dass die gesamte magnetische Spannung am Luftspalt mit der effektiven Länge $\delta_{\text{luft,eff}}$ abfällt.

$$I_1 \approx H_{\text{luft}} \cdot \delta_{\text{luft,eff}} = \frac{B}{\mu_0} \delta_{\text{luft,eff}} \tag{2.38}$$

Für eine grobe Abschätzung kann die effektive Luftspaltlänge gleich der geometrischen Luftspaltlänge gesetzt werden. Der magnetische Fluss berechnet sich mit der Querschnittsfläche A zu

$$\Phi = B \cdot A = I_1 \frac{\mu_0 A}{\delta_{\text{luft,eff}}} \quad .$$

Ändert sich der Strom I_1 , so ergibt das eine Flussänderung, welche in die Messspule mit N Windungen eine Spannung von u_2 induziert, woraus sich in weiterer Folge die Gegenin-

duktivität definiert. Die Parameter des magnetischen Kreises sind auf einen magnetischen Leitwert G_{mag} reduzierbar, welcher sich auch im Ausdruck für die Eigeninduktivität findet:

$$\begin{aligned} u_2 &= N \frac{d}{dt} \Phi(t) = \frac{\mu_0 AN}{\delta_{\text{luft,eff}}} \frac{d}{dt} I_1(t) \\ &= L_{12} \frac{d}{dt} I_1(t) \quad L_{12} \approx \frac{\mu_0 AN}{\delta_{\text{luft,eff}}} = N \cdot G_{mag} \end{aligned} \quad (2.39)$$

Die Abschätzung der Eigeninduktivität erfolgt analog in der Weise, dass der Strom in den N Messwindungen die Durchflutung erzeugt, wobei die restlichen Ströme gleich Null sind:

$$\begin{aligned} N \cdot I_2 &\simeq H_{\text{luft}} \cdot \delta_{\text{luft,eff}} = \frac{B}{\mu_0} \delta_{\text{luft,eff}} \\ \rightarrow L_{2,2} &\approx \frac{\mu_0 AN^2}{\delta_{\text{luft,eff}}} = N^2 \cdot G_{mag} \end{aligned} \quad (2.40)$$

Kapitel 3

Messspulen

3.1 Spule 1

Die erste Messspule wurde gefertigt, um Erfahrungen für weitere Spulen zu sammeln, und um Größenordnungen für die Eigenfrequenzen und Kapazitäten zu erhalten. Der Aufbau erfolgte so, dass der Spulendraht zuerst auf einen quaderförmigen Träger gewickelt wurde. Nach der Fixierung einer Fläche der Spule wurde diese vom Träger genommen, zu einem Ring geformt, und in den Spulenrahmen aus Hartpapier eingesetzt. Diese Technik sichert die maximale Wicklungsdichte an der Spuleninnenseite. Abbildung 3.1 illustriert die Hauptabmessungen von Spule 1. Bei den Messungen ist zu beachten, dass der Frequenzgenerator plus der Zuleitung eine Induktivität von $L_{FG} = 3.1252 \mu\text{H}$ bei einem Ausgangswiderstand von $R_{FG} = 51.49 \Omega$ aufweist. Die mittels den Zeitkonstanten gemessene Induktivität ist um die entsprechenden Werte zu verringern.

Geometrie

- Windungszahl $N = 189$
- Innenradius $R_i = \frac{22.15 \text{ mm}}{2} = 11.075 \text{ mm}$

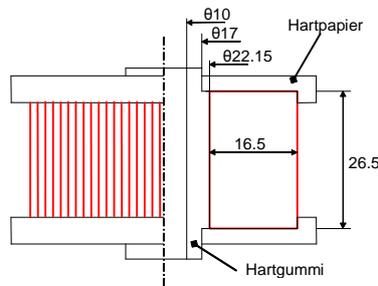


Abbildung 3.1: Aufbau von Spule 1; Maße in mm

- Außenradius $R_a = R_i + 16.5 \text{ mm} = 27.575 \text{ mm}$
- Höhe $h = 26.5 \text{ mm}$
- Draht: $d = 0.35 \text{ mm}$ Cu ($58 \cdot 10^6 \text{ S/m}$), lackisoliert
- Kern: Luft; $\mu_r = 1$

3.1.1 Berechnete Werte

- Gegeninduktivität (Formel 2.8):

$$L_{1,2} = 0.914 \mu\text{H}$$

- Eigeninduktivität (Formel 2.11):

$$L_{2,2} = 162 \mu\text{H}$$

- Elektrischer Widerstand (Formel 2.27):

$$R_2 = 2.913 \Omega$$

3.1.2 Elektrische Messungen

Elektrischer Widerstand Die Messung mit einem Digitalmultimeter ergibt einen elektrischen Widerstand von:

$$R_2 = 3.7 \Omega$$

Eigeninduktivität Die Eigeninduktivität wird als R-L- Ersatzschaltbild gerechnet. Dabei wird die Spule in Reihe über einen Widerstand an einen Frequenzgenerator (R_{FG} , U_{FG}) geschlossen. Mit der 5/8-Methode lässt sich bei einer Rechteckanregung die Zeitkonstante dieser in Abbildung 3.2 illustrierten Anordnung bestimmen. Formel 3.1 gibt die Verknüpfung der Zeitkonstante mit den Parametern dieser Messschaltung wieder. R_{FG} beschreibt den Innenwiderstand des Frequenzgenerators, welcher mit 50Ω (gemessen: 51.4854Ω) angegeben wird. $R = 100 \Omega$ (gemessen: 97.7Ω) wird benötigt, um Zugang zum Zeitverlauf des Stromes durch die Spule zu gewinnen. Die Induktivität des Messaufbaus (ohne Spule) ergibt sich zu $L_{FG} = 3.1252 \mu\text{H}$.

$$\tau = \frac{L_{2,2} + L_{FG}}{R_2 + R + R_{FG}} \quad (3.1)$$

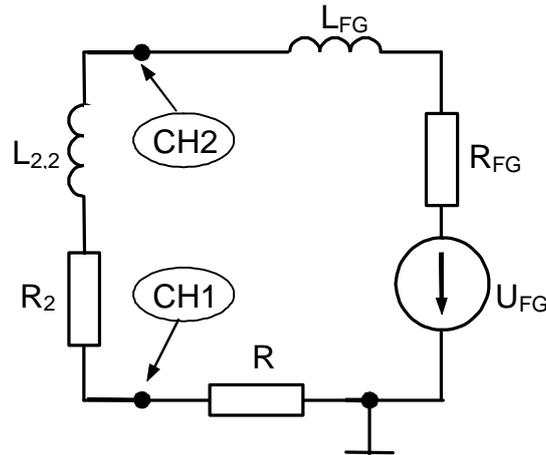


Abbildung 3.2: Ersatzschaltbild zur Messung der Eigeninduktivität

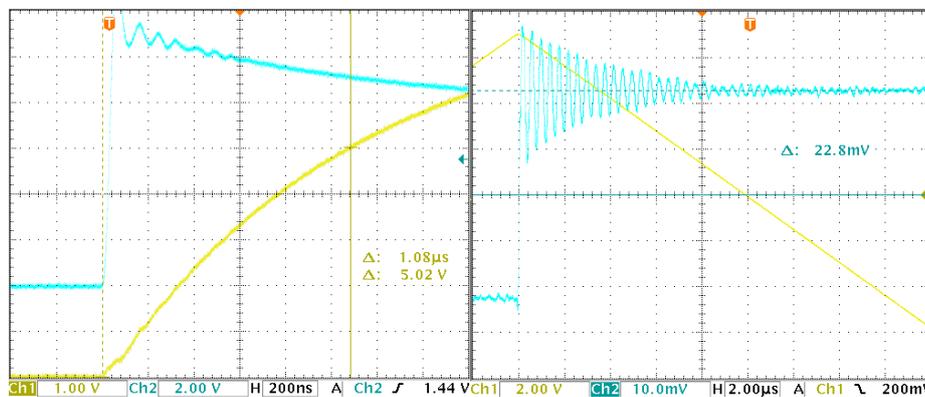


Abbildung 3.3: Messung der Induktivität (li.) und Dreiecksantwort (re.) von Spule 1

Das linke Oszillogramm in Abbildung 3.3 zeigt den Zeitverlauf des Stromes von Spule 1 in der Anordnung nach 3.2. Es ergibt sich eine Zeitkonstante von $\tau = 1.08 \mu\text{s}$. Daraus resultiert nach 3.1 eine Eigeninduktivität von:

$$L_{2,2} = \tau \cdot (R_2 + R + R_{FG}) - L_{FG} \quad (3.2)$$

$$= 1.08 \mu\text{s} \cdot (3.7 + 97.7 + 51.4854) \Omega - 3.1252 \mu\text{H} \quad (3.3)$$

$$= 162.1 \mu\text{H} \quad (3.4)$$

Gegeninduktivität Für die Messung der Gegeninduktivität und der Sprungantwort wurde ein dreieckförmiger Strom (gemessen über $R_{sh} = 97.9 \Omega$) vier mal durch die Spule geführt. Das rechte Oszillogramm in Abbildung 3.3 zeigt den aufgenommenen Verlauf der Spulenantwort. Als Ersatzschaltbild für diese Messung gilt Abbildung 2.4, wobei für die Kapazität des Tastkopfes (10X; $C_{OSZI} = 13 \text{ pF}$) ein Wert von $C_m \cong 1.3 \text{ pF}$ gilt. Der ohmsche Widerstand der Messschaltung wird vernachlässigt.

Nach dem Messbild beträgt die Stromänderungsrate

$$\frac{di_1}{dt} = 4 \cdot \frac{2 \text{div} \cdot 5 \frac{\text{V}}{\text{div}}}{7 \text{div} \cdot 2 \frac{\mu\text{s}}{\text{div}}} \cdot \frac{1}{97.9 \Omega} = 29.184 \frac{\text{A}}{\text{ms}} ,$$

wobei die stationäre Spulenantwort einen Wert von $u_{2,stat} = 22.8 \text{ mV}$ annimmt. Über Gleichung 2.35 errechnet sich damit die Gegeninduktivität zu

$$L_{1,2} = \frac{22.8 \text{ mV}}{29.184 \frac{\text{A}}{\text{ms}}} = 0.7813 \mu\text{H}$$

Eigenfrequenz/Kapazität Die Messung der Sprungantwort (Abbildung 3.3 li.) liefert eine Einschwingfrequenz von

$$f = \frac{21}{4 \cdot 2 \mu\text{s}} = 2.625 \text{ MHz}$$

Eine Lösung von Gleichung 2.34 liefert die Kapazität des Spulenmodells in Abschnitt 2.4. Die Kapazität des Tastkopfes ist mit $C_m = 1.3 \text{ pF}$ angegeben. Als Werte der Induktivität und des Widerstandes sind die gemessen zu verwenden:

$$C_2 = \left[L_{2,2} \left((2\pi f)^2 + \frac{1}{4} \frac{R_2^2}{L_{2,2}^2} \right) \right]^{-1} - C_m \quad (3.5)$$

$$= 21.14 \text{ pF} \quad (3.6)$$

3.1.3 Messwertvergleich

Die Gegenüberstellung der berechneten und gemessenen Werten findet sich in Tabelle 3.1. Es zeigen sich signifikante Abweichungen im ohmschen Widerstand, was allerdings vorwiegend den Kontaktwiderständen der Messleitung zu den Spulendrähten zugeschrieben wird. Die Differenzen in der Gegeninduktivität kommen durch Abweichungen von der idealen Geometrie zustande.

	R_2/Ω	$L_{2,2}/\mu\text{H}$	$L_{1,2}/\mu\text{H}$	C_2/pF
Berechnet	2.913	162	0.914	/
Gemessen	3.7	162.1	0.7813	21.14

Tabelle 3.1: berechnete und gemessene Werte von Spule 1

3.2 Spule 1.1

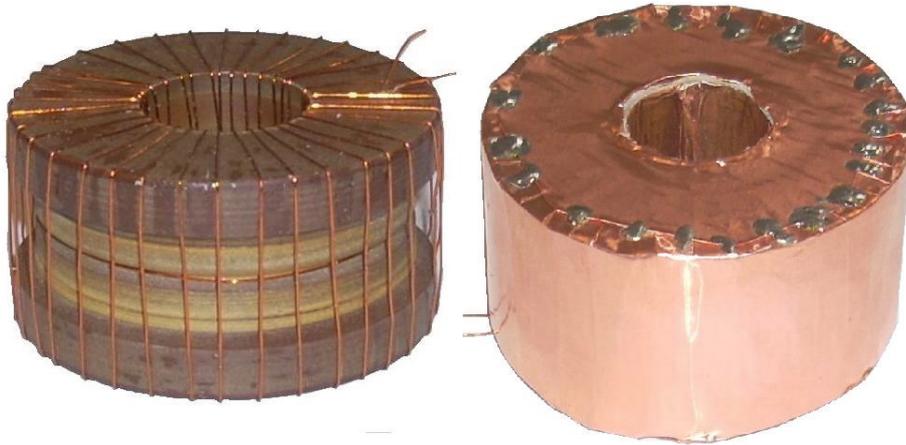


Abbildung 3.4: Spule 1.1 geschirmt (links) und ungeschirmt (rechts)

Diese Spule stellt den Prototypen für die Spulen des ersten 3-phasigen Messsystems dar. An Spule 1.1 wurden die Messungen einmal ohne Schirmung und einmal mit Schirmung durchgeführt, um einen Überblick über die Auswirkungen des Schirms auf die Parallelkapazität bzw. Eigenfrequenz zu erhalten.

Geometrie

- Windungszahl $N = 35$
- Innenradius $r = \frac{21.8\text{mm}}{2} = 10.8\text{ mm}$
- Außenradius $R = \frac{54.8\text{mm}}{2} = 27.4\text{ mm}$
- Höhe $h = 29.3\text{ mm}$
- Draht: $d = 0.35\text{ mm}$ Cu ($56 \cdot 10^6\text{ S/m}$), lackisoliert
- Kern: Luft, Pertinax; $\mu_r = 1$

3.2.1 Berechnete Werte

- Gegeninduktivität (Formel 2.8):

$$L_{1,2} = 0.19095\ \mu\text{H}$$

- Eigeninduktivität (Formel 2.11):

$$L_{2,2} = 6.2389 \mu\text{H}$$

- Elektrischer Widerstand (Formel 2.27):

$$R_2 = 0.575 \Omega$$

3.2.2 Elektrische Messungen

Elektrischer Widerstand Die Messung mit einem Digitalmultimeter ergibt einen elektrischen Widerstand von

$$R_2 = 1 \Omega$$

Eigeninduktivität

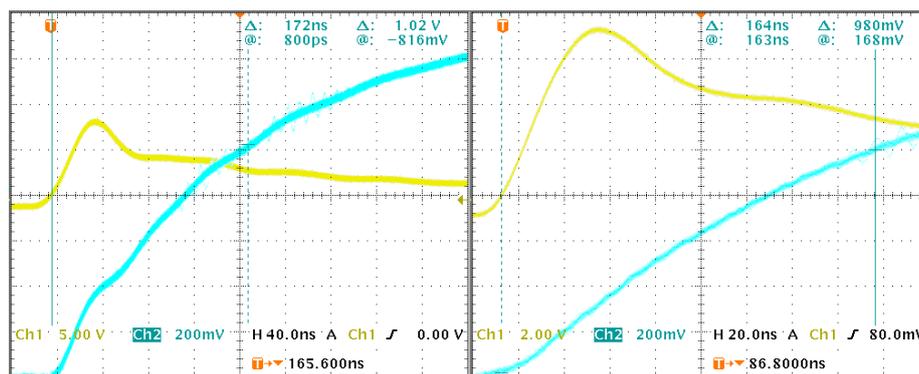


Abbildung 3.5: Induktivitätsmessung Spule 1.1: rechts: ohne Schirmung ; links: mit Schirmung

Bei der Messung der Eigeninduktivität ist zu bemerken, dass in diesem Fall die Ermittlung über die Zeitkonstante nach Gleichung 3.1 sehr ungenau ist, weil das Signal des Frequenzgenerators und die Messanordnung selbst für diese Zeitauflösung an ihre Grenzen stoßen. Das drückt sich darin aus, dass die Kanäle 1 in den Oszillogrammen aus Abbildung 3.5, welche bei dieser Messung das anregende Signal wiedergeben, sehr von der idealen Kurvenform (wie bei den Messungen von Spule 1) abweichen, und sich keine genauen Messpunkte mehr ergeben. Die Abweichungen der Eigeninduktivitäten der geschirmten und ungeschirmten Spule sind auf eine Verbiegung der Windungen durch das Gehäuse zurückzuführen.

$$L_{2,2} = 7.64 \mu\text{H}$$

$$L_{2,2,\text{Schirm}} = 7.14 \mu\text{H}$$

Gegeninduktivität Der Aufbau für die Gegeninduktivitätsmessung/Dreiecksantwort ist gleich dem der Messung von Spule 1. Es wird jedoch ein 10.1Ω -Widerstand zur Strommessung benutzt und der Strom nur einmal durch die Spule geführt, wobei der Aufbau einmal mit geschirmter Spule und einmal mit der ungeschirmten Spule erfolgt. Die Messergebnisse sind in Abbildung 3.6 illustriert. Die Summenstromanstiege ergeben sich in beiden Fällen zu $115 \frac{\text{A}}{\text{ms}}$, womit sich mit den Stationärwerten der Spulenantworten von 22.5 mV und 23.6 mV äquivalent zur Berechnung in Abschnitt 3.1.2 die folgenden Werte für die Gegeninduktivitäten ergeben:

$$L_{1,2} = 0.196 \mu\text{H}$$

$$L_{1,2,\text{Schirm}} = 0.20456 \mu\text{H}$$

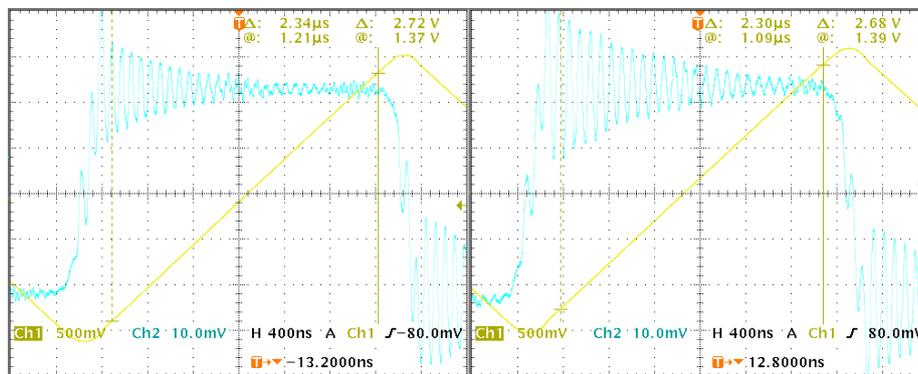


Abbildung 3.6: Dreiecksantwort von Spule 1.1 mit Schirm (li.) und ohne Schirm (re.)

Eigenfrequenz/Kapazität Aus Abbildung 3.5 lassen sich die Eigenfrequenzen entnehmen, mit denen nach Formel 3.5 die um den Messeinfluss bereinigten Spulenkapazitäten

berechnet werden:

$$\begin{aligned}
 f &= \frac{14}{1.16 \mu\text{s}} = 12.07 \text{ MHz} \\
 &\rightarrow C_2 = 21.459 \text{ pF} \\
 f_{\text{Schirm}} &= \frac{20}{1.86 \mu\text{s}} = 10.08 \text{ MHz} \\
 &\rightarrow C_{2,\text{Schirm}} = 33.622 \text{ pF}
 \end{aligned}$$

3.2.3 Messwertvergleich

Bei der ohmschen Messung ergibt sich wie bei Spule 1 auf Grund des unzureichenden Messverfahrens ein relativ großer Fehler, welcher aber von geriger Bedeutung ist, da diese Kontrolle nur der Fehlererkennung (Drahtbruch) dient.

	R_2/Ω	$L_{2,2}/\mu\text{H}$	$L_{1,2}/\mu\text{H}$	C_2/pF
Berechnet	0.596	6.239	0.191	/
ohne Schirm	1	7.640	0.196	21.46
mit Schirm	1	7.139	0.205	33.62

Tabelle 3.2: berechnete und gemessene Werte von Spule 1.1

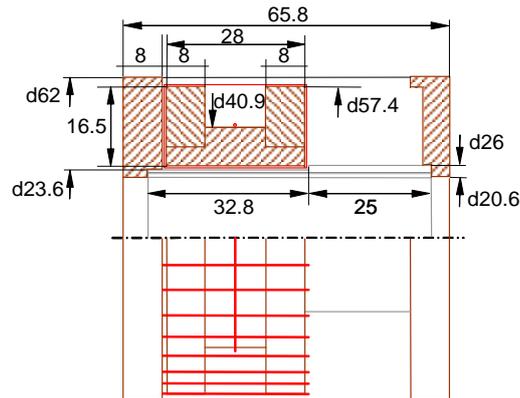


Abbildung 3.7: Abmessungen von Spule 2

3.3 Spule 2

Dieser Spulentyp ist der erste Messwandler der vorliegenden Arbeit, welcher als Bestandteil von Messsystem 1 (Abschnitt 4.1) für die dreiphasige Messung an umrichtergespeisten Maschinen konzipiert ist. Die Auslegung zielt auf eine hohe Grenzfrequenz ab, um vor Allem die Einschwingvorgänge an den Maschinenwicklungen, sowie deren Schaltungstechnische Abschwächung zu untersuchen. Um Beeinflussungen durch die elektrischen Felder der Maschinentzuleitungen gering zu halten, ist Messspule 2 von einem äußeren Gehäuse umgeben, welches als Abstanshalter und Träger des Kupferschirms dient. Zusätzlich wird damit noch ein geschirmter Raumabschnitt geschaffen, welcher die Messverstärker beherbergt (siehe Abbildung 3.7).

Geometrie

- Windungszahl $N = 36$
- Innenradius $r = \frac{R}{2} - 16.5 \text{ mm} = 12.2 \text{ mm}$
- Außenradius $R = \frac{57.4 \text{ mm}}{2} = 28.7 \text{ mm}$
- Höhe $h = 28 \text{ mm}$
- Draht: $d = 0.35 \text{ mm}$ Cu ($58 \cdot 10^6 \text{ S/m}$), lackisoliert
- Kern: Luft, Pertinax; $\mu_r = 1$

3.3.1 Berechnete Werte

- Gegeninduktivität (Formel 2.8):

$$L_{1,2} = 0.172 \mu\text{H}$$

- Eigeninduktivität (Formel 2.11):

$$L_{2,2} = 5.86 \mu\text{H}$$

- Elektrischer Widerstand (Formel 2.27):

$$R_2 = 0.574 \Omega$$

3.3.2 Elektrische Messungen

Bei den Messungen wurde wie bei Spule 1 vorgegangen. Die entstprechenden Oszillogramme sind in Abbildung 3.8 illustriert.

Elektrischer Widerstand gemessen mit dem Digitalmultimeter

$$R_2 = 0.9 \Omega$$

Eigeninduktivität Als Messschaltbild gilt Abbildung 3.1. Der Innenwiderstand des Frequenzgenerators beträgt $R_{FG} = 50 \Omega$ (gemessen: 51.4854Ω , $L_{FG} = 3.1252 \mu\text{H}$) und als Serienwiderstand wurde $R = 10 \Omega$ (gemessen 10.1Ω) gewählt. Als Zeitkonstante wurde $\tau = 149 \text{ ns}$ gemessen (Abbildung 3.8). Mit Formel 3.2 ergibt sich eine Eigeninduktivität der betrachteten Spule von

$$L_{2,2} = 6.1851 \mu\text{H}$$

Gegeninduktivität Als Widerstand zur Strommessung wurde $R_{sh} = 10 \Omega$ (10.1Ω) gewählt, und dieser Strom ein mal durch die Spule geführt. Abbildung 3.8 zufolge beträgt der Stromanstieg

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{3.3 \text{ V}}{2.8 \mu\text{s}} \cdot \frac{1}{10.1 \Omega} \\ &= 116.69 \frac{\text{A}}{\text{ms}} \end{aligned}$$

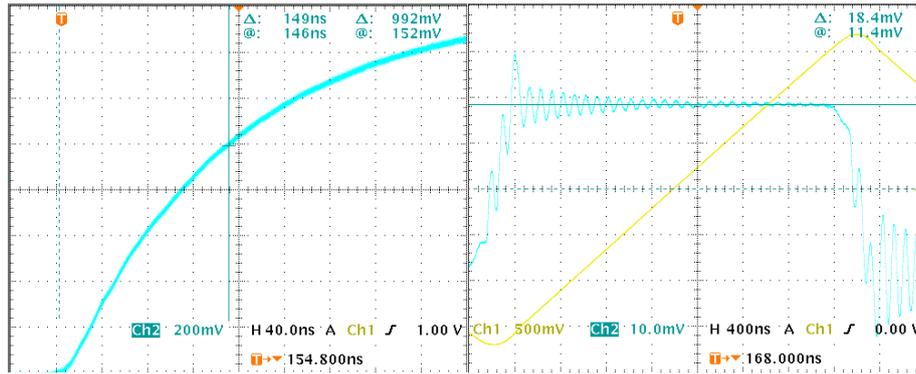


Abbildung 3.8: Induktivitätsmessung (li.) und Dreiecksantwort (re.) von Spule 2

Mit dem Betrag der (quasi-)stationären Antwort von $u_{2,stat} = 18.4 \text{ mV}$ ergibt das laut Formel 2.35 eine Gegeninduktivität von:

$$L_{1,2} = 0.158 \mu\text{H}$$

Eigenfrequenz/Kapazität Das rechte Oszillogramm in Abbildung 3.8 liefert die Einschwingfrequenz, mit welcher die Kapazität der Spule ermittelt werden kann.

$$f = \frac{20}{2 \mu\text{s}} = 10 \text{ MHz}$$

$$C_2 = 39.65 \text{ pF}$$

3.3.3 Messwertvergleich

Die in Tabelle 3.3 aufgelisteten Werte repräsentieren die Ergebnisse von allen drei Spulen. Es zeigen sich geringere Abweichungen zwischen den berechneten und gemessenen Werten. Die Differenzen in den Abweichungen der Induktivitätswerte werden den Fertigungstoleranzen zugeschrieben.

	R_2/Ω	$L_{2,2}/\mu\text{H}$	$L_{1,2}/\mu\text{H}$	C_2/pF
Berechnet	0.574	5.856	0.172	/
Gemessen	0.9	6.185	0.158	39.65

Tabelle 3.3: berechnete und gemessene Werte von Spule 2

3.4 Spule 3

Messungen mit dem Messsystem Spule 2 an beiden Umrichtermaschinen zeigen, dass die Einschwingvorgänge der Zeitableitungen der Ströme erst nach etwa $5\ \mu\text{s}$ abgeschwungen sind. Die dominanten niederfrequenten Einschwingstörungen weisen eine Periodendauer im Bereich von $2\ \mu\text{s}$ auf. Um mit den Spulen vom Typ 2 ein für das INFORM-Verfahren brauchbares Ergebnis zu liefern, sind diese relativ stark zu bedämpfen (auf eine Grenzfrequenz im Bereich von 200 kHz), bzw. sind nach der Verstärkung Tiefpassfilter zwischenzuschalten, mit dem Nachteil, dass die Überschwinger den Verstärker in Sättigung treiben können

Wesentlich sinnvoller erweist es sich, gleich bei der physikalischen Messwertaufnahme die geforderte Signalbandbreite mit einzubeziehen. Das betrifft auch die Berücksichtigung der Bandbreite der Vorverstärker. Wie die Simulationsergebnisse in Abschnitt 4.1.6 zeigen, ist die Bandbreite des Messsystems mit Spule 2 vorwiegend durch das Frequenzverhalten des Vorverstärkers bestimmt. Somit reicht es aus, Spulen mit geringerer Bandbreite und höheren Windungszahlen als Spule 2 zu verwenden. Die dadurch bedingte höhere Empfindlichkeit bzw. Gegeninduktivität wirkt sich in weiterer Folge auch positiv auf den Signal-Störabstand in der Signalkette aus.

Dimensionierung und Ausführung Um eine Vergleichbarkeit mit den vorhergegangenen Spulen zu wahren wurden die Hauptabmessungen dieser Messspule (Außen- u. Innendurchmesser sowie Spulenlänge) von Spule 2 übernommen. Dies gilt insbesondere für die nur schwer berechenbare Ersatzkapazität des betrachteten dynamischen Modells (siehe Abbildung 2.4). Die Rückrechnungen auf die Modellkapazitäten der vorangegangenen Spulen (1, 1.1, 2) zeigen jedoch, dass sich diese auf Werte kleiner als 50 pF beschränken.

Bei der Wahl des Wickeldrahtes wurde auf den bewährten 0.35mm - Draht zurückgegriffen. Mit ihm ergibt sich bei den gegebenen Abmessungen des Spulenkörpers und einlagiger Wicklung eine maximale Windungszahl von 212 Windungen, wobei real nur 207 realisierbar waren. Aus der nachfolgenden Kontrolle des Frequenzverhaltens mit den Formeln aus Abschnitt 7 zeigt sich, dass für eine Grenzfrequenz im Bereich von 200 kHz in Verbindung mit dünneren Drähten höhere Windungszahlen zulässig sind, jedoch war es aus fertigungstechnischer Sicht einfacher, bei der verwendeten Drahtstärke zu verbleiben. Abbildung 3.9 zeigt die Abmessungen des Spulenkörpers sowie des Gehäuses. Die mechanische Ausführung ist so ausgelegt, dass sich die Messspule sowie auch der Vorverstärker im geschlossenen Gehäuse befinden. Um kapazitive Effekte gering zu halten wurde als Werkstoff Polyethylen mit einer Dielektrizitätszahl von 2.2 gewählt. Außen ist zur Schirmung eine selbstklebende Kupferfolie aufgebracht, welche elektrisch mit dem Vorverstärker verbunden ist. Damit sich diese nicht zu nahe an der Spule befindet, wurde die Wandstärke des

- Draht: $d = 0.35 \text{ mm}$ Cu ($58 \cdot 10^6 \text{ S/m}$), lackisoliert
- Kern: Luft, PE; $\mu_r = 1$

3.4.1 Berechnete Werte

- Gegeninduktivität (Formel 2.8):

$$L_{1,2} = 0.992 \mu\text{H}$$

- Eigeninduktivität (Formel 2.11):

$$L_{2,2} = 193.606 \mu\text{H}$$

- Ohmscher Widerstand (Formel 2.27):

$$R_2 = 3.301 \Omega$$

3.4.2 Elektrische Messungen

Ohmscher Widerstand gemessen mit dem Digitalmultimeter

$$R_2 = 5 \Omega$$

Eigeninduktivität Die messtechnische Kontrolle der Eigeninduktivität erfolgt wie bei den anderen Spulen durch die Zeitkonstantenmessung in Abbildung 3.11. Als Grundlage dient das Ersatzschaltbild aus Abbildung 3.2. Der Widerstand zur Strommessung beträgt 100.5Ω . Die Kontrollrechnung des Generatorwiderstandes basiert auf der Spannungsanhebung (3.9 V) auf Kanal 2 und des Stromendwertes (Kanal1: $4 \text{ V}/100.5 \Omega$). Da das Spulengehäuse für starr fixierte Windungen sorgt, und mit mechanisch sehr geringen Toleranzen gearbeitet wurde, liefert die Messung für den geschirmten wie für den ungeschirmten Fall dieselben Ergebnisse.

$$R_{FG} = \frac{\Delta U_G}{\Delta I_G} = \frac{3.9 \text{ V}}{2 \cdot 4 \text{ V}/100.5 \Omega} = 48.994 \Omega$$

Die Induktivität des Messaufbaus und des Generators beträgt $L_{FG} = 3.1252 \mu\text{H}$. Somit ergibt sich mit einer Zeitkonstante von $\tau = 1.3 \mu\text{s}$ aus Abbildung 3.11 eine Eigeninduktivität von

$$L_{22} = 197.72 \mu\text{H}$$

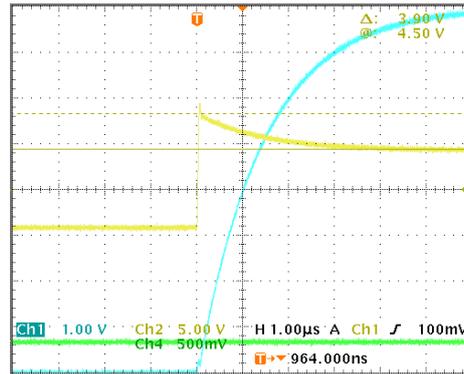


Abbildung 3.11: Induktivitätsmessung von Spule 3

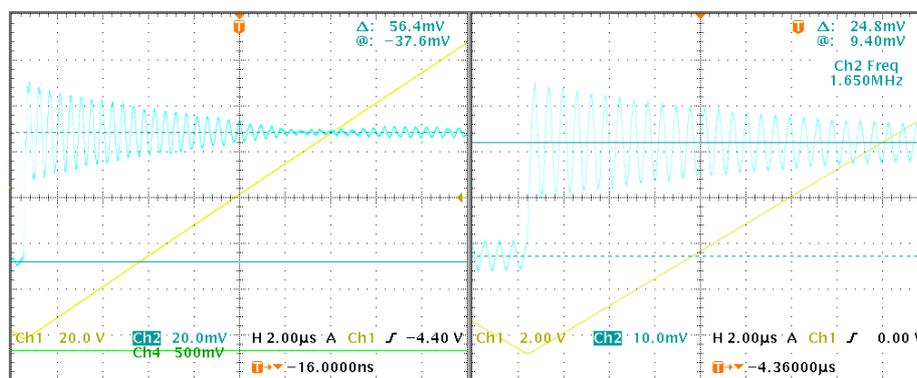


Abbildung 3.12: Sprungantwort Spule 3: links ungeschirmt ; rechts geschirmt

Gegeninduktivität Die Gegeninduktivität errechnet sich aus dem Stationärwert der Dreiecksantwort der Spulen (Abbildung 3.12). Kanal 1 zeigt den erregenden Strom und Kanal 2 die Antwort der Spule auf diesen. Die Bebürdung erfolgt nur durch die Kapazität des Tastkopfes, welche einen Wert von 1.3 pF aufweist. Bei der Messung ohne Schirm wurde der erregende Strom vier mal durch die Spulenbohrung geführt und bei der Messung mit Schirm zwei mal. Als Messwiderstand für den Strom wurde ein Widerstand von 100.5Ω verwendet.

Die Ergebnisse des geschirmten und ungeschirmten Falles decken sich auf Grund der festen Einbettung der Wicklung:

$$u_{2,stat} = 28.2 \text{ mV} ; \frac{di_1}{dt} = 26.61 \frac{\text{A}}{\text{ms}}$$

$$\rightarrow L_{12} = 1.060 \mu\text{H}$$

Eigenfrequenz/Kapazität Die Ermittlung der Eigenkapazität wurde für den ungeschirmten sowie für den geschirmten Fall betrachtet. Als Ausgangswert dienen die Ein-

schwingfrequenzen aus den beiden Sprungantworten in Abbildung 3.12.

$$f_{\text{ohneSchirm}} = \frac{18}{8 \mu\text{s}} = 2.250 \text{ MHz}$$

$$f_{\text{mitSchirm}} = \frac{13}{8 \mu\text{s}} = 1.625 \text{ MHz}$$

Gleichung 7.4 führt unter Berücksichtigung der Tastkopfkapazität auf die Eigenkapazitäten von Spule 3:

$$C_{2,\text{ohneSchirm}} = 24.006 \text{ pF}$$

$$C_{2,\text{mitSchirm}} = 47.216 \text{ pF}$$

Der Vergleich der Kapazitätswerte der Spulen deutet darauf hin, dass in den betrachteten einlagigen Fällen der Hauptteil des Kapazitätsbelages eher auf die Hauptabmessungen als auf die Anzahl der Windungen zurückzuführen ist.

3.4.3 Messwertvergleich

Die in Tabelle 3.4 gezeigte Auflistung steht für die Werte aller drei Spulen. Es zeigt sich, dass der Schirm die (Ersatz-) Kapazität stark anhebt.

	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 3.4: berechnete und gemessene Werte von Spule 3

3.5 Spule 4

Spule 4 ist für den Einsatz als passiver Sensor ausgelegt, der ohne zusätzliche Messverstärker auskommt, wobei die Dynamik und die Empfindlichkeit der angepassten Version von Messsystem 2 entspricht. Als Basis kommt ein Klappferritkern der Materialgüte 4W620 mit Luftspalt zum Einsatz. Die Auslegung des Luftspaltes erfolgte so, dass das Ferritmaterial bei einer Summendurchflutung von 150 A noch nicht in Sättigung ist. Auf der Basis einer Probemessung bei einem Prototypen mit 71 Windungen wurde die Windungszahl auf 91 festgelegt, um den quasistationären Übertragungsfaktor von etwa $9 \mu\text{H}$ (Messsystem 2: $L_{1,2} \cdot k$) zu erreichen.

Abbildung 3.13 zeigt ein Schnittbild von Spule 4. Der Aufbau erfolgte so, dass zuerst die Ferrithälften über einen Abstandshalter verklebt wurden, um den Luftspalt einzustellen. Nach der Isolation des Kerns und der Bewicklung wurde nach einer weiteren Isolationsschicht Kupferfolie als Schirm kurzschlussfrei (siehe Abschnitt 4.1.4) aufgeklebt, welcher dann über den Schirm der Messleitung mit der Masse der Auswertungshardware (dSpace-Hardware) verbunden wurde.

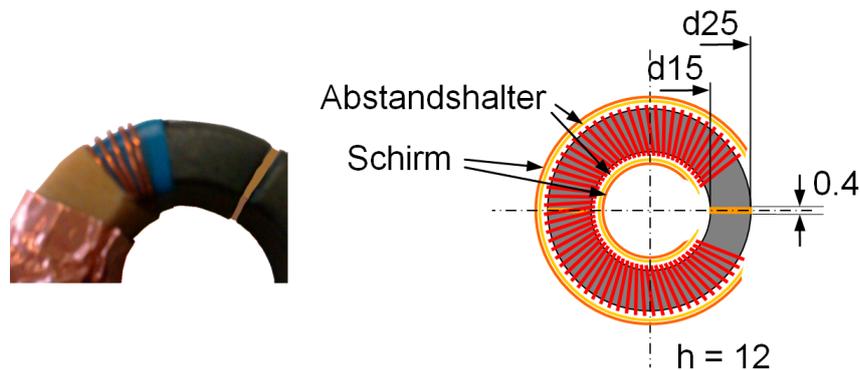


Abbildung 3.13: Aufbau von Spule 4 als Lagen- (li.) und Schnittbild (re.). Maße in mm

Geometrie

- Kern: Mantelstromfilter Würth Elektronik ArtNr.: 7427141

Innendurchmesser	$2r = 15 \text{ mm}$
Außendurchmesser	$2R = 25 \text{ mm}$
Höhe	$h = 12 \text{ mm}$
Material	4W620 (NiZn)
rel. Permeabilität	$\mu_r = 620$
Sättigung	$B_{sat} = 0.25 \text{ T}$

- Windungszahl: $N = 91$
- Luftspalt: $\delta_{\text{luft}} = 2 \cdot 0.4 \text{ mm}$, $A = 60 \text{ mm}^2$
- Draht: $d = 0.35 \text{ mm}$; Cu, lackisoliert

3.5.1 Berechnete Werte

- Sättigungsverhalten:

Die Abschätzung der Maximaldurchflutung bzw. des maximalen Summenstromes durch die Kernbohrung des magnetischen Kreises erfolgte nach Formel 2.38, wobei für die Flussdichte die Sättigungsflussdichte $B_{\text{sat}} = 250 \text{ mT}$ verwendet wurde:

$$I_{1,\text{max}} = 159 \text{ A}$$

- Eigeninduktivität (Formel 2.40):

$$L_{2,2} = 780 \mu\text{H}$$

- Gegeninduktivität (Formel 2.39):

$$L_{1,2} = 8.577 \mu\text{H}$$

- Ohmscher Widerstand (Formel 2.27):

$$R_2 = 0.603 \Omega$$

3.5.2 Elektrische Messungen

Ohmscher Widerstand gemessen mit dem Digitalmultimeter

$$R_2 = 1 \Omega$$

Eigeninduktivität Die Messung der Eigeninduktivität erfolgte mit Hilfe der Zeitkonstantenbestimmung nach dem Messaufbau in Abschnitt 3.1.2 mit einem Vorwiderstand von 100Ω . Abbildung 3.14 zeigt das zugehörige Oszillogramm, bei dem eine Zeitkonstante von $\tau = 5.38 \mu\text{H}$ ermittelt wurde. Nach dem Abzug der parasitären Induktivitäten ergab sich eine Eigeninduktivität von

$$L_{2,2} = 817.17 \mu\text{H} \quad .$$

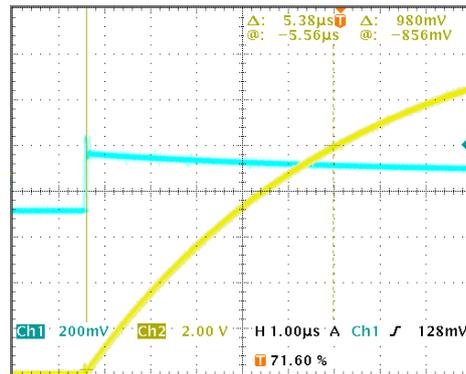


Abbildung 3.14: Induktivitätsmessung von Spule 4

Gegeninduktivität Für diese Messung wurde ein dreieckförmiger Strom, welcher über einen $100\ \Omega$ -Shunt gemessen wurde, fünfmal durch die Spulen geführt und die Dreiecksantwort aufgenommen. Das entsprechende Oszillogramm für den ungeschirmten Fall finden sich im linken Bild von Abbildung 3.15, wobei die quasistationären Spulenantwort von $306\ \text{mV}$ und der Stromanstieg von $31.81\ \text{A/ms}$ auf eine Gegeninduktivität von

$$L_{12} = 9.617\ \mu\text{H}$$

führt. Im rechten Bild sind die Dreiecksantworten aller drei Spulen im geschirmten Fall zu sehen. Während die quasistationären Spulenantworten in ihrer Höhe annähernd gleich waren, zeigten sich leichte Unterschiede in den Einschwingfrequenzen, was vorwiegend auf unterschiedliche Spulenkapazitäten zurückzuführen war. Die niedrigere Einschwingfrequenz war auf die zusätzliche Kapazität durch den Schirm zurückzuführen.

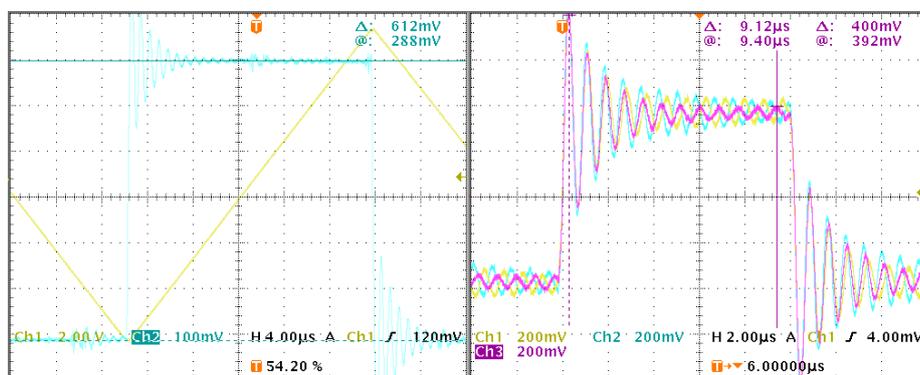


Abbildung 3.15: Gegeninduktivitätsmessung von Spule 4

Eigenfrequenz/Kapazität Die Ermittlung der Spulenkapazität erfolgte analog zu den Messungen an den Spulensystemen 1 bis 3 über die Einschwingfrequenz der Sprungantwort. Dabei wurde der Fall der geschimten Spulen mit - sowie ohne Anschlusskabel behandelt:

$$f = 1.21 \text{ MHz}$$

$$f_{Kabel} = 396.825 \text{ kHz}$$

Gleichung 7.4 weist diesen Einschwingfrequenzen unter Berücksichtigung der Tastkopfkapazitäten folgende Parallelkapazitäten zu:

$$C_2 = 19.87 \text{ pF}$$

$$C_{2,Kabel} = 196.71 \text{ pF}$$

3.5.3 Messwertvergleich

Tabelle 3.5 zeigt die Gegenüberstellung der Messungen zu den berechneten Werten. Der ohmsche Widerstand weist die größten Abweichungen vom berechneten Ergebnis auf, was vorwiegend auf den Kontaktwiderstand der Messspitzen auf den Spulendenen zurückzuführen ist, sowie auf eine geringere Genauigkeit des Messgeräts im niederohmigen Bereich. Diese Messfehler sind jedoch von geringer Bedeutung, da die Widerstandsmessung nur auf gröbere Fehler in den Spulen, bzw. auf Drahtbruch hinweisen soll.

Die Abweichungen in den Induktivitätswerten ist darin begründet, dass die Windungen auf Grund der Isolation nicht spaltfrei auf den Ferrit gelegt werden können, sowie in der Tatsache, dass die Feldverzerrung im Luftspalt auf kleinere effektive Luftspaltweiten führt. Beide Effekte vergrößern den magnetischen Leitwert des magnetischen Kreises gegenüber der Abschätzung, was sich in den höheren Induktivitätswerten der realen Spule ausdrückt.

Aus den Ersatzkapazitäten bzw. der Eigenfrequenzen ist zu erkennen, dass die Messleitungen bei diesem Spulentyp eine nicht zu vernachlässigende Rückwirkung auf die Bandbreite haben, weshalb diese zusätzliche Bebürdung auch in der Dimensionierung der späteren Bedämpfungsschaltung (siehe Abschnitt 4.3) berücksichtigt werden muss.

	R_2/Ω	$L_{2,2}/\mu\text{H}$	$L_{1,2}/\mu\text{H}$	C_2/pF
Berechnet	0.603	780	8.577	/
Gemessen ohne Kabel	1	817.17	9.617	19.87
Gemessen mit Kabel	1	817.17	9.617	196.71

Tabelle 3.5: berechnete und gemessene Werte von Spule 4

Kapitel 4

Messsysteme

Die Messwerterfassung hat die Aufgabe, die zu messende physikalische Größe in elektrische Signale zu wandeln, diese zu filtern und auf einen für die Messwertaufnahme (meist ADC) sinnvollen Signalpegel anzupassen. [16] In den Messsystemen der vorliegenden Arbeit besteht die Messkette aus den nicht-integrierenden Rogowskispulen, Differenzsignal-Vorverstärkern, Subtrahierern und einer Anpassschaltung für die Ankopplung an das dSpace-System.

Um eine gute und störfreie Messwertübertragung zu den auswertenden Schaltkreisen zu erreichen, ist auch auf das Übertragungs-, Masse- und Schirmungskonzept besonders zu achten. Weiters soll die Leistungsfähigkeit der Messspulen nicht durch die Eingangsschaltung (z.B. Kapazitive Behürdung durch Tiefpässe) des Verstärkers herabgesetzt werden. Es ist auch zu beachten, dass die Auswerteschaltung nicht in unmittelbarer Nähe der Sensoren platziert ist und deshalb auch nicht zu vernachlässigende Kabellängen erforderlich sind, über die das Messsignal getrieben werden muss.

Um diese Forderungen zu erfüllen, wurde als Vorverstärker schaltungstechnisch die Eingangsstufe der Instrumentenverstärkerschaltung gewählt. Sie stellt eine Massefreie, symmetrische Messung mit hochohmigen Eingängen sicher. Weiters liegt zwischen den Ausgängen der ersten OPV-Stufe ein verstärktes Differenzsignal, welches direkt für eine Differenzsignalübertragung verwendet werden kann. Eine Differenzsignalübertragung hat den Vorteil einer symmetrischen Übertragung, bei der die Auswirkungen von Strömen durch die Masse, sowie durch Gleichtaktstörungen, welche kapazitiv bei der Messspule eingeschleust werden, minimiert werden. Kapazitive Kopplungen wirken sich in hohem Maße aus, da durch die Pulsung des Umrichters Zeitableitungen der Spannungen an den zu messenden Phasen im Bereich von $> 400 \text{ V}/\mu\text{s}$ herrschen, und dadurch nicht zu vernachlässigende Verschiebungsströme entstehen. Am Ende der Messleitungen wird die Differenz der Messsignale gebildet und einer weiteren Verarbeitung bzw. Auswertung zugeführt.

Um einer unkontrollierten Behürdung der Messspulen entgegen zu wirken, wurde vor-

erst auf explizite Eingangsfilter verzichtet. Jedoch nähert sich die Übertragungsfunktion bei sehr niederohmigen Bedämpfungswiderständen ($R_m < R_{m,krit}$) der eines PT1-Gliedes, für dessen Zeitkonstante maßgeblich der Faktor $L_{22}/(R_2 + R_m)$ verantwortlich ist. Weiters ist es möglich, über eine kapazitiv-ohmsche Bebürdung spezielle Optimierungen des Nennerpolynoms der Übertragungsfunktion, wie zum Beispiel eine Besselcharakteristik 2. Ordnung zu erreichen (Abschnitt 7).

Damit eine Störungseinkopplung in die Schaltung klein gehalten wird, und aus konstruktiven Gründen, sind besonders die Vorverstärker in ihrer Baugröße kompakt zu halten.

Alle Schaltungen sollen zum verwendeten d-Space-System kompatibel sein:

- Versorgungsspannung: +/-15V [18]
- Auflösung: 16 bit auf +/-10V

4.1 Messsystem 1

Dieser Abschnitt beschreibt alle grundlegenden Konzepte und Kernkomponenten von Messsystem 1, welches seine Anwendung in Verbindung mit Spule 2 findet. Die Auslegung erfolgte vorwiegend zu Gunsten einer hohen Grenzfrequenz. Des Weiteren wurde darauf geachtet, die Anbindung der Spule sowie der Schirmung in der Schaltungswahl flexibel zu gestalten, um Erfahrungen für Weiterentwicklungen zu sammeln. In den Unterabschnitten 4.1.4 und 4.1.5 finden sich die Ergebnisse dieser Bemühungen. Abbildung 4.1 zeigt die Anordnung der Komponenten von Messsystem 1.

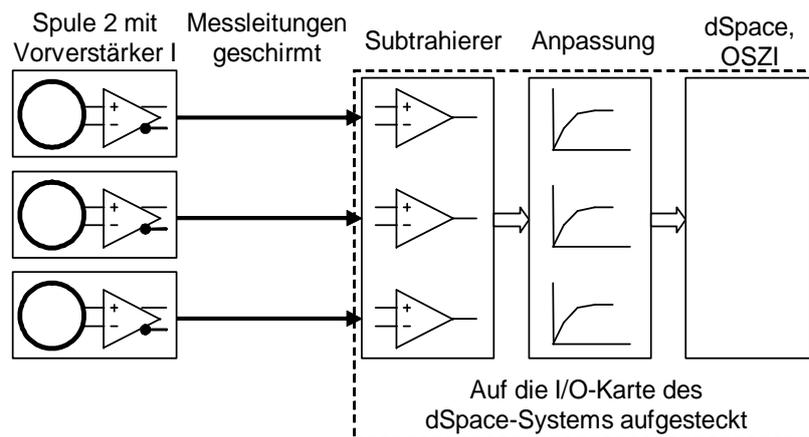


Abbildung 4.1: Anordnung der Komponenten von Messsystem 1

4.1.1 Vorverstärker I

Dimensionierung Die Vorverstärker sollen das Signal möglichst stark verstärken, um das SNR auf dem Weg von der Spule zur Differenzbildung möglichst günstig zu gestalten. Zur Abschätzung der Höhe der eingeschwungenen Spannung an den Messspulen (Spule 2: Abschnitt 3.3) in Formel 4.1 wurde eine Zwischenkreisspannung des Umrichters von $U_{zk} = 500 \text{ V}$ angenommen und eine Streuinduktivität der Maschine pro Strang von $L_\sigma = 6 \text{ mH}$. In der Sternschaltung wirkt bei einem Spannungsraumzeiger in eine Hauptrichtung die 3/2-fache Strangstreuinduktivität, womit sich mit der Zwischenkreisspannung der entsprechende Stromanstieg abschätzen lässt.

$$U_{spule} = L_{1,2} \dot{i} \approx L_{1,2} \cdot \left(\frac{3}{2} L_\sigma\right)^{-1} U_{zk} = 8.8 \text{ mV} \quad (4.1)$$

$$k_{ziel} = \frac{U_{ziel}}{U_{spule}} = 568 \quad (4.2)$$

Laut Formel 4.2 wäre, um den ADCs des Auswertungssystems einen Spannungswert in der Mitte ihres Auflösungsbereiches von $U_{ziel} = 5 \text{ V}$ zu liefern, ein Verstärkungsfaktor von 568 nötig. Praktische Untersuchungen haben gezeigt, dass beim Einschwingvorgang an der Maschine, nach dem Umschalten des Umrichters transiente Stromableitungen in den Maschinenzuleitungen auftreten, welche in den Messspulen vom Typ Spule2 Spannungen im Bereich von 0.8 V induzieren. Sollte das gesamte Messsystem auf eine bestimmte, tiefere Grenzfrequenz ausgelegt werden, um die Einschwingvorgänge zu dämpfen, besteht die Möglichkeit, wie auf den Seiten 92ff gezeigt, passive Filter/Bedämpfungen vor der Vorverstärkung zu schalten. Dabei kann, bei Betrachtung der Dämpfungskapazitäten, auch auf Spulen mit größeren Windungszahlen zurückgegriffen werden, um dadurch zusätzlich noch die Gegeninduktivität, und in weiterer Folge das Spulensignal zu erhöhen.

Auf diese Maßnahmen wird vorerst verzichtet, um bei einem schnellst möglichen Messsystem, auch die Möglichkeit zu haben, die Einschwingvorgänge bezüglich der Stromänderungsmessung zu untersuchen. Als praktisch sinnvoller Wert ergibt sich eine Verstärkungsfaktor im Bereich von 20.

Schaltung Bild 4.2 zeigt den Schaltplan eines Vorverstärkers. Diese Schaltung entspricht der Eingangsstufe der Grundsaltung des Instrumentenverstärkers. Sie entspricht folgenden Anforderungen:

- Niedriger Eingangswiderstand
- geringe Offsetspannung

- hohe Gleichtaktunterdrückung
- Differenzsignalübertragung
- symmetrischer Aufbau

Ein Operationsverstärker, ideal gesehen, hat die Eigenschaft, bei einer Rückkopplung seines Ausgangs auf den invertierenden Eingang, die Spannungsdifferenz zwischen den beiden Eingängen gegen null zu regeln. Dabei ist der Strom in die Eingänge ideal gesehen gleich null. So ergibt sich auch die Verstärkung der verwendeten Schaltung:

Im ausgeregelten Fall liegt an R_{U1} die Eingangsspannung (zwischen 5 und 4 bei JPU1) an, welche einen Strom verursacht, der auch durch R_{U3} und R_{U2} fließen muss. So liegt zwischen den Punkten 2 und 3 von JPU2 die um k verstärkte Eingangsspannung an:

$$I_{RU2} = U_E / R_{U1} \quad (4.3)$$

$$U_A = I_{RU2} \cdot (R_{U1} + R_{U2} + R_{U3})$$

$$k = \frac{U_A}{U_E} = 1 + \frac{R_{U2} + R_{U3}}{R_{U1}} \quad (4.4)$$

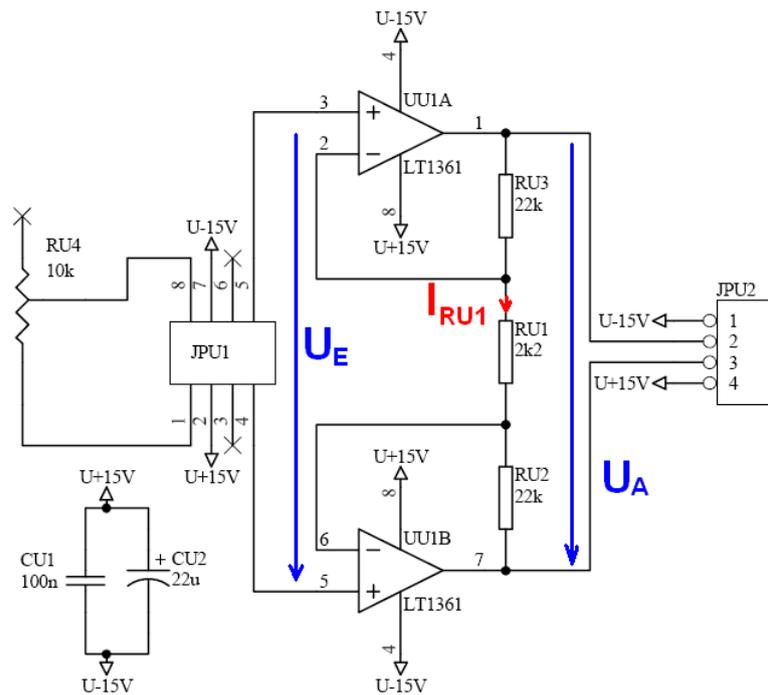


Abbildung 4.2: Schaltplan des Vorverstärkers

Realisierung in Hardware Als Kernbaustein des Vorverstärkers wurde der Baustein LT1361 (Datenblatt im Anhang) der Firma Linear Devices gewählt, da dieser unter anderem mit folgenden Eigenschaften den Anforderungen in dieser Schaltung genügt [19]:

- 800 V/ μ s Slew Rate
- 50 MHz Verstärkungsbandbreite
- C-Load(TM); kann kapazitive Lasten treiben (Kabel)

Zur Pufferung der Versorgungsspannung dient die Kombination der beiden Kondensatoren CU1 (100 nF) und CU2 (22 μ F). Für die Beschaltung wurde $RU1 = 2.2\text{ k}\Omega$ und $RU3 = RU2 = 22\text{ k}\Omega$ gewählt um damit laut Formel 4.4 einen Verstärkungsfaktor von $k = 21$ zu erhalten. Um in der Ausführung der Bedämpfungsschaltung und der Schirmbeschaltung flexibel zu sein sind die Verstärkereingänge, die Versorgungsspannungen, sowie ein 10k-Potentiometer auf einen DIL-8-Sockel (JPU1) gelegt, welcher die Schnittstelle zur Messspule darstellt. Die Verbindung zur anschließenden Subtrahierschaltung, auf welcher auch die Spannungsversorgung für die Vorverstärker bereitgestellt ist, geschieht über den 4-poligen Stecker JPU2.

4.1.2 Subtrahierer

Dimensionierung Die Subtrahierschaltungen haben die Aufgabe, die drei Differenzsignale von den Vorverstärkern in ein massebezogenes Signal zu wandeln, um diese dann in weiterer Folge nach (passiver) Tiefpassfilterung den ADC-Eingängen des dSpace-Systems zuführen zu können. Sie stellen die zweite Stufe der Instrumentenverstärkergrundschaltung dar. Desweiteren wird ein niederohmiges Massepotential bereitgestellt, um eine nachfolgende passive Filterung störungsfreier (die Referenzmasse wird nicht belastet) zu ermöglichen.

Bild 4.3 zeigt die Schaltung eines der drei Subtrahierer. Besitzen alle Widerstände denselben Wert, so stellt sich unter Annahme eines idealen OPVs am Ausgang (SIG1) eine Spannung gegen Masse (Dreieck), welche in ihrem Wert der Differenz der Potentiale zwischen E+ als positiven Eingang und E- als invertierenden Eingang entspricht. Die Widerstände wurden standardmäßig auf einen in der Praxis erprobten Wert von $RS1 = RS2 = RS3 = RS4 = 10\text{ k}\Omega$ gesetzt. JPS1 stellt das Terminal mit den dazugehörigen Versorgungspins zu dem jeweiligen Differenzverstärker dar. Diese Schaltung ist für alle drei Messertkanäle gleich, und die Ausgänge sind gemeinsam mit ihrem Bezugspotential auf die Steckerleiste JPS4 geführt.

Bereitstellung der Masse Da die Messsignale inklusive ihrer Referenz (Masse) einer weiteren Verarbeitung zugeführt werden, ist es möglich, dass der Referenzpegel bei fehlerhafter Dimensionierung der nachfolgenden Schaltungen unter Umständen zu stark belastet wird, und unkontrollierte Rückwirkungen auf das übergeordnete Messsystem entstehen. Zusätzlich soll die Schaltung einen universiellen Charakter in der Hinsicht erhalten, dass

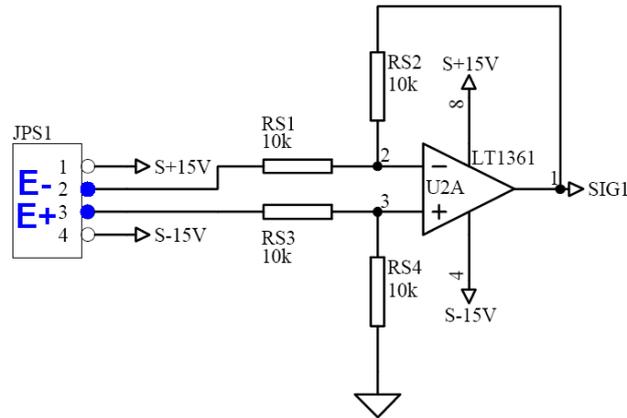


Abbildung 4.3: Schaltung eines der Subtrahierer

das Referenzsignal durch einfache Zusatzbeschaltungen unter Beachtung der Maximalaussteuerung der Signalgrößen, auf jeden beliebigen Pegel zwischen der negativen und positiven Versorgungsspannung gelegt werden kann.

Eine adäquate Lösung dieser Aufgabenstellung stellt die Grundschaltung eines Spannungsfolgers in Abbildung 4.4 dar: Ist das Netz "Bezug" auf keinen Wert fixiert, so stellt sich am Spannungsteiler RS13-RS14 die geteilte Versorgungsspannung als Wert ein, welcher vom Spannungsfollower als Bezugswert gepuffert wird. (dreieckiges Netzsymbol: SSignal Ground"). Dadurch wird erreicht, dass das Netz "Bezug" bei Ausgleichsvorgängen von nachgeschalteten Filtern nur schwach belastet wird. Die sogenannte Signalmasse wird zusätzlich noch durch Elektrolytkondensatoren gepuffert.

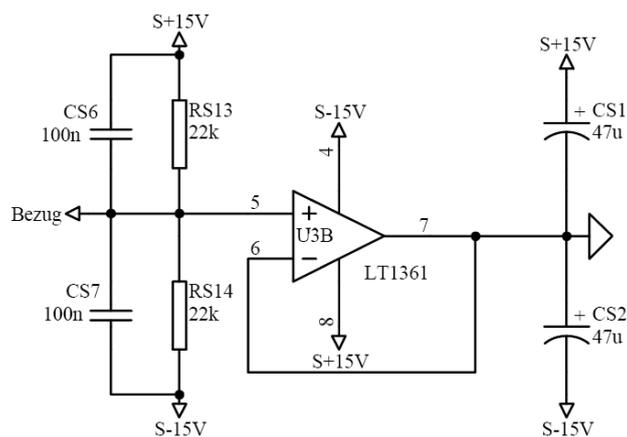


Abbildung 4.4: Bereitstellung der Masse

Realisierung in Hardware Als Kernbausteine kommen, wie bei den Differenzverstärkern, zwei Zweifach-OPVs des Typs LT1361 zum Einsatz, welche in ihrer Versorgung jeweils

mit einer Kondensatorkombination von 100 nF und $10\text{ }\mu\text{F}$ gestützt sind. Der Anschluss der Differenzverstärker erfolgt über JPS1, JPS2 und JPS3, die Versorgung mit der Bezugsspannung über JPS5, sowie der Signalausgang über JPS4. Die Schaltung ist bis auf die Steckverbinder und den Elektrolytkondensatoren in SMD-Technik gehalten.

4.1.3 Simulation der Verstärkungskette in PSPICE

Um die Eigenschaften des obigen Entwurfes zu prüfen wurde der Zusammenschluss des Vorverstärkers (Vorverstärker I) mit dem Subtrahierer sowie des Spannungsfolgers für die Massepufferung in SPICE, welches ein Plugin der verwendeten Entflechtungssoftware ist, überprüft. Die Belastung des Subtrahierers wurde mit einem $1\text{ k}\Omega$ -Widerstand zwischen dem Netz SIG1 und "Signal Ground" vorgenommen. Bild 4.5 zeigt die Antwort der Schaltung auf einen Spannungssprung von -0.5 V auf $+0.5\text{ V}$ bei einer Anstiegszeit von 10 ns zwischen den beiden Eingängen. Dem Zufolge ist mit einer leicht höheren Verstärkung des Signals zu rechnen, als in Formel 4.4 berechnet. Der Verstärker ist nach 400 ns eingeschwungen.

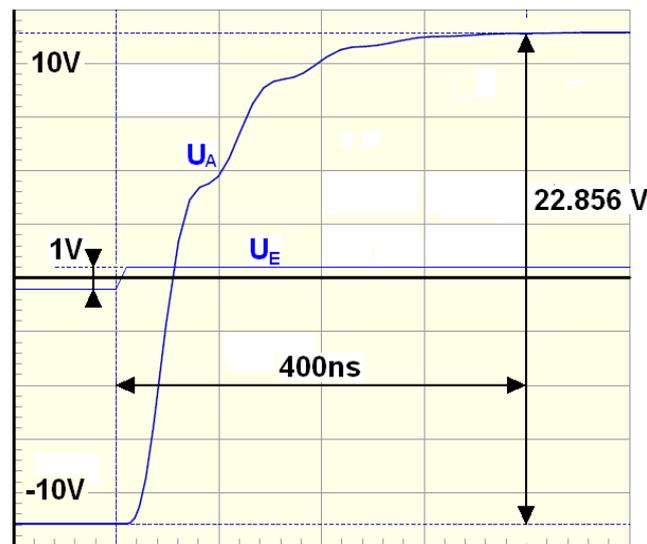


Abbildung 4.5: Sprungantwort des Verstärkers

4.1.4 Schirmung

Der Schirm hat die Aufgabe, den Feldraum, in dem sich die Messspule sowie der Messverstärker befinden, in Bezug auf die Potentialverteilung zeitlich zu stabilisieren, um einerseits die Belastung des Messsignals mit Störungen gering zu halten und andererseits die Eingänge des Vorverstärkers vor Überspannungen zu schützen. Bewerkstelligt wird das durch eine leitfähige Umschließung des zu schützenden Bereiches und Anschluss dieser an ein konstantes Potential.

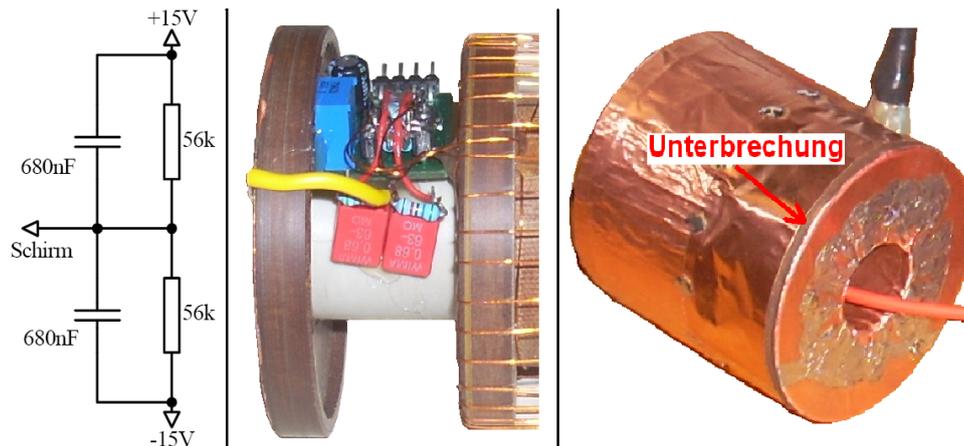


Abbildung 4.6: Schirmkonzept von Spule2

Die Messungen in Abschnitt 3.2 zeigen, dass die ungeschirmten Spulen eine höhere Resonanzfrequenz aufweisen, als die im ungeschirmten Fall, was auf eine Erhöhung der parasitären Spulenkapazität zurückzuführen ist. Um das Ausmaß dieser Kapazitätserhöhung gering zu halten, sollte der Schirm in einem gewissen Abstand von der Spulenoberfläche platziert sein. Als Abstandhalter empfehlen sich Materialien, welche eine geringe elektrische Permeabilität aufweisen.

Des Weiteren ist der Schirm in seiner Geometrie so zu wählen, dass keine (niederohmigen) Strompfade existieren, welche eine Flussverkettung mit der Messspule aufweisen. Solche Kurzschlusspfade wirken dämpfend, da Ströme entstehen, welche einer raschen Flussverkettungsänderung der Rogowskispule entgegenwirken.

Bei der Messwertaufnahme mit den Spulen vom Typ 2 sind die Anforderungen in Bezug auf die vergrößerte Kapazität dadurch bewerkstelligt, dass sich die Spule und der Vorverstärker in einem gemeinsamen Gehäuse befinden, an dem das Schirmmaterial (Kupferband) aufgeklebt ist. Da der Großteil der Störungen durch die Spannungssprünge des zu messenden Leiters entstehen, ist der Schirm in der Bohrung der Spule durchgehend, während das Kupferband zur Vermeidung der Dämpfung an der Spulenaußenseite unterbrochen ist (siehe Abbildung 4.6 rechts).

Der Anschluss des Schirms an die Verstärker erfolgt aus Symmetriegründen über einen ohmsch-kapazitiven Teiler an die positive und negative Versorgung. Abbildung 4.6 zeigt die Verdrahtung des Schirmanschlusses beim Messsystem mit Spule2, in welchem der Vorverstärker I verbaut ist. Die Versorgungspins $\pm 15\text{V}$ werden über den DIL-8 Sockel der Verstärkerschaltung bereitgestellt.

4.1.5 Anbindung der Messspule

Um Rückkopplungen über Kapazität zwischen Spule, Versorgung, Schirm und Vorverstärker zu dämpfen und das "Wegdriften" der Verstärkereingänge zu verhindern, sind die stationären Potentiale dieser, bzw. der Spulenanschlüsse auf einem definierten Niveau zu halten. Abbildung 4.7 zeigt die dazugehörige Verschaltung der Messspule mit den potentialfixierenden Widerständen sowie dem bereits auf dem Vorverstärkerprint untergebrachten Dämpfungswiderstand R_d . Die Pfeile E+/E- stellen die beiden Eingänge des Vorverstärkers dar. Der Satz aus den vier 56k-Widerständen fixiert den Stationärwert des Potentials beider Verstärkereingänge auf einen Wert, welcher mittig zwischen den beiden Versorgungsspannungen liegt, um die größtmögliche Aussteuerbarkeit in positive sowie in negative Richtung zu erreichen. Diese Schaltung wirkt mit $0.5 \cdot (56k + 56k)$ dämpfend auf die Messspule. Bei Spule 2 ist dieses Konzept, auf dem DIL-8 Sockel des Vorverstärker verdrahtet.

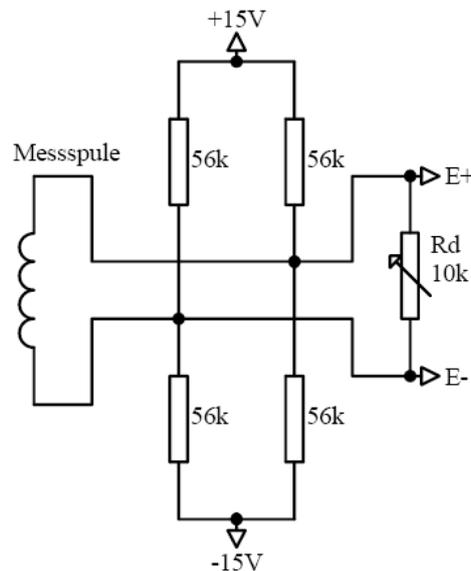


Abbildung 4.7: Anschluss der Messspule an den Verstärker

4.1.6 Sprungantwort des Messsystems mit Spule 2

Simulation mit SPICE Zur Untersuchung der Zusammenhänge wurde das Spulenmodell aus Abschnitt 2.4 mit den Kennwerten für Spule2 gemeinsam mit dem Verstärker und dem Subtrahierer in SPICE simuliert. Für den Dämpfungswiderstand $R_m \approx R_d$ wurde nach Formel 7.6 der für die benutzte Spule kritische Wert für den aperiodischen Fall von 197Ω gewählt.

Abbildung 4.9 zeigt die Simulationsergebnisse obiger Schaltung, wobei I_m den Strom durch die Spulenbohrung, U_E die Spannungsantwort der Rogowskispule und U_A die Ant-

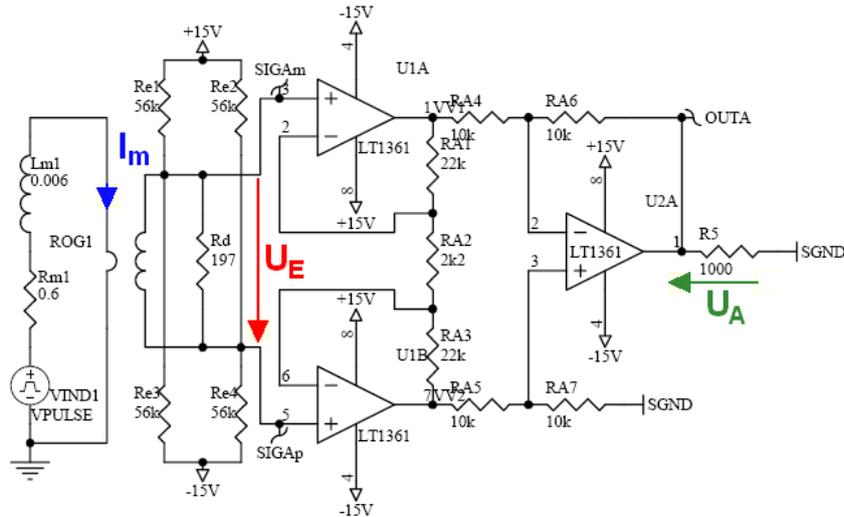


Abbildung 4.8: Schaltung für die Simulation des gesamten Messsystems mit Spule 2

wort des gesamten Systems darstellt. Das Signal der Spule ist bereits nach etwa 150ns eingeschwungen während die Gesamtantwort nach 467ns als eingeschwungen angesehen werden kann. Bei einem Stromanstieg von 40 A/ms liefert der Subtrahierer am Ausgang gegen Masse einen eingeschwungenen Spannungswert von 344 mV:

$$k_{stat,Sp2,sim} = \frac{1}{2} 288 \text{ mV} \cdot \frac{1}{40 \text{ A/ms}} = 3.6 \mu\text{H}$$

Dieser Kennwert hat nur die Einheit einer Induktivität, physikalisch jedoch nichts mehr mit

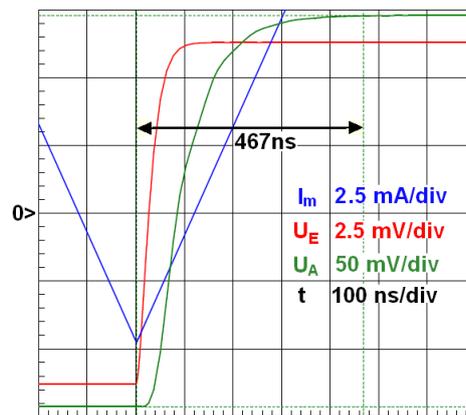


Abbildung 4.9: Simulation von Messsystem 1

einer Größe dieser Klasse zu tun. Beim Vergleich der Einschwingdauer der Spule mit der des Verstärkers lässt sich ein Ansatzpunkt einer besseren Abstimmung des gesamten Systems in der Hinsicht erkennen, dass es sinnvoll ist, die Geschwindigkeit der Spule an die der Verstärkerschaltung bzw. des übergeordneten Messsystems anzupassen. Eine Optimierung

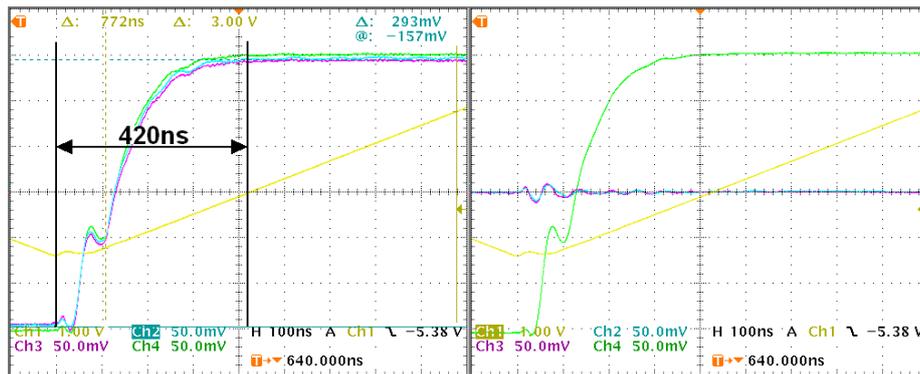


Abbildung 4.10: Sprungantwort von Messsystem 1 aller drei Spulen gleichzeitig (li.) nur einer Spule (re.)

in diese Richtung ("langsamere" Spule) lässt höhere Windungszahlen zu, was auch zu einer höheren Gegeninduktivität führt und somit auch zu einem stärkeren Spulenantwort.

Messung der Sprungantwort des Messsystems mit Spule 2 Für diese Messung wird mit einem Frequenzgenerator und einem ohmschen Widerstand (gemessen $R = 97.7 \Omega$) ein dreieckförmiger Strom erzeugt, welcher durch die Spulen geführt ist. Die Verbindung der Vorverstärker mit dem Subtrahierer erfolgt bereits über drei geschirmte, vierpolige Kabel mit 170cm Länge. Aus Stabilitätsgründen der Vorverstärker sind die Schirme offen. Die Antworten aller drei Spulen auf denselben Stromverlauf sind im linken Oszillogramm von Abbildung 4.10 illustriert. Der Messwert kann nach 420ns als eingeschwungen betrachtet werden. Das rechte Messbild zeigt das Ergebnis derselben Messung mit dem Unterschied, dass das Testsignal nur durch eine Spule geführt wird. Dabei ist ein leichtes, kurzzeitiges Übersprechen zu beobachten, welches nach der Einschwingdauer von Channel 4 bereits abgeklungen ist. Der Übertragungsfaktor dieses Systems für den quasistationären Fall ergibt sich zu:

$$k_{stat,Sp2,real} = \frac{1}{2} \cdot 293 \text{ mV} \cdot \frac{97.7 \Omega \cdot 772 \text{ ns}}{3 \text{ V}} = 3.68 \mu\text{H}$$

4.1.7 Anbindung an das dSpace-System

Die Verbindung der Messsysteme mit dSpace geschieht mittels Anpassungsprints, welche folgende Aufgaben übernehmen:

- Anpassung der Pinbelegung des Subtrahierers (JPA1,JPA2) auf eine 2x3-poligeStiftleiste (JPA3)
- Pufferung der Versorgungsspannung

- passive Filterung der Messsignale
- Möglichkeit eines Kopplungsnetzwerkes

Abbildung 4.11 zeigt den Schaltplan dieses Adapters, wobei der eingerahmte Bereich dreimal, für jeden Kanal ausgeführt ist. Die Widerstände R1, R2 in Kombination mit den Kondensatoren C1 und C2 stellen eine passive Filterung dar, während C7, R7, C8 und R8 die Möglichkeit einer frequenzabhängigen Verkopplung bieten. Zur praktischen Anwendung kam jedoch nur die passive PT2 Filterung mit jeweils 50 Ohm und 100pF, da die nachträgliche Verkopplung der Messsignale keine guten, reproduzierbaren Ergebnisse lieferte.

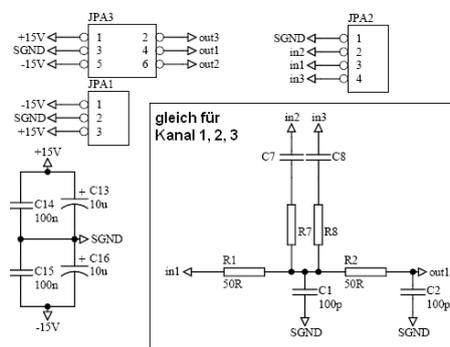


Abbildung 4.11: Schaltplan der Anpassungsschaltung

4.2 Messsystem 2

In dieser Messkette (Abb. 4.12) kommen die Spulen vom Typ 3 zum Einsatz, dessen elektrische Werte auf die tatsächlich benötigte Signalbandbreite getrimmt sind. Der Unterschied in der Signalaufbereitung zu Messsystem 1 liegt nur beim Vorverstärker, während der Subtrahierer und die Anpassungsschaltung übernommen wurden.

4.2.1 Vorverstärker II

Der hier behandelte Vorverstärker ist eine anschlusskompatible Weiterentwicklung von Vorverstärker I. Das Layout ist für die platzsparende Unterbringung im Gehäuse von Spule 3 konzipiert. Bis auf einen Pufferkondensator und das Dämpfungspotentiometer ist diese Schaltung vollständig in SMD gehalten und vereint folgende Funktionen auf einem zweilaagigen Print, dessen Schaltplan in Abbildung 4.13 illustriert ist:

- Vorverstärker als Differenzverstärker mit Differenzausgang (ähnlich Vorverstärker I)

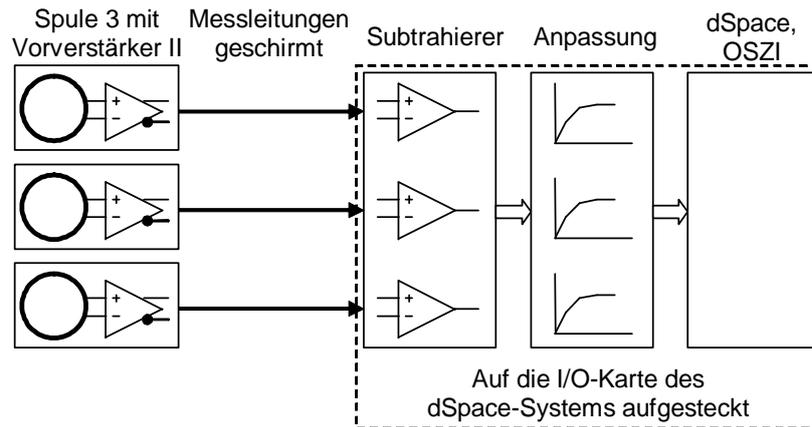


Abbildung 4.12: Anordnung der Komponenten von Messsystem 2

- Messspulenanschluss nach Abschnitt 4.1.5 mit
- Spulenbedämpfung durch Kondensator und Potentiometer
- Ankopplungsschaltung für die metallische Schirmung

Die Auslegung des Verstärkungsfaktors und der Spulenbedämpfung erfolgte iterativ, um eine möglichst gute Anpassung für Betrieb an Maschinensatz 2 in der f_0 -kompensierenden Schaltung (siehe Abschnitt 5.2.3) zu erreichen. In der Erstauslegung für den Test wurden die Spulen mit der Kombination von 47 pF und 912 Ω (CU3 und RU10 Abbildung 4.13) bedämpft, wobei der verstärkungsbestimmende Widerstand RU1 auf 1.5 k Ω gesetzt wurde. Die zusätzlich im Schaltplan eingetragenen Werte CU3=2.2 nF, RU10=174 Ω und RU1=3.9 k Ω kamen im Sinne der Anpassung zur Geltung.

Des Weiteren wurden die 4.7 pF - Kapazitäten CS1 und CS2 hinzugefügt, welche das Stabilitätsverhalten des verwendeten dual-OPVs LT1361 verbessern.

Erstauslegung Die Erstauslegung von Vorverstärker II nach den Werten der Widerstände RU1,2,3 in Abbildung 4.13 liefert nach Formel 4.4 einen stationären Verstärkungsfaktor von:

$$k_{erst} = 1 + \frac{15 \text{ k}\Omega + 15 \text{ k}\Omega}{1.5 \text{ k}\Omega} = 21$$

Als Parallelkapazität für die Spule wurde vorerst ein Wert von $CU3 = 47 \text{ pF}$ ($= C_m$) gewählt, während sich die elektrischen Werte der angeschlossenen Spule 3 zu $C_2 = 47.216 \text{ pF}$, $L_{2,2} = 197.72 \mu\text{H}$ und $R_2 = 5 \Omega$ ergeben. Mit Hilfe der Zusammenhänge in Abschnitt 7 wird die Bedämpfung der Spule so eingestellt, dass die Übertragungsfunktion einem

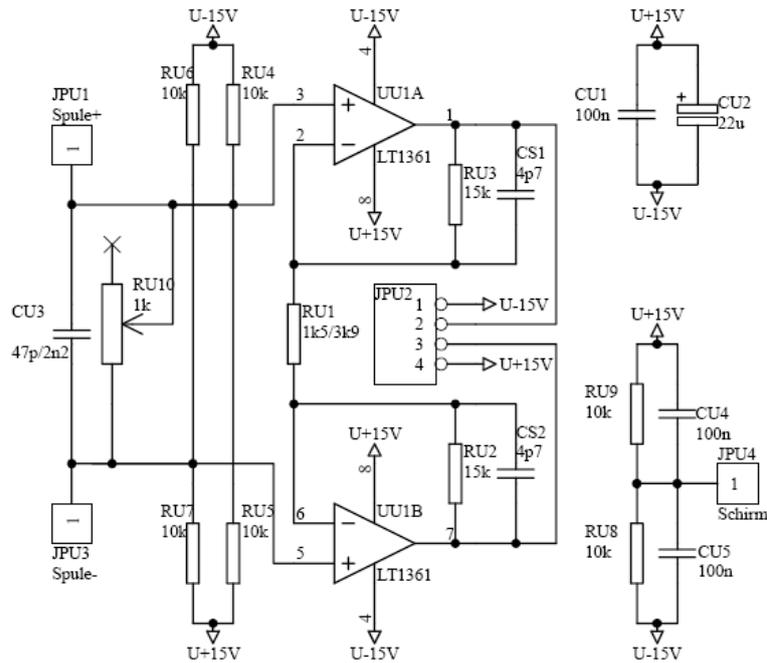


Abbildung 4.13: Schaltung Vorverstärker II

Bessel-Tiefpass 2. Ordnung entspricht. Die folgenden Gleichungen bringen den dazu nötigen Bezug zu den Bauteilwerten im Schaltplan (Notation von Gln 7.16, 7.17):

$$\begin{aligned}
 C & : = CU3 + C_2 = 94.216 \text{ pF} \\
 R_m & : = RU10 \parallel ((RU4 + RU6) \parallel (RU5 + RU7)) = RU10 \parallel 10 \text{ k}\Omega \\
 \rightarrow RU10 & = \frac{10 \text{ k}\Omega \cdot R_m}{10 \text{ k}\Omega - R_m}
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

Die Berechnung nach den Formeln 7.16 und 7.17 liefern eine Grenzfrequenz von

$$f_g = \frac{\omega_g}{2\pi} = 675 \text{ kHz}$$

bei einem ohmschen Dämpfungsanteil von (mit RU6 eingestellt):

$$\begin{aligned}
 R_m & = 836 \text{ }\Omega \\
 \rightarrow RU6 & = 912 \text{ }\Omega
 \end{aligned}$$

4.2.2 Anpassung an Maschinensatz 2

Um Daten für die weitere Anpassung an den Maschinensatz 2 zu erhalten, wurde die Maschinenantwort auf eine Pulssequenzfolge (-0/-V/+W: nähere Erörterung in Abschnitt

5.2.3) aufgenommen. Zur Validierung und Interpretation dieser Messung wurde noch die Dreiecksantwort des Messsystems bei einem Stromanstieg von 103.314 A/ms aufgenommen, wodurch auch die Reproduzierbarkeit dieser Aufnahmen gesichert ist. Wie im linken Oszillogramm in Abbildung 4.14 zu erkennen ist, haben die drei Messkanäle der Stromanstiegserfassung das gleiche Verhalten, bei einer Einschwingzeit von etwa $1.3 \mu\text{s}$. Bei der Erfassung des rechten Oszillogrammes, der Testmessung an der gepulsten Maschine wurde, um hohe Stromanstiege zu erzielen, der Maschinenfluss auf 1.1-fachen Nennfluss gehalten. Als Messschaltung kam die in Abschnitt 5.2.3 beschriebene, f_0 -kompensierende Anordnung zum Einsatz. Zum Einen ist zu erkennen, dass der größte, ein Messergebnis repräsentierende Ausgangswert über dem im dSpace höchsten zu digitalisierenden Spannungspegel (10 V) liegt, und zum Anderen stabilisieren sich die Signale erst nach etwa $3.4 \mu\text{s}$. Aus diesen Abschätzungen folgt, dass

- die Vorverstärkung auf etwa den halben Wert der Erstausslegung verringert werden soll und
- die Bandbreite auf eine Einschwingzeit entsprechend der oben gemessenen $3.4 \mu\text{s}$ verkleinert werden kann .

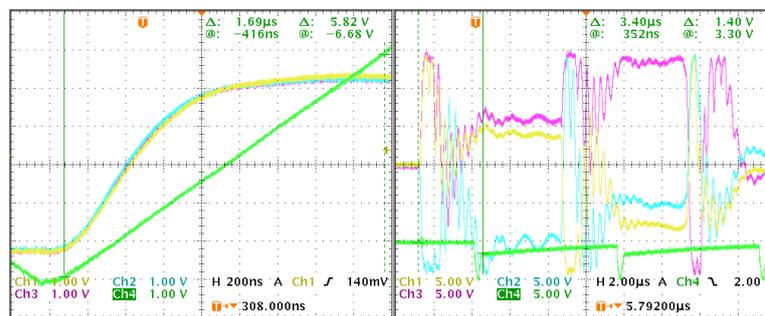


Abbildung 4.14: Dreiecksantwort von Messsystem 2 vor der Anpassung mit 303.314 A/ms (li.) und Maschinenantwort bei Maschinensatz 2

Verstärkung Für die Verringerung der Vorverstärkung wurde für $RU1$ in Abbildung 4.13 ein neuer Wert von $RU1 = 3.9 \text{ k}\Omega$ gewählt, sodass sich nach Formel 4.4 ein neuer Verstärkungsfaktor von $k_{amp} = 8.6923$ ergibt.

Bandbreitenbegrenzung Für die Ermittlung der Werte für die neue Spulenbedämpfung wurde das gesamte Messsystem entsprechend Abschnitt 4.1.6, jedoch mit Vorverstärker II mit unterschiedlichen Werten für $CU3$ und den dazugehörigen Werten von $RU10$ mit

SPICE simuliert. Als sinnvoll erwies sich eine Dämpfungskapazität von 2.2 nF, aus welcher dann entsprechend den Formeln 7 und 4.5 die folgenden Werte resultierten:

$$\begin{aligned}
 CU3 &= 2.2 \text{ nF} \\
 &\rightarrow R_m = 174 \Omega \\
 &\rightarrow RU6 = 177 \Omega \\
 f_g &= 137 \text{ kHz}
 \end{aligned}$$

Abbildung 4.15 zeigt die Maschinenantwort auf die gleiche Schaltsequenz wie in Abbildung 4.14, jedoch wurde diese mit dem angepassten Messsystem dessen Einschwingzeit bei etwa $3.8 \mu\text{s}$ liegt, (Dreiecksantwort in Abschnitt 4.2.3) aufgenommen. Der Vergleich mit dem ursprünglichen System zeigt eine gute Verbesserung in Bezug auf die Dämpfung höherfrequenter Einschwingvorgänge, während die Verstärker in keinem Zeitpunkt sättigen (in ihrem Ausgangssignal durch die Versorgungsspannung begrenzt sind). Die Stromanstiegsignale nehmen ihren quasistationären Wert nach etwa der gleichen Zeit ein, wie bei den unangepassten Spulen, da das angepasste System noch immer schnell genug ist, um das Nutzsignal nicht wesentlich zu beeinflussen.

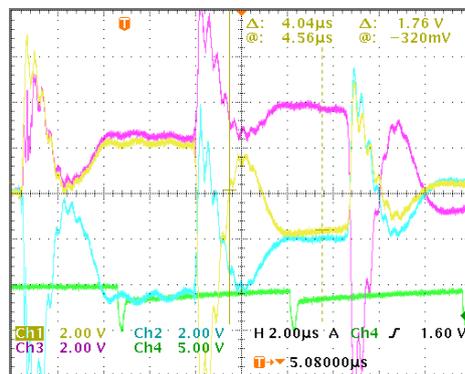


Abbildung 4.15: Maschinenantwort an Maschinensatz 2 mit dem angepassten Messsystem 2

4.2.3 Simulation und Test

Um das reale Verhalten von Messsystem 2 zu verifizieren, wurde die Antwort auf einen dreieckförmigen Strom gemessen und in SPICE simuliert. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.16 gegenübergestellt. Für den Messaufbau wurde der Strom jeweils dreimal durch die Spulen geführt und über einen 100.5Ω -Widerstand mit Kanal 4 erfasst. Kanal 1 bis 3 im Oszillogramm geben die Ausgänge des Subtrahierers wieder. Der Anstieg der Stromsumme

durch die Spule für die Simulation sowie in der Messung ergibt sich zu

$$\frac{di}{dt} = 3 \cdot \frac{12 \text{ V}}{5.82 \mu\text{s}} \frac{1}{100.5 \Omega} = 61.5 \frac{\text{A}}{\text{ms}}$$

Der Stationärwert der Systemantwort ($U_{A,stat}$) auf diese Stromänderungsrate beträgt 542 mV, während die Simulation einen Wert von 548 mV ergibt. Zur analytischen Rechnung ist der mit Gleichung 2.35 errechnete Übertragungsfaktor der Messwertaufnahme k_{stat} mit dem Verstärkungsfaktor des angepassten Vorverstärkers ($k_{anp} = 8.6923$) und dem Stromanstieg zu kombinieren:

$$\begin{aligned} U_{A,stat} &= \frac{di}{dt} \cdot k_{anp} \cdot k_{stat} \\ &= 61.5 \frac{\text{A}}{\text{ms}} \cdot 8.6923 \cdot \frac{1.059 \mu\text{H}}{1 + \frac{5 \Omega}{174 \Omega}} \\ &= 550 \text{ mV} \end{aligned}$$

Die maximale Abweichung der gemessenen, simulierten und berechneten Werte beträgt 8 mV, was einem relativen Fehler von 1.5% entspricht. Wie die Abbildung 4.16 weiter erkennen lässt ist das Zeitverhalten der einzelnen Kanäle zueinander sowie zur Simulation nahezu identisch.

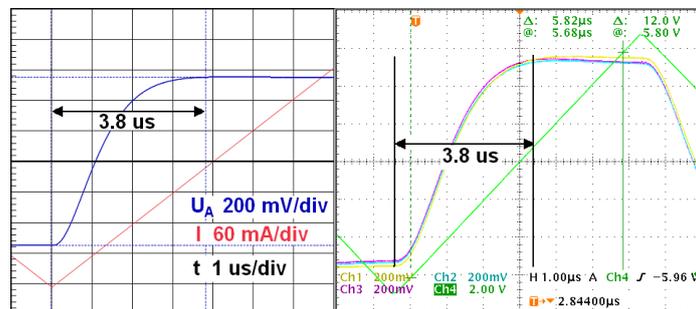


Abbildung 4.16: Simulation (li.) und Messung (re.) der Dreiecksantwort von Messsystem 2

4.3 Messsystem 3

Messsystem 3 dient zur Untersuchung der messtechnischen Möglichkeiten eines CDI-Sensors, welcher ohne Messverstärker auskommt, sowie in seinen Eigenschaften mit Messsystem 2 vergleichbar ist (f_g). Als Basis dient Spule 4, welche auf einem Ferritkern mit Luftspalt aufgebaut ist. Die Vorteile solcher Konstruktionen liegen, wie in Abschnitt 2.7 beschrieben, in einer kleineren Baugröße und der Reduktion auf wenige, einfache Komponenten (Abb. 4.17). So ist dieses Messsystem nur auf die geschirmten, passiven Spulen, die Messleitungen

und den Stecker mit den Bedämpfungen beschränkt.

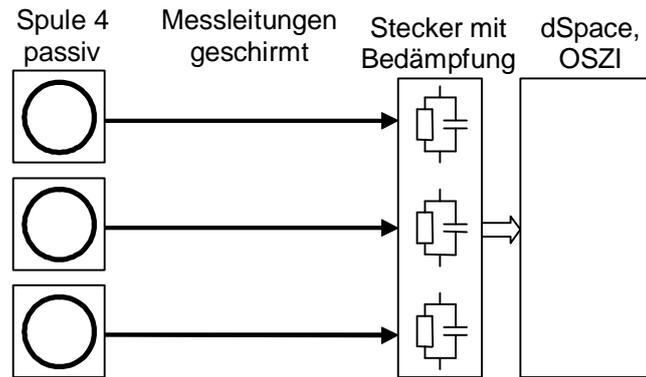


Abbildung 4.17: Anordnung der Komponenten von Messsystem 3

4.3.1 Abschätzung des maximalen Übertragungsfaktors

Nach den Koeffizienten für die Anpassung der Spulen auf Besselkoeffizienten in Formel 7.16 ist die Grenzfrequenz ω_g bei Vernachlässigung des Spulenwiderstandes R_2 hauptsächlich vom Produkt aus der Parallelkapazität C mit der Eigeninduktivität $L_{2,2}$ abhängig:

$$\omega_g = \sqrt{\frac{1}{3 \cdot L_{2,2} \cdot C}} \quad (4.6)$$

In dieser Betrachtungsweise erfolgt die Anpassung von Messsystem 2 an die geforderten Filterungseigenschaften als Verringerung von ω_g durch eine zusätzliche Parallelkapazität. Unter der Annahme einer gleichbleibenden Spulenkapazität würde eine Erhöhung der Eigeninduktivität im Sinne einer Vergrößerung der Windungszahl zum gleichen Ergebnis führen, mit dem Vorteil, dass sich zusätzlich auch ein Gewinn in der Gegeninduktivität, also im Übertragungsfaktor ergäbe. Mit Hilfe der Gleichungen 2.39, 2.40 und 4.6 lässt sich eine Näherung für die maximale Gegeninduktivität $L_{1,2}$ zur durchgeführten Stromsumme ermitteln, welche bei einem durch G_{mag} charakterisierten magnetischen Kreis unter den Randbedingungen ω_g und C möglich ist:

$$L_{1,2,max} = \sqrt{\frac{G_{mag}}{3\omega_g^2 C}} \quad (4.7)$$

Die Unbekannte dieser Abschätzung ist die Parallelkapazität, welche in der geforderten Genauigkeit nur durch ein iteratives Konstruktionsverfahren bestimmt werden kann. Aus den gemessenen Werten für die Gegeninduktivität und der Kapazität von Spule 4 mit

der Messleitung würde sich für diese Bedingungen bei der angepassten Grenzfrequenz von Messsystem 2 ein maximaler Übertragungsfaktor von

$$L_{1,2,\max,Spule4} = 15.6 \mu\text{H}$$

ergeben, was bedeutet, dass die Verstärkung des aktuellen Messwandlers bei gleicher Bandbreite noch um etwa 40% gesteigert werden könnte. Für die Konstruktion von Messsystem 3 ist jedoch die Vergleichbarkeit zu Messsystem 2 von Vorrang. Darum ist die hier verwendete Spule 4 nur auf eine Gegeninduktivität von etwa $9 \mu\text{H}$ ausgelegt, um annähernd den gleichen (quasi-) stationären Übertragungsfaktor von Messsystem 2 zu treffen:

$$\begin{aligned} [k_{anp} \cdot k_{stat}]_{\text{Messsystem 2}} &\approx [L_{1,2}]_{\text{Spule 4}} \\ 8.948 \mu\text{H} &\approx 9 \mu\text{H} \end{aligned}$$

4.3.2 Anpassung der Dynamik

Die Anpassung des Frequenzganges von Messsystem 3 erfolgt nach dem gleichen Verfahren wie bei Messsystem 2, wobei durch eine entsprechende Wahl der Bedämpfungsparameter versucht wird, einen Bessel-Tiefpass gleicher Grenzfrequenz zu erreichen. Unter Verwendung der Messwerte für Eigeninduktivität und Widerstand von Spule 4 (Tabelle 3.4) führt die numerische Auswertung der Gleichungen 7.16 und 7.17 auf eine Gesamtkapazität von

$$\begin{aligned} C(f_g = 137 \text{ kHz}, L_{2,2} = 817.17 \mu\text{H}, R_2 = 1 \Omega) &= C_2 + C_d \\ &= 551.3 \text{ pF} \end{aligned}$$

Bei Berücksichtigung leitet sich daraus die zusätzlich erforderliche Bedämpfungskapazität ab:

$$C_d = C - C_2 = 354.6 \text{ pF}$$

Die Realisierung der Bedämpfung mit Bauteilen der Normreihe führt auf die folgenden Werte:

$$\begin{aligned} \text{gewählt} &: C_d = 470 \text{ pF} \\ &\rightarrow C = 666.7 \text{ pF}, f_g = 125 \text{ kHz} \\ &\rightarrow R_m = 637 \Omega \\ \text{gewählt} &: R_m = 620 \Omega \end{aligned}$$

Abbildung 4.18 zeigt die hardwaretechnische Realisierung der Bedämpfung. Die Aufschaltung der RC-Kombination am Ende der Messleitung hat den Vorteil, dass Störungen, welche über die Messleitung eingekoppelt werden, im Bereich der Messwertaufnahme abgeschwächt werden.



Abbildung 4.18: Spule 4 in der gleichtaktunterdrückenden (li.) Schaltung; Bedämpfung am Ende der Messleitung (re.)

4.3.3 Vergleich und Test

Dreiecksantwort Für die Aufnahme der charakteristischen Dreiecksantwort aller drei Spulen wurde ein entsprechender Strom durch die Spulen geführt (dünnes Kabel in Abbildung 4.18, links). Im Oszillogramm (Abbildung 4.19) dieser Referenzmessung sind die Antworten aller drei Sensoren überlagert, um Unterschiede besser sichtbar zu machen. Es ist erkennbar, dass die Sensoren einen leicht unterschiedlichen Übertragungsfaktor aufweisen, was vorwiegend auf die mechanischen Fertigungstoleranzen des Luftspalts zurückzuführen ist. Das dynamische Verhalten (bzw. die Einschwingzeit) entspricht dem des angepassten Messsystems 2.

Vergleich mit Messsystem 2 Der Vergleich von Messsystem 2 und 3 erfolgte direkt am Umrichter. Dafür wurden beide Messsysteme in der gleichtaktunterdrückenden Schaltung an Maschinensatz 1 betrieben und die Antworten der stromlosen- sowie strombeaufschlagten Maschine aufgenommen. Mit dieser Messung sollten eventuelle sättigungsbedingte Abweichungen der Verstärkung von Spule 4 aufgezeigt werden. Die Oszillogramme sind in Abbildung 4.20 illustriert. In den Bildern entspricht Kanal 3 der Antwort des aktiven Systems und Kanal 4 zeigt die Antwort der Ferritspulen. Um Abweichungen besser sichtbar zu machen, wurden die Kanäle in ihrer Auflösung angepasst und übereinander gelegt. In den Bildern mit $20\ \mu\text{s}$ Horizontalauflösung sind praktisch keine Abweichungen der beiden Messsysteme zu erkennen. Daraus lässt sich folgern, dass sich die Ferrite auch bei einer

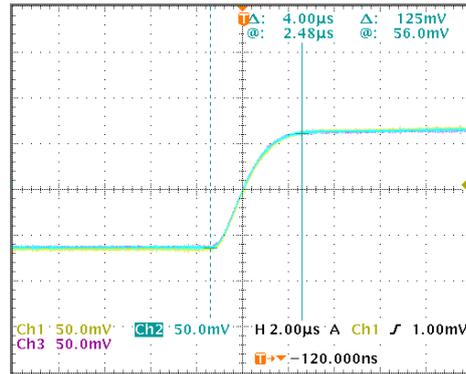


Abbildung 4.19: Dreiecksantwort von Messsystem 3

Summendurchflutung von 110 A noch im linearen Bereich ihrer Kennlinie befinden. Die in der Zeitaufösung vergrößerte Aufnahme des linken Bildes zeigt, dass das aktive System trotz der leicht höheren Grenzfrequenz gegenüber dem passiven um etwa 300 ns nacheilt. Diese Verzögerung wird durch die Messverstärker verursacht.

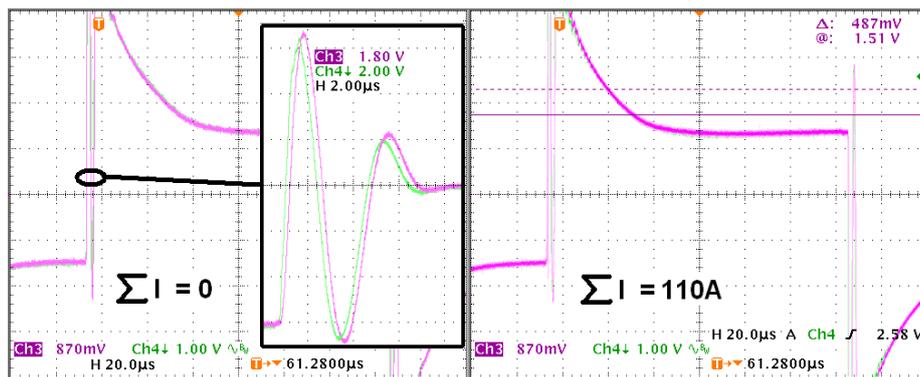


Abbildung 4.20: Vergleich von Messsystem 2 u. 3 am Umrichter ohne q-Strom (links) und mit q-Strom (rechts)

Während die hochfrequenten Schwingungen des Maschinensignals in diesem Fall bereits nach etwa $7 \mu\text{s}$ abgeschwungen sind, tritt nach dem Schalten ein aperiodischer Ausgleichsvorgang des Stromanstiegssignals mit einer Dauer von etwa $60 \mu\text{s}$ auf, welcher durch die relativ hohe Reaktanz der Maschine zustande kommt.

Kapitel 5

Messungen an Umrichtermaschinen

Beim Betrieb der CDI - Sensoren an einer umrichtergespeisten Maschine kommen die Hochfrequenzeigenschaften der Verschaltung zwischen der Speisung, der Wechselrichterbrücke und der Maschine vermehrt zum Tragen. Die ist strukturell begründet, da CDI - Sensoren (Stromanstiegssensoren) sich definitionsgemäß differenzierend verhalten, und dadurch zu höheren Frequenzen hin betragsmäßig eine höhere Verstärkung aufweisen, mit dem Effekt, dass sich die (subtransienten) Einschwingvorgänge des Stromes nach einer Schalthandlung des Umrichters verstärkt auf das Messergebnis auswirken. Bild 5.1 zeigt eine erste Näherung der Leistungspfade eines wechselrichtergespeisten Antriebes in Bezug auf das hochfrequente Verhalten des Systems. Es besteht aus der Wechselrichterbrücke, welche über die Zuleitung mit einer dreiphasigen Maschine verbunden ist, in Verbindung mit den parasitären Kapazitäten und Induktivitäten.

Das Spannungsniveau des Zwischenkreises gegen Erde sowie dessen Verlauf hängt beim Wechselrichter vor allem von der Art der Ausführung der Zwischenkreisspeisung ab. Diese lässt sich durch die Spannungsquellen U_{ZKA} und U_{ZKB} und die Impedanzen Z_{ZKA} , Z_{ZKB} und Z_{ZKM} modellieren. Weiters weist der Zwischenkreis über eventuelle Filter oder auch rein parasitär kapazitive Kopplungen zu der Umgebung bzw. der Erde auf. Diese sind durch die grün eingezeichneten Kapazitäten $C_{\sigma WE}$ dargestellt.

Die Zuleitung weist, abhängig von ihrer Verlegung und des verwendeten Kabels induktive, ohmsche und kapazitive Beläge auf, welche sich in Bild 5.1 durch L_{ZL} und R_{ZL} manifestieren. Die einzelnen Beläge der Leitung können im normalen Betriebsfall als symmetrisch angenommen werden.

Bei niedrigen Frequenzen können die Wicklungsstränge der Maschine durch Streuinduktivitäten $L_{W\sigma U,V,W}$, ohmschen Widerständen $R_{WU,V,W}$ und den darin induzierten Spannungen $U_{EMKU,V,W}$ beschrieben werden. Zum Verständnis der möglichen Strompfade bei hohen Frequenzen ist dieses Modell um die parasitären Kapazitäten der Wicklungen gegen Erde $C_{\sigma ME}$ sowie den Kapazitäten der Wicklungen zueinander, $C_{\sigma MG}$ zu erweitern. Dieses

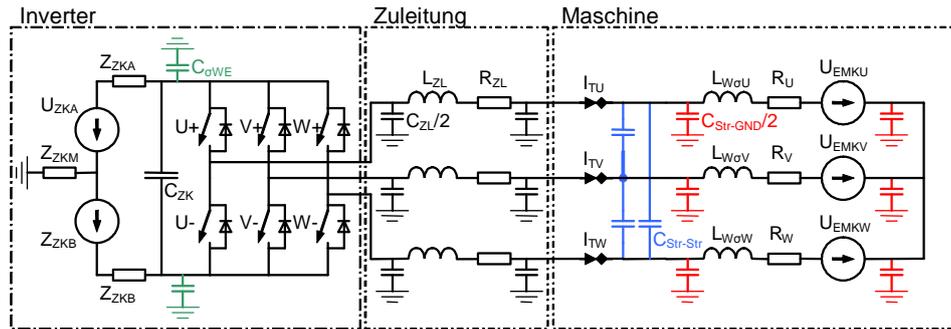


Abbildung 5.1: Hochfrequenzersatzschaltbild eines Umrichtergespeisten Antriebssystems

Modell ist zwar auf Grund der Vernachlässigung von Wirbelströmen im Eisen und Stromverdrängungseffekten im Kupfer für eine breitbandige Analyse unzureichend, jedoch zeigt es die möglichen Strompfade solch einer Anordnung. Ein genaues Modell zur Beschreibung des transienten Verhaltens von Maschinenwicklungen hat J.L. Guardardo u.A. 2006 gezeigt.[1].

Durch die steilen Spannungsflanken, welche durch die Pulsung des Wechselrichters entstehen, wird das ganze System zum Schwingen angeregt. Neben den Ausgleichsvorgängen zwischen den Strängen treten diese auch gegen Erde auf, und wirken sich über die Impedanz Z_{ZKM} auch auf das Zwischenkreispotential gegen Erde. Diese Rückwirkung ist speziell beim Betrieb mehrerer Wechselrichterbrücken an einem gemeinsamen Gleichspannungskreis, wie es im Maschinensaal der Fakultät für Elektrotechnik der Fall ist, in Erwägung zu ziehen. Ein ähnlicher Mechanismus der Störungseinkopplung tritt auch bei der gemeinsamen Versorgung von Frequenzumrichtern über einen gemeinsamen Trafo mit sekundär isoliertem Sternpunkt, oder sekundärseitiger Δ -Schaltung auf.

5.1 Messung der parasitären Maschinenkapazitäten

Um einen Überblick über die Größenordnungen der Maschinenkapazitäten zu erhalten wurden diese mittels Zeitkonstantenmessung (RC-Glieder, 5/8 Methode) ermittelt. Die Wahl dieser Messmethode in Verbindung mit einem Oszilloskop fußt darin, dass hier unvorhergesehenes Verhalten des Messaufbaus welches das Ergebnis verfälscht, (z.B. Reflexionen, Resonanzen) erkannt wird, bzw. ausgeschlossen werden kann. Als Resultat hiervon wurden, um die Qualität der Ergebnisse zu erhöhen, die betrachteten Stränge in den folgenden Messungen in sich kurzgeschlossen.

Der Prüfling ist die 4-polige ASM, welche am Maschinensatz 1 ("Fault Detection") verbaut ist.

Eckdaten: 5.5 kW, $p=4$, $f=50\text{Hz}$.

Kapazität gegen Erde Für diese Messung wurden alle Anzapfungen der Wicklungsstränge kurzgeschlossen um einerseits die Messgenauigkeit zu erhöhen und andererseits Schwingungseffekten entgegenzuwirken. Der Aufbau ist in Abbildung 5.2 illustriert. Weiters ist in dieser Schaltung die Kapazität der Stränge zueinander kurzgeschlossen, und fließt nicht in die Messung ein. Für die Messung wurde das Klemmbrett über $(1000 + 51.49) \Omega$ mit einem Rechtecksignal gegen Masse beaufschlagt und mittels Zeitkonstantenmessung die Kapazität ermittelt.

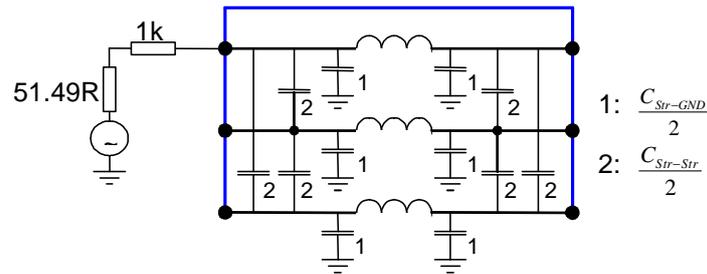


Abbildung 5.2: Kapazitätsmessung gegen Erde bei einer Drehstromwicklung

$$\begin{aligned}
 C_{Str-GND} &= \frac{1}{3} \frac{4.72 \mu s}{(1000 + 51.49) \Omega} \\
 &= 1.4963 \text{ nF}
 \end{aligned}$$

Kapazität Strang gegen Strang Hier wurden die Stränge U,V in sich kurzgeschlossen und mit dem Maschinengehäuse verbunden (Abb. 5.3). Die Ermittlung der Zeitkonstante erfolgt mit einem Rechtecksignal über einen Widerstand von $(1000 + 51.49) \Omega$. Die Gesamtkapazität dieser Anordnung C_{m2} ist die Summe aus der gegen das Gehäuse und den kapazitiven Kopplungen zu den anderen Strängen, welche als gleich betrachtet werden:

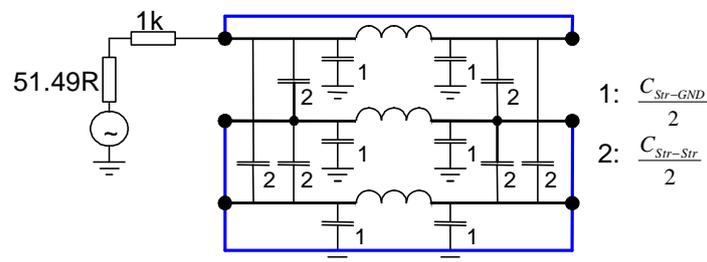


Abbildung 5.3: Kapazitätsmessung Strang gegen Erde

$$\begin{aligned}C_{m2} &= C_{Str-GND} + 2C_{Str-Str} \\ &= \frac{2.92 \mu s}{(1000 + 51.49) \Omega} = 2.777 \text{ nF} \\ &\rightarrow C_{Str-Str} = \frac{1}{2} (C_{m2} - C_{Str-GND}) = \\ &= 640.35 \text{ pF}\end{aligned}$$

5.2 Schaltungsmethoden von CDI-Sensoren

Bei der Einbindung der Messspulen in ein übergeordnetes System ist es möglich, einige störende Nebeneffekte des Messobjekts bereits in der Wahl einer geeigneten Schaltungsmethode abschwächen. Dies betrifft insbesondere Einschwingvorgänge, wie sie in der Einleitung dieses Kapitels erwähnt sind. Durch eine Optimierung des Messsignals auf den "gewünschten" Verlauf lässt sich die Leistungsfähigkeit des gesamten Messsystems erhöhen.

Die vorliegende Arbeit konzentriert sich vorwiegend auf eine Verbesserung von transienten Messverfahren, mit welchen auf den Verlauf der Streuflussverkettungen in Drehstrommaschinen in Abhängigkeit des Maschinenumfangs geschlossen werden kann. Im Folgenden werden zwei unterschiedliche Schaltsequenzen in Bezug auf eine optimale Schaltungsmethode der CDI-Sensorik hin untersucht. In beiden Varianten ist jener Stromanstieg von Bedeutung, welcher mit dem Großteil der jeweiligen Wicklungsfläche verkettet ist. Im Modell in Abbildung 5.1 trifft das den Strom, welcher durch die Streuinduktivitäten fließt.

5.2.1 Störeinflüsse

Beim Pulsen von Drehstromwicklungen entstehen subtransiente Einschwingvorgänge zwischen den Phasen sowie gegen die Masse, welche bei der Messwerterfassung im Allgemeinen störend wirken. Unter Annahme eines MIMO (multiple-input-multiple-output) LTI-Verhaltens des Systems lassen sich die unerwünschten Signalkomponenten bezüglich unterschiedlicher Ursachen und Signalwege klassifizieren. Formel 5.1 liefert einen Ansatz. Dabei stellt i_{TU} den realen Strom im Strang U der Maschine dar, welcher sich aus dem idealen Messsignal i_{mU} , und den die Messung störenden Komponenten i_{wU} mit ihren unterschiedlichen Ursachen X , und Ausbreitungswegen zusammensetzen. Das Gleiche gilt auch für die Phasen V und W. Zu Beachten ist, dass die nachfolgend definierten Störsignale nicht entkoppelt bzw. orthogonal zueinander sind. Sie dienen dazu um Rückschlüsse auf das Verhalten von Einschwingvorgängen bei unterschiedlichen Pulssequenzen auf die Maschine zu

treffen.

$$i_{TU} = i_{mU} + i_{wU1}(X_1) + i_{wU2}(X_2) + \dots \quad (5.1)$$

Störung durch eine Änderung des Zwischenkreispotentials Fließt in der Drehstrommaschine in Abbildung 5.1 Strom, so sind immer mindestens drei Ventile im Umrichter leitfähig, sodass die Wicklungen in jedem Zeitpunkt an das Zwischenkreispotential gekoppelt sind (Mit Ausnahme BLDC). Verändert sich die Spannung des Zwischenkreises gegen Masse (Erde), so hat dies einen kapazitiven Ausgleichsstrom über die Wicklungskapazitäten der Maschine gegen Erde zur Folge. Unter Annahme symmetrischer Kapazitäten teilt sich dieser in gleichen Anteilen auf die drei Phasen auf und entspricht einer reinen Gleichtaktstörung:

$$i_{wW,zk} = i_{wV,zk} = i_{wU,zk} = f_0(U_{zk}(t)) \quad (5.2)$$

Diese Störung entsteht als Rückwirkung der PWM selbst über die Erdkapazitäten der versorgten Maschine, sowie durch die Rückwirkung anderer Leistungselektronischer Systeme welche an derselben Versorgung betrieben werden.

Störung an der aktiven Phase Bei einem Schaltvorgang in einem Brückenhalfzweig durchläuft die entsprechende Phase eine rasche Spannungsänderung auf das jeweilige andere Zwischenkreispotential. Der Sternpunkt erfährt nach dem Einschwingvorgang eine Potenzialänderung um $U_{ZK}/3$ (in speziellen Fällen $2U_{ZK}/3$). Die Umladung der Erdkapazitäten wird durch eine Stromkomponente in der geschalteten Phase bedient. Unter der Annahme eines symmetrischen Wicklungsaufbaues ist der Zeitverlauf der Einschwingvorgänge in allen drei Phasen gleich, und vorzeichenumgekehrt zur komplementären Schalthandlung. In Formel 5.3 bedeutet die Indizierung $sw + U$ eine Schalthandlung des Brückenzweiges U von der negativen Zwischenkreisspannung auf die positive. T_{sw} ist der Schaltzeitpunkt.

$$\begin{aligned} i_{wU,sw+U} &= -i_{wU,sw-U} = f_1(t - T_{sw}) \\ i_{wV,sw+V} &= -i_{wV,sw-V} = f_1(t - T_{sw}) \\ i_{wW,sw+W} &= -i_{wW,sw-W} = f_1(t - T_{sw}) \end{aligned} \quad (5.3)$$

Gegenseitige Beeinflussung der Phasen Wird eine Phase geschaltet, so sprechen deren Einschwingvorgänge auch auf die anderen über. Abbildung 5.4 zeigt das HF- Ersatzschaltbild zum Verständnis der beteiligten Kopplungsmechanismen. Die kapazitive Kopplung erfolgt über die Kapazität der Stränge zueinander, welche im Bild mit $C_{Str-Str}$ bezeichnet

net ist. Die Induktive Beeinflussung erfolgt in der Weise, dass der Strom im geschalteten Strang I_{LU} mit den passiven Strängen magnetisch gekoppelt (M) ist. Dadurch wird in den anderen Strängen eine Spannung U_{indV}, U_{indW} induziert, welche den teilweisen Rückfluss von I_{LU} als $I_{indV} + I_{indW}$ verstärkt.

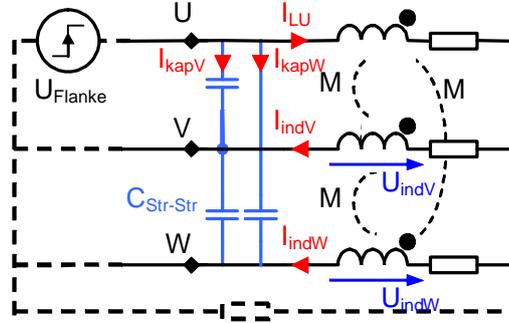


Abbildung 5.4: Gegenseitige Beeinflussung der Phasen

Unter der Annahme von Symmetrie, Linearität und Zeitinvarianz gelten die Bedingungen in den Gleichungen 5.4, wobei T_{sw} immer den Zeitpunkt der jeweiligen Schalthandlung darstellt.

$$\begin{aligned}
 i_{wV,sw+U} &= -i_{wV,sw-U} = I_{kapV} + I_{indV} = f_2(t - T_{sw}) \\
 i_{wW,sw+U} &= -i_{wW,sw-U} = f_2(t - T_{sw}) \\
 i_{wU,sw+V} &= -i_{wU,sw-V} = f_2(t - T_{sw}) \\
 i_{wW,sw+V} &= -i_{wW,sw-V} = f_2(t - T_{sw}) \\
 i_{wU,sw+W} &= -i_{wU,sw-W} = f_2(t - T_{sw}) \\
 i_{wV,sw+W} &= -i_{wV,sw-W} = f_2(t - T_{sw})
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

5.2.2 Schaltsequenz +U/-U

Bei dieser Zustandsfolge wird nach dem anliegenden Spannungsraumzeiger der entgegengesetzte auf die Maschine geschaltet ($\pm U, \pm V, \pm W$). Diese Folge kommt bei Testimpulsen vor welche entweder das Ziel haben, den Maschinenstrom nicht maßgeblich zu ändern oder der Einfluss der Gegen-EMK sowie der ohmsche Einfluss bei einer Streuinduktivitätsmessung gering gehalten werden soll.

Zur Untersuchung dieser Klasse von Schalthandlungen wird von einer +U/-U Folge ausgegangen. Das Verhalten der anderen Sequenzen ist äquivalent. Im Ausgangszustand +U ist der umrichterseitige Anschluss des Stranges U auf die positive Zwischenkreisspannung geschaltet und die Stränge V und W auf die negative. Es wird davon ausgegangen, dass

keine störenden Signalanteile mehr in den gemessenen Strängen vorhanden sind, bzw. alle Einschwingvorgänge von vorherigen Schalthandlungen abgeklungen sind. Nur die Störung auf Grund einer externen Beeinflussung des Zwischenkreispotentials sind nicht zwingend null:

$$t = 0- : i_{wU,sw} = 0$$

Beim Wechsel in den Zustand -U wird Strang U auf die negative Zwischenkreisspannung geschaltet und V, W auf die positive. Die Ströme in den Zuleitungen der Maschine setzen sich nach den oben definierten Störungskomponenten zu jenen in den Formeln 5.5 bis 5.7 zusammen. Das T in den Indizes weist auf die direkt zugänglichen Größen hin ("Terminal"; Maschinenklemme).

$$\begin{aligned} i_{TU} &= i_{mU} + i_{wU,zk} + i_{wU,sw-U} + i_{wU,sw+V} + i_{wU,sw+W} \\ &= i_{mU} + f_0 - f_1 + f_2 + f_2 = i_{mU} + f_0 - f_1 + 2f_2 \end{aligned} \quad (5.5)$$

$$\begin{aligned} i_{TV} &= i_{mV} + i_{wV,zk} + i_{wV,sw-U} + i_{wV,sw+V} + i_{wV,sw+W} \\ &= i_{mV} + f_0 - f_2 + f_1 + f_2 = i_{mV} + f_0 + f_1 \end{aligned} \quad (5.6)$$

$$\begin{aligned} i_{TW} &= i_{mW} + i_{wW,zk} + i_{wW,sw-U} + i_{wW,sw+V} + i_{wW,sw+W} \\ &= i_{mW} + f_0 - f_2 + f_2 + f_1 = i_{mW} + f_0 + f_1 \end{aligned} \quad (5.7)$$

Für eine Verbesserung der tatsächlich gemessenen Signale in Richtung der idealen Werte sind auch die Eigenschaften der idealen Messsignale zu erörtern. Der ideale (theoretische) Messaufbau ergibt sich aus Abbildung 5.1 unter Weglassen der parasitären Kapazitäten gegen Erde sowie der Kapazitäten zwischen den Wicklungssträngen. Bei unveränderlicher Zwischenkreisspannung ist dieses System nicht mehr schwingungsfähig, die Störfunktionen ($f_{0,1,2}$) sind allesamt gleich 0, und im Sternpunkt gilt die Knotenregel (Formel 5.8).

$$\Sigma i_{Stern,ideal} = i_{TU} + i_{TV} + i_{TW} = i_{mU} + i_{mV} + i_{mW} = 0 \quad (5.8)$$

Die im Realfall nicht verschwindende Stromsumme ist unter Vernachlässigung der Isolationswiderstände ein Verschiebungsstrom gegen Erde und gibt sich als Linearkombination der einzelnen Störanteile zu

$$\begin{aligned} i_{Masse} &= \Sigma i_{Stern,real} = i_{mU} + i_{mV} + i_{mW} + 3f_0 + f_1 + 2f_2 \\ &= 3f_0 + f_1 + 2f_2 \end{aligned} \quad (5.9)$$

Ausgehend von diesem Zusammenhang lassen sich die einzelnen Störkomponenten durch Stromsummenbildung bereits bei der Messwertaufnahme schwächen. Die Realisierung er-

folgt in der Weise, dass die Anschlussleitungen je nach Vorzeichen und gewünschter Vielfachheit durch den Wandler geführt werden.

Kompensation von f_0 Die Störung f_0 lässt sich dämpfen, indem dem vom dreifachen Strom in der betrachteten Phase der Erdstrom abgezogen wird, wie es in Formel 5.10 beschrieben wird. Die physische Realisierung erfolgt dadurch, dass durch die Messspule für die Messung von Phase U das Kabel U zwei mal in positive Richtung des Wandlers geführt wird, und die Phasen V und W jeweils einmal in negative Richtung. In der Notation der folgenden Gleichungen weist M auf die gemessene, durch die Spulenbohrung geführte Stromsumme des entsprechenden Sensors hin. Der Index m weist auf die Größen hin, welche das Nutzsignal enthalten.

$$i_{MU} = 3 \cdot i_{TU} - i_{Masse} = 3i_{TU} - i_{TU} - i_{TV} - i_{TW} \quad (5.10)$$

$$\begin{aligned} &= 2i_{TU} - i_{TV} - i_{TW} = 2i_{mU} - i_{mV} - i_{mW} - 4f_1 + 4f_2 \\ &= 3i_{mU} - 4f_1 + 4f_2 \end{aligned}$$

$$i_{MV} = 3 \cdot i_{TV} - i_{Masse} = 2i_{TV} - i_{TW} - i_{TU} \quad (5.11)$$

$$\begin{aligned} &= 2i_{mV} + 2f_0 + 2f_1 - i_{mW} - f_0 - f_1 - i_{mU} - f_0 + f_1 - 2f_2 \\ &= 3i_{mV} + 2f_1 - 2f_2 \end{aligned}$$

$$i_{MW} = 3i_{mW} + 2f_1 - 2f_2 \quad (5.12)$$

Das mehrmalige Durchschleifen der Anspeisungsleitung entspricht einer Summen- bzw. Differenzbildung der Ziel- und Störsignale, was zu einer unterschiedlichen Verstärkung oder Auslöschung einzelner Signalkomponenten im gemessenen Wert $i_{MU,V,W}$ führt. Um eine Aussage über das Verhältnis der Verstärkung der störenden Anteile in den Aufgenommenen Größen (Index M) zu der Verstärkung der Nutzsignale (Index m) zu erhalten, werden die Koeffizienten der Störsignale ($k_{0,1,2}$) nach Formel 5.13 auf den Schaltungsfaktor (k_m), welcher die Verstärkung des Nutzsignals darstellt, normiert. Aus den normierten Koeffizienten $a_{NU,V,W}$ ist sofort ersichtlich, ob die untersuchte Schaltung den Anteil der entsprechenden Störung ($N \in 0, 1, 2$) im Messsignal verstärkt ($|a_{NX}| > 1$) oder abschwächt ($|a_{NX}| < 1$). Die Indizes $X \in U, V, W$ weisen auf den Sensor der jeweiligen Phase hin.

$$i_{MU,V,W} = k_m i_{mU,V,W} + k_0 f_0 + k_1 f_1 + k_2 f_2 \quad (5.13)$$

$$\begin{aligned} &\rightarrow \\ \frac{i_{MU,V,W}}{k_m} &= i_{mU,V,W} + \frac{k_0}{k_m} f_0 + \frac{k_1}{k_m} f_1 + \frac{k_2}{k_m} f_2 \\ &= i_{mU,V,W} + a_{0U,V,W} \cdot f_0 + a_{1U,V,W} \cdot f_1 + a_{2U,V,W} \cdot f_2 \\ a_{0U,V,W} &= \frac{k_0}{k_m} \quad a_{1U,V,W} = \frac{k_1}{k_m} \quad a_{2U,V,W} = \frac{k_2}{k_m} \end{aligned}$$

Den Vergleich der normierten Koeffizienten bei der Kompensation von f_0 mit denen der unkompensierten Schaltung, bei einer Schaltsequenz in +/-U-Richtung bringt die nachfolgende Tabelle 5.1. Während sich die f_0 -Störungen in allen drei Sensoren aufheben, werden die f_1 - und die f_2 -Störung in der Hauptrichtung U leicht verstärkt. In den Sensoren für den Strang V und W treten durch die Kompensation vorher nicht vorhandene f_2 -Komponenten auf, wobei jene vom Typ f_1 leicht abgeschwächt werden.

	a_{0U}	a_{0V}	a_{0W}	a_{1U}	a_{1V}	a_{1W}	a_{2U}	a_{2V}	a_{2W}
unkompensiert	1	1	1	-1	1	1	2	0	0
f_0 kompensiert	0	0	0	-4/3	2/3	2/3	4/3	-2/3	-2/3

Tabelle 5.1: Störungsunterdrückung der gleichtaktkompensierenden und der unkompensierenden Schaltung

Kompensation von f_1 Diese Komponente ist auf zwei Arten, abhängig von Schaltsequenz (+/-U,+/-V,+/-W) und Phase zu kompensieren. Das Berechnungsbeispiel zeigt die Kompensation aller drei Phasen bei der Sequenz +/-U. Im der Messung von Phase wird die Auslöschung von f_1 erreicht, indem zum Strom in Phase U der Erdstrom addiert wird. Für die Phasen V und W wird dies durch eine Subtraktion erreicht. Damit ergibt sich aus den Formeln 5.5 bis 5.9 die nachstehenden Zusammenhänge für die Schaltung und die Störungsanteile. Die Schaltung für die Messung U entsteht durch zweimaliges Durchführen der Leitung von Phase U und jeweils einmaliges Durchführen von Phase V und W durch den Messwandler in positiver Richtung.

$$\begin{aligned} i_{MU} &= i_{TU} + i_{Masse} = 2i_{TU} + i_{TV} + i_{TW} \\ &= i_{mU} + 4f_0 + 4f_2 \end{aligned} \quad (5.14)$$

$$\begin{aligned} i_{MV} &= i_{TV} - i_{Masse} = -i_{TW} - i_{TU} \\ &= i_{mV} - 2f_0 - 2f_2 \end{aligned} \quad (5.15)$$

$$\begin{aligned} i_{MW} &= i_{TW} - i_{Masse} = -i_{TU} - i_{TV} \\ &= i_{mW} - 2f_0 - 2f_2 \end{aligned} \quad (5.16)$$

Die nach Formel 5.13 normierten Koeffizienten liefern

$$\begin{aligned} |a_{0U}| &= 4 & |a_{1U}| &= 0 & |a_{2U}| &= 4 \\ |a_{0V}| &= 2 & |a_{1V}| &= 0 & |a_{2V}| &= 2 \\ |a_{0W}| &= 2 & |a_{1W}| &= 0 & |a_{2W}| &= 2 \end{aligned} \quad (5.17)$$

Kompensation von f_2 Die Definition dieser Komponente ergibt, dass eine Störung durch diese bei einer +/-U Sequenz nur in der Phase U auftritt. Somit ist sie nur für die Phase parallel oder antiparallel zur gegebenen Spannungsraumzeigerrichtung zu kompensieren. Die Auslöschung im Messergebnis wird dadurch erreicht, dass vom Strom U der Erdstrom subtrahiert wird:

$$\begin{aligned} i_{MU} &= i_{TU} - i_{Masse} = -i_{TV} - i_{TW} \\ &= i_{mU} - 2f_0 - 2f_1 \\ |a_{0U}| &= 2 \quad |a_{1U}| = 2 \end{aligned}$$

5.2.3 Schaltsequenz +U/-V

Diese Schaltfolge tritt bei der Raumzeigermodulation auf. Hier wird ein gewünschter Spannungsraumzeiger in einem Sektor durch Pulsweitenmodulation der gegebenen, den Sektor begrenzenden Spannungsraumzeiger, sowie der trivialen Spannungsraumzeiger 0+ und 0- erreicht. Abbildung 5.5 zeigt die Schaltfolge bei einem gewünschten Raumzeiger zwischen U+ und V-. bei symmetrischer und asymmetrischer Modulation mit dem zugehörigen Vektordiagramm. Eine Eigenschaft dabei ist, dass bei jedem Zustandsübergang nur ein Brückenweig geschaltet wird. Es wechseln sich immer + Zustände mit - Zuständen ab. Für die Störungsuntersuchung ist es somit ausreichend, eine +/- Folge zu betrachten. Eine Ausnahme dabei besteht für das asymmetrische Verfahren beim Übergang zwischen den trivialen Raumzeigern 0+ und 0-. Da beide Zustände Kurzschlüsse der Maschine darstellen ist das Störungsverhalten in diesem Fall von geringer Relevanz

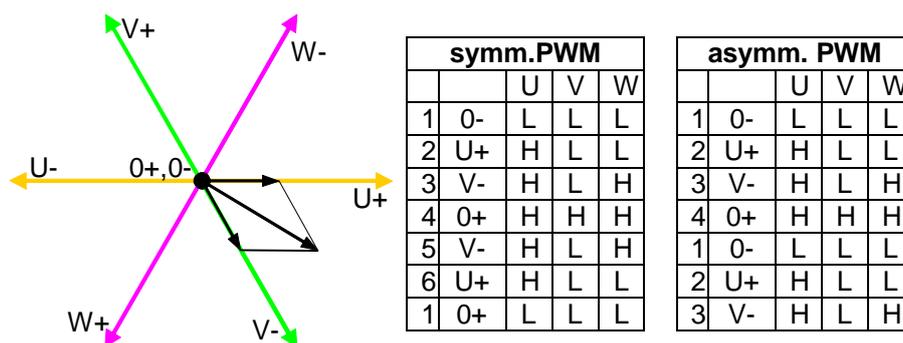


Abbildung 5.5: Symmetrische und asymmetrische Raumzeigermodulation

Zur Herleitung des Zusammenhangs der Störgrößen wird der Übergang von U+ auf V- betrachtet. Im Ausgangszustand U+ sind die Anschlüsse der Maschinenwicklungen V und W mit dem negativen Zwischenkreispotential verbunden und der Strang U mit dem

positiven. Der Übergang zu V- geschieht durch die Schaltung des Stranges W auf die positive Spannung. Der Zusammenhang der Messsignale mit den Störsignalen ergibt sich aus den Gleichungen 5.5 bis 5.7 zu

$$i_{TU} = i_{mU} + i_{wU,zk} + i_{wU,sw+W} \quad (5.18)$$

$$= i_{mU} + f_0 + f_2$$

$$i_{TV} = i_{mV} + i_{wV,zk} + i_{wV,sw+W} \quad (5.19)$$

$$= i_{mV} + f_0 + f_2$$

$$i_{TW} = i_{mW} + i_{wW,zk} + i_{wW,sw+W} \quad (5.20)$$

$$= i_{mW} + f_0 + f_1$$

Äquivalent zu den Betrachtungen in Abschnitt 5.2.2 gilt auch hier, dass es im Idealfall keine Ableitströme in die Masse gibt. Die idealen Messsignale $i_{mU,V,W}$ ergänzen sich im Sternpunkt zu null (siehe Formel 5.8) und der Strom in die Masse tritt als Linearkombination der einzelnen Störsignale auf:

$$i_{Masse} = \Sigma i_{Stern,real} = i_{TU} + i_{TV} + i_{TW} \quad (5.21)$$

$$= 3f_0 + f_1 + 2f_2$$

Auffällig ist, dass sich dieser offenbar aus demselben Signalmix zusammen stellt, wie jener bei der +/-U Sequenz.

Kompensation von f_0 Diese Signalkomponente kompensiert auf Grund der gleichen Konstellation wie in Abschnitt 5.2.2 durch ein zweimaliges Durchführen der betrachteten Phase in positive Richtung und jeweils einmaliges Durchführen der anderen Phasen in negative Wandlerrichtung:

$$i_{MU} = 2i_{TU} - i_{TV} - i_{TW}$$

$$= 3i_{mU} + f_2 - f_1$$

$$i_{MV} = 2i_{TV} - i_{TW} - i_{TU}$$

$$= 3i_{mV} + f_2 - f_1$$

$$i_{MW} = 2i_{TW} - i_{TU} - i_{TV}$$

$$= 3i_{mW} + 2f_1 - 2f_2$$

Die Änderungen der Verhältnisse der Nutzsignale zu den Störsignalen im Vergleich zu denen der direkten Messung sind als nach Gleichung 5.13 normierte Koeffizienten angegeben:

	$ a_{0U} $	$ a_{0V} $	$ a_{0W} $	$ a_{1U} $	$ a_{1V} $	$ a_{1W} $	$ a_{2U} $	$ a_{2V} $	$ a_{2W} $
unkompensiert	1	1	1	0	0	1	1	1	0
f_0 kompensiert	0	0	0	1/3	1/3	2/3	1/3	1/3	2/3

Kompensation von f_1 Die Störungskomponente f_1 kommt in dieser Sequenz definitionsgemäß nur im geschalteten Maschinenstrang vor. Die Kompensation dieser wird dadurch erreicht, dass vom Strom in der betrachteten Phase der Strom in die Masse abgezogen wird. Dies kommt einer indirekten Messung über die Ströme in den gegenüberliegenden Phasen gleich.

$$\begin{aligned}
 i_{MW} &= i_{TW} - i_{Masse} = i_{TW} - (i_{TU} + i_{TV} + i_{TW}) \\
 &= -i_{TU} - i_{TV} = i_{mW} - 2f_0 - 2f_2
 \end{aligned} \tag{5.22}$$

Durch diese Schaltung erfahren die übrigen Verhältnisse der Signalanteile zu den Nutzsignalen eine Verschlechterung gegenüber der direkten Messung. Die Normierung nach 5.13 liefert:

	$ a_{0U} $	$ a_{1U} $	$ a_{2U} $
unkompensiert	1	1	1
f_1 kompensiert	2	0	2

Kompensation von f_2 Die Elimination der Störung f_2 lässt sich dadurch erreichen, indem vom doppelten betrachteten Phasenstrom der nicht geschalteten Phasen (im betrachteten Fall +U/-V: Formel 5.18 u. 5.19) der Strom in die Masse (Formel 5.21) abgezogen wird. Bei Messung der Phase U entspricht das einer einfachen Durchführung der Leitung U durch den Wandler in positiver Richtung sowie der Phasen V und W in negativer Richtung. Die Zusammenhänge 5.23 bis 5.25 zeigen die Umformung sowie auch die neuen Verhältnisse der Nutzsignale zu den Störungen für diese Messung.

$$\begin{aligned}
 i_{MU} &= 2i_{TU} - i_{Masse} = 2i_{TU} - i_{TU} - i_{TV} - i_{TW} \\
 &= i_{TU} - i_{TV} - i_{TW} = 2i_{mU} - f_0 - f_1
 \end{aligned} \tag{5.23}$$

$$i_{MV} = 2i_{mV} - f_0 - f_1 \tag{5.24}$$

$$|a_{0U}| = |a_{0V}| = \frac{1}{2} \quad ; \quad |a_{1U}| = |a_{1V}| = \frac{1}{2} \quad ; \quad |a_{2U}| = |a_{2V}| = 0 \quad (5.25)$$

5.3 Messungen am Maschinensatz 1

5.3.1 Systemaufbau

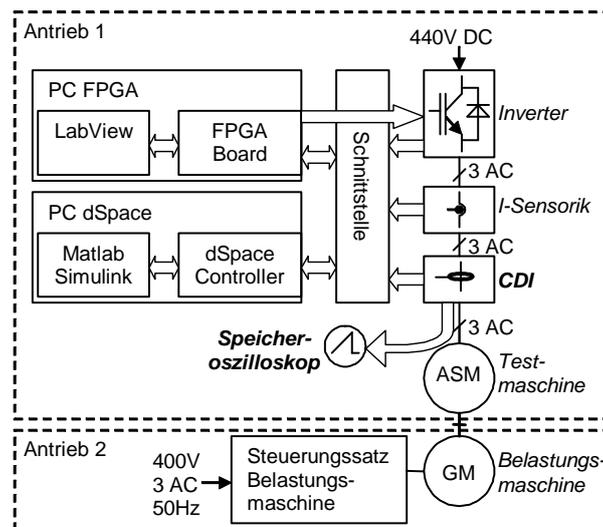


Abbildung 5.6: Blockschaltbild Maschinensatz 1

Wie aus Abbildung 5.6 zu erkennen ist, lässt sich der Aufbau in zwei elektrische Antriebssysteme gliedern, welche mechanisch über eine Welle gekoppelt sind.

Antrieb 1 stellt das Messobjekt dar. Er besteht aus einer ASM, welche über den dreiphasigen Gleichspannungszwischenkreisumrichter (Inverter) aus einem laborseitigen Gleichstromnetz versorgt wird. Die Ansteuerungs- und Regelungshardware besteht aus einem mit LabView programmierten und parametriertem FPGA Board, einem mit Simulink betriebenen dSpace Controller, der Sensorik sowie einer Schnittstellenplatine welche diese Komponenten verbindet. FPGA und dSpace Controller sind jeweils auf eigenen Rechnern untergebracht.

Die Regelung erfolgt in der Weise, dass für jede PWM Periode die System-Ist-Größen vom dSpace Controller eingelesen werden, welcher daraus neue Sollgrößen errechnet. Diese werden dann vom FPGA in die zeitkritischen Schaltbefehle für die Brückenventile des Wechselrichters umgesetzt.

Antrieb 2 besteht aus einer Gleichstrommaschine in Verbindung mit einem drehzahlge- regelten 4-Quadrantensteller, um damit die Testmaschine in nahezu jedem Betriebspunkt betreiben zu können.

Maschinensatz 1 dient in erster Linie zur Entwicklung und Erprobung von Fehlerer- kennungsmethoden bei Drehfeldmaschinen während des Betriebs [10][11]. Dafür wird nach jeder n-ten PWM Periode des Wechselrichters eine Sequenz von antiparallelen Spannungs- raumzeigern an die Maschine gelegt und die Stromänderungsraten als Antwort der Maschi- ne gemessen. Bild 5.7 zeigt solch eine INFORM-Sequenz für die Messung in +/-U-Richtung, sowie die ideale Stromantwort. Durch Asymmetrien der Streuinduktivitäten kommen un- terschiedliche Stromänderungsraten zu Stande, welche für die Auswertung von primärer Bedeutung sind. Das bereits implementierte Messverfahren fußt auf einer zeitversetzten Absolutwertmessung des Stromes, um daraus die Zeitableitung mittels Differenzwertbil- dung zu erhalten.

Mit den Messspulen (CDI) soll die Änderungsrate direkt gemessen werden. Für den Test dieser und der Schaltungsmethoden werden sie in den Leistungsstromkreis vor der Maschine eingebunden (siehe Abbildung 5.6).

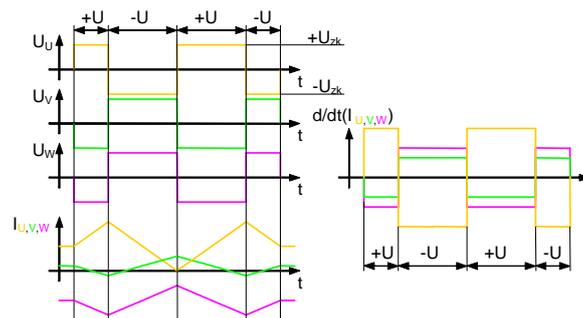


Abbildung 5.7: Informsequenz

5.3.2 Externe Störungen

Störungen, welche systemexterne Ursachen haben, koppeln, wie in Abschnitt 5.2.1 beschrie- ben wird, hauptsächlich über den Zwischenkreis ein. Bei symmetrischer Anordnung prägen sich diese Signale als reine Gleichtaktstörungen aus und manifestieren sich als Störung f_0 . Für die Aufnahme der Oszillogramme 5.8 wurde das Messsystem mit Spule 2 verwen- det. Die Skalierung der Diagramme ergibt sich mit der stationären Empfindlichkeit vom Messsystem mit Spule 2 ($k_{stat} = 3.68 \mu\text{H}$; Abschnitt 4.1.6) und dem Anzeigebereich des Oszilloskopes von $200 \text{ mV}/\text{Div}$ zu $54.348 \frac{\text{A}}{\text{ms}}/\text{Div}$. In beiden Fällen war der Umrichter im Ruhezustand an das Laboreigene DC-Versorgungsnetz geschaltet. Die aufgezeichneten Stö- rungen resultieren aus dem Betrieb anderer leistungselektronischer Schaltungen am selben

DC-Netz, bzw. am selben Einspeisungstransformator.

Im linken Bild entspricht Kanal 2 der Stromänderungsrate von Phase U, Kanal 3 jene des Stromes in die Masse, und Kanal 4 gibt die negative Stromänderungsrate der Summenströme in Phase V und W wieder. Der MAT-Kanal stellt die Differenz aus Kanal 2 mit -4 dar. Die nachstehenden Zusammenhänge zeigen die Verschaltung in symbolischer Schreibweise, wobei die Ströme I_{Tx} jenen in Abbildung 5.1 entsprechen.

$$\begin{aligned} CH2 &\triangleq \frac{d}{dt}(I_{TU}) ; CH3 \triangleq \frac{d}{dt}(I_{TU} + I_{TV} + I_{TW}) \\ CH4 &\triangleq \frac{d}{dt}(-I_{TV} - I_{TW}) ; MAT1 = CH2 - CH4 \end{aligned} \quad (5.26)$$

Aus dem Oszillogramm dieser Messung ist ersichtlich, dass das Störsignal von Kanal 4 in seinen Spitzenwerten vorzeichenumgekehrt doppelt so groß ist, wie jenes, welches mit Kanal 2 erfasst wurde und Kanal 3 sowie MAT1 birgt ein betragsmäßig dreimal so starkes Signal. Die Interpretation dieses Ergebnisses bezieht sich darauf, dass in dieser Messanordnung nur f_0 -Signale, wie sie in Abschnitt 5.2.1 beschrieben sind, vorherrschen: Kanal 2 erfasst das Signal von nur einem Strang, während Kanal 4 die Summe von 2 und Kanal 3 jene von drei Strängen erfasst. Deswegen spiegelt MAT1 das Ergebnis von Kanal 3 wieder, was auch einer Kontrolle des Messaufbaus entspricht.

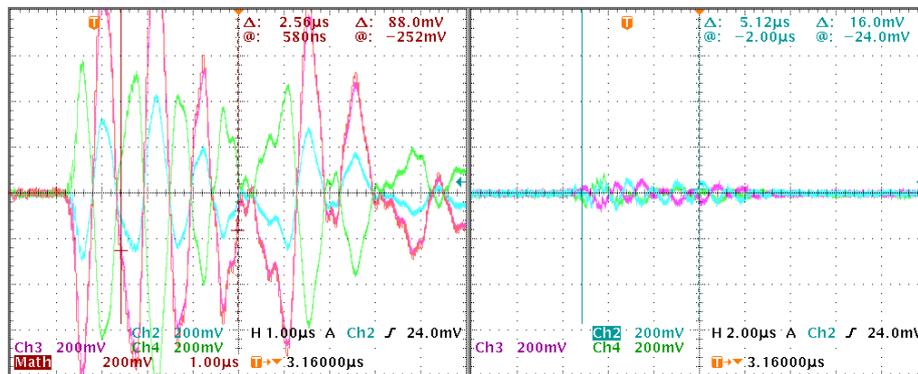


Abbildung 5.8: Externe Störungen; links: gemessen rechts: kompensiert

Ausgehend vom Ergebnis der vorhergehenden Messung wurde versucht, die f_0 -Störungen durch die Wahl einer geeigneten Messschaltung zu dämpfen. Dafür wurde die Schaltung für die Kompensation von f_0 aus Abschnitt 5.2.2 herangezogen, wobei der Rest der Messanordnung unverändert blieb. Das rechte Oszillogramm in Abbildung 5.8 zeigt das Ergebnis dieses Vorhabens. Kanal 2, 3 und 4 entsprechen den dreifachen Stromänderungsraten unter Kompensation der f_0 -Störung der Phasen U, V und W. Die nachfolgenden Zusammenhänge beschreiben die Schaltung in formaler Art, wobei die Ströme I_{Tx} jenen im Ersatzschaltbild

in Abbildung 5.1 entsprechen.

$$\begin{aligned}
 CH2 &\triangleq \frac{d}{dt} (2I_{TU} - I_{TV} - I_{TW}) = \frac{d}{dt} (I_{MU}) \\
 CH3 &\triangleq \frac{d}{dt} (2I_{TV} - I_{TW} - I_{TU}) = \frac{d}{dt} (I_{MV}) \\
 CH4 &\triangleq \frac{d}{dt} (2I_{TW} - I_{TU} - I_{TV}) = \frac{d}{dt} (I_{MW})
 \end{aligned} \tag{5.27}$$

Im Vergleich der beiden Oszillogramme wird die Möglichkeit der starken Dämpfung externer Störquellen bestätigt. Zusätzlich ist zu beachten, dass auf Grund der Messschaltung eine Rastereinheit der Signalstärke im linken Bild drei Rastereinheiten im rechten Bild bedeuten. Zur Dämpfung der reinen Gleichtaktstörungen ergibt sich also auch eine Erhöhung der Empfindlichkeit.

5.3.3 Messschaltungsvergleich bei Umrichterbetrieb

Nach den Zusammenhängen in Abschnitt 5.2.2, Gleichung 5.8 ergibt sich eine direkte (z.B.: $I_{MU} = I_{TU}$) und indirekte (z.B.: $I_{MU} = -I_{TV} - I_{TW}$) Schaltung, um Zugang zu den einzelnen Strangströmen zu finden, woraus unterschiedliche Kombinationen beider Verfahren resultieren. Im Folgenden werden unterschiedliche Schaltungen empirisch auf ihre Praxistauglichkeit hin untersucht und mit den analytischen Ergebnissen aus Abschnitt 5.2.2 verglichen, um Aussagen über das Verhalten der Störsignale zu treffen. Die Oszillogramme in Abbildung 5.9 zeigen einen Ausschnitt der Maschinenantwort auf eine INFORM-Sequenz in +/-U Richtung. Kanal 2 erfasst die Stromänderungsrate in Strang U in direkter- und Kanal 4 in indirekter Richtung. Die Zeitableitung des Erdstromes wurde durch Kanal 3 gemessen. Mit der Kombination von Messbereich und Empfindlichkeit des Messsystems ergibt sich eine Skalierung von $135.87 \frac{\text{A}}{\text{ms}} / \text{Div}$. Wie aus dem rechten Bild zu erkennen ist, triggern die steilen Spannungsflanken Einschwingvorgänge zwischen den Phasen und gegen Erde, welche bei direkter- sowie indirekter Messung nach etwa $30 \mu\text{s}$ als abgeklungen betrachtet werden können. Das linke Bild zeigt den Schaltvorgang mit größerer Zeitauflösung, wobei der Vergleich der direkten mit der indirekten Messung gegenphasige Signalkomponenten in den Oszillationen erkennen lässt, welche sich bei geeigneter Kombination abschwächen lassen. Die indirekte Messung entspricht der Kompensation von Störung f_2 in jenen Sensoren, welche in der "Messrichtung" liegen. Wird die Maschine z.B. in die U-Richtung angeregt (+/-U Sequenz), so tritt f_2 im Sensor U nicht auf.

Die verglichenen Messschaltungen sind in Tabelle 5.2 aufgelistet, wobei die Ziffer beim Buchstaben d in der Spalte 'Schaltung' die Anzahl der direkten Durchführungen der be-

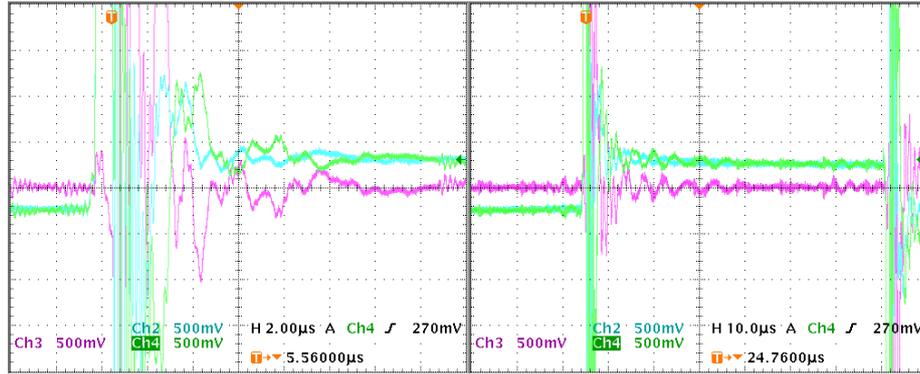


Abbildung 5.9: Strang U direkt, indirekt und Erdstrom

trachteten Phase bedeutet und jene beim Buchstaben i die Anzahl der indirekten Durchführungen. Daraus ergeben sich jene Stromsummen der einzelnen Stränge in den Spalten $I_{MU,V,W}$, welche von den Spulen erfasst werden. In Spalte ' k_m ' sind die Schaltungsfaktoren für die angestrebten Signale ($i_{mU,V,W}$ nach Abschnitt 5.2.1) angeführt. Sie geben an, mit welchem Faktor das ideale Signal durch die Spulenschaltung verstärkt wird.

Schaltung	k_m	I_{MU}	I_{MV}	I_{MW}
$4 \cdot d$	4	$4I_{TU}$	$4I_{TV}$	$4I_{TW}$
$1 \cdot d + 1 \cdot i$	2	$I_{TU} - I_{TV} - I_{TW}$	$I_{TV} - I_{TW} - I_{TU}$	$I_{TW} - I_{TU} - I_{TV}$
$2 \cdot d + 1 \cdot i$	3	$2I_{TU} - I_{TV} - I_{TW}$	$2I_{TV} - I_{TW} - I_{TU}$	$2I_{TW} - I_{TU} - I_{TV}$
$3 \cdot d + 1 \cdot i$	4	$3I_{TU} - I_{TV} - I_{TW}$	$3I_{TV} - I_{TW} - I_{TU}$	$3I_{TW} - I_{TU} - I_{TV}$
$2 \cdot d - 1 \cdot i$	1	$2I_{TU} + I_{TV} + I_{TW}$	$2I_{TV} + I_{TW} + I_{TU}$	$2I_{TW} + I_{TU} + I_{TV}$

Tabelle 5.2: Messschaltungen im Vergleich bei +/-U Sequenz

Den Vergleich der Schaltungen in Bezug auf die in Abschnitt 5.2.2 angenommenen Störungen liefert Tabelle 5.3. Sie listet die normierten Störungskoeffizienten a_{xx} (Formel 5.13) auf, wie sie sich bei einer +/-U Sequenz ergeben und sind folgendermaßen zu verstehen:

Angenommen, die Zeitableitungen der Nutz- und Störsignale ($\frac{d}{dt}(i_{mU,V,W})$, $\frac{d}{dt}(f_{0,1,2})$) in den Maschinenzuleitungen haben, sofern sie sich nicht auslöschen, die gleiche Amplitude aber eine unterschiedliche Frequenz, wobei die Nutzsingale $i_{mU,V,W}$ an den Ausgängen der ideal als angenommenen CDIs einen Betrag von 1 aufweisen. Dann tritt am CDI für die Messung von U die Störung f_0 mit dem Betrag $|a_{0U}|$, Störung f_1 mit $|a_{1U}|$ und Störung f_2 mit dem Betrag $|a_{2U}|$ auf. Dadurch ist ersichtlich in welchem Ausmaß die Spulenschaltungen die entsprechenden Störungen im Verhältnis zu den Nutzsingalen verstärken.

Aus Tabelle 5.3.ist ersichtlich, dass die Kompensation eines bestimmten Störsignals gleichzeitig die Verstärkung einer anderen unerwünschten Komponente zur Folge hat. Somit ist abzuwiegen, welche Störung sich am stärksten auf die Messung auswirkt, um daraus die für die betreffende Anwendung beste Schaltung zu wählen.

Es ist zu erkennen, dass sich nur das mit f_0 bezeichnete Signal durch einen symmetrischen, also für jede Phase gleichen Messaufbau entfernen lässt, wobei f_1 und f_2 in der betrachteten Messrichtung verstärkt werden ($|a_{1U}|, |a_{2U}| > 1$) und f_2 in den anderen Richtungen auftritt. f_1 erfährt in den Phasen, welche nicht in der Messrichtung liegen, eine Abschwächung.

Schaltung	a_{0U}	a_{0V}	a_{0W}	a_{1U}	a_{1V}	a_{1W}	a_{2U}	a_{2V}	a_{2W}
$4 \cdot d$	1	1	1	-1	1	1	2	0	0
$1 \cdot d + 1 \cdot i$	-1/2	-1/2	-1/2	-3/2	1/2	1/2	1	-1	-1
$2 \cdot d + 1 \cdot i$	0	0	0	-4/3	2/3	2/3	4/3	-2/3	-2/3
$3 \cdot d + 1 \cdot i$	1/4	1/4	1/4	-5/4	3/4	3/4	3/2	-1/2	-1/2
$2 \cdot d - 1 \cdot i$	4	4	4	0	2	2	4	2	2

Tabelle 5.3: normierte Störungskoeffizienten bei +/-U Sequenz

Die messtechnische Überprüfung obiger Zusammenhänge erfolgte mit einer Messreihe, deren Oszillogramme in Abbildung 5.10 illustriert sind. Dafür wurden die obigen Schaltungen symmetrisch aufgebaut, und bei den Sequenzen -/+U, -/+V und -/+W getestet (Schuss U, V, W). Als CDI-Sensoren kam, wie bei der Aufnahme des Bildes in Abbildung 5.9, das Messsystem mit Spule 2 zum Einsatz. Bezüglich der Nutzsignale $I_{mU,V,W}$ beträgt die vertikale Skalierung der Bilder für die Schaltungen '4 · d', '1 · d + 1 · i' und '3 · d + 1 · i' $67.935 \frac{\text{A}}{\text{ms}}/\text{Div}$, sowie $45.29 \frac{\text{A}}{\text{ms}}/\text{Div}$ für Schaltung '2 · d + 1 · i'. Kanal 2 zeigt jeweils den Stromanstieg von Strang U, V wird von Kanal 3 repräsentiert sowie Strang W von Kanal 4. Um die Antwort der Maschine möglichst symmetrisch zu gestalten, wurde der Sollwert des Stromreglers während der Messungen auf Null gesetzt. Auf Grund der schlechten Signal-Störungsverhältnisse von Schaltung '2 · d - 1 · i', wie auch in Tabelle 5.3 vorausgesagt, liefert diese keine brauchbaren Ergebnisse für eine Stromanstiegsmessung und ist deswegen auch nicht in in Abbildung 5.10 vertreten.

Kurz nach dem Schaltvorgang werden die Wicklungskapazitäten der ersten Windungen in den Maschinensträngen (in Abbildung 5.1 angedeutet) umgeladen, wobei in erster Linie nur die Anspeisungs- sowie die Umrichterinduktivitäten für den Stromanstieg maßgebend sind, deren Werte sich auf den relativ niedrigen μH -Bereich begrenzen. In den Oszillogrammen resultiert ein starker Peak unmittelbar nach dem Schaltvorgang, dessen Höhe die verwendeten Messbereiche übersteigt. Gefolgt von diesem sind die Ausläufer von Oszillationen im Bereich von einigen 10 MHz erkennbar, dessen Ursprung auf Grund ihres Frequenzbereiches hauptsächlich in Spannungswellen zu suchen ist, welche an den Enden der Anschlussleitung reflektiert werden. Anregungen der Messspulen bzw. Instabilitäten des Verstärkers wurden in diesem Zusammenhang dahingehend ausgeschlossen, dass solche Oszillationen beim Test der Messschaltung mit einem rechteckförmigen Strom am Frequenzgenerator nicht angeregt werden konnten. Auch die Anregung über die Kapazitäten

zwischen Sensorik und Anschlussleitungen konnte über eine Pulsung der Leitungen, ohne angeschlossener Maschine ausgeschlossen werden.

Etwa $4\ \mu\text{s}$ nach dem Schaltvorgang, wenn die Oszillationen der Anschlussleitung abgeklungen sind, sind die relativ niederfrequenten ($T \approx 5\ \mu\text{s}$) Reflexionen, erkennbar, welche sich zwischen Sternpunkt der Drehstromwicklung und Zwischenkreiskondensator ausprägen. Für die Periodendauer ist maßgeblich die Laufzeit der Spannungswelle durch die Wicklungen bzw. die Streuinduktivität in Verbindung mit der Wicklungskapazität bestimmend. Dem überlagert tritt noch eine Oszillation mit einer Periodendauer von etwa $1\ \mu\text{s}$ auf, welche besonders gut in Abbildung 5.9 sowie den Oszillogrammen von Schaltung '4 · d' in Abbildung 5.10 erkennbar sind. Der optische Vergleich dieser Schwingung in den Signalverläufen aller drei Stränge in Betrag und Phase legt eine reine Gleichtaktstörung nach der Definition von f_0 nahe, was sich in der Betrachtung der weiteren Schaltungen in Verbindung mit Tabelle 5.3 dahingehend bekräftigt, dass sich der Anteil dieser Störung in den Messbildern der oberen Schaltung bis zur Dritten verringert, um in der unteren Schaltung wieder kräftiger zu werden.

Aus der Gesamtheit dieser Messreihe lässt sich erkennen, dass die Störungen vom Typ f_0 in der betrachteten Anordnung den signifikantesten, störenden Anteil aufweisen und die f_0 kompensierende Messschaltung '2 · d + 1 · i' bei der +/- Sequenz offenbar die besseren Ergebnisse liefert. In den Messsignalen bleiben lediglich Schwingungen mit der Frequenz von f_0 übrig, welche in den zur Schussrichtung parallelen Strängen gegenphasig und mit etwa doppelter Amplitude auftreten als in denen schräg zur angeregten Richtung. Den Störungskoeffizienten in Tabelle 5.3 zufolge handelt es sich hierbei um die Gegentaktanteile von Signalen des Typs f_1 und f_2 . Auf Grund der Frequenzgleichheit mit f_0 würden sich diese durch die Wahl einer geeigneten Linearkombination von direkter und indirekter Messung dämpfen lassen, was allerdings eine höhere Anzahl an Durchführungen der Anschlussleitungen durch die Spulenbohrungen erfordert. Solch eine Schaltung müsste dann bei jeder Änderung der Erdimpedanzen neu angepasst werden.

Beim Vergleich der Signale von den schräg zur Prüfrichtung liegenden Strängen ist auffällig, dass sich diese bei jeder Schaltung nur beim Schuss in V-Richtung decken, was auf unterschiedliche HF-Eigenschaften des Stranges V in Bezug zu W und U zurückzuführen ist. Die Hauptursache dieser Asymmetrie sind unterschiedliche Anzapfungen an den Wicklungen der Testmaschine zur Simulation von Windungsschlüssen und anderen Fehlern.

Abschließend ist zu sagen, dass die Aufteilung der die Messung störenden Signalkomponenten auf die (willkürlich definierten) Signale $f_{0,1,2}$ frequenzabhängig erfolgt, wodurch eine Messschaltung, welche bei einem bestimmten Messzeitpunkt (gemessen vom Schaltvorgang) optimale Ergebnisse liefert, für andere Zeitpunkte aber eher als suboptimal einzustufen ist. Des weiteren lassen sich nur jene störenden Anteile dämpfen, welche in ihrem

Verlauf eine gute Korrelation zum Erdsignal ($I_{TU} + I_{TV} + I_{TW}$) aufweisen. Darum ist es in dieser Messreihe, welche auf einer Variation der Schaltungsmöglichkeiten basiert, auch nicht möglich, die niederfrequenten Reflexionseffekte in den Wiclungen zu dämpfen.

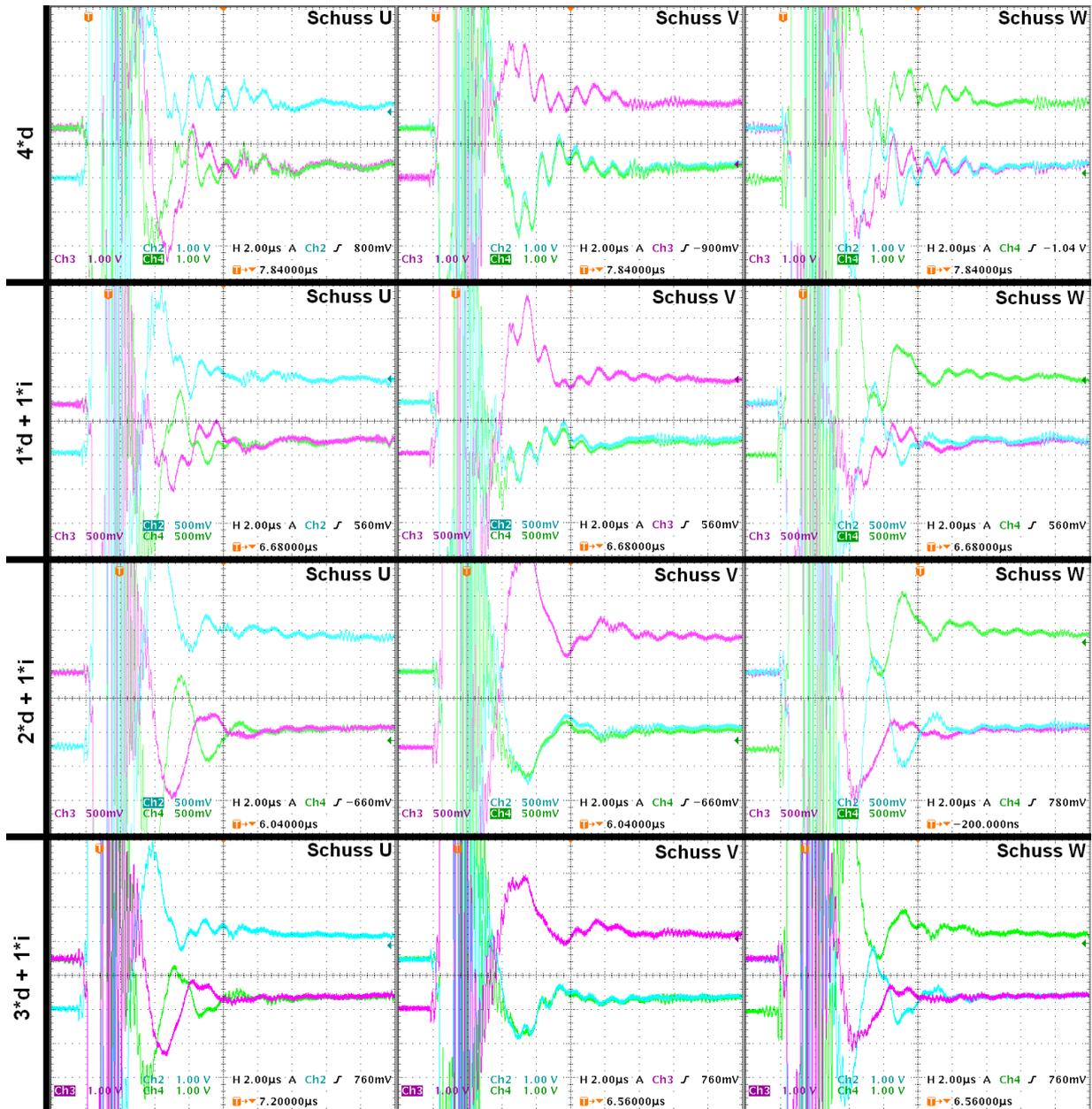


Abbildung 5.10: Vergleich unterschiedlicher Spulenschaltungen bei Maschinensatz 1; CH2: Phase U, CH3: Phase V, CH4: Phase W

5.3.4 Vergleich CDI vs Stromdifferenzmessung

Um einen direkten Vergleich der Messqualität von CDI-Sensoren mit der herkömmlichen Stromdifferenzmessung in der Anwendung zu erhalten, wurde Messsystem 3 (passiv) in der gleichtaktunterdrückenden Schaltung im Leistungskreis von Maschinensatz 1 eingebunden. Der Käfigläufer der Testmaschine wurde inzwischen für Messungen im Sinne der Fehlererkennung an Synchronmaschinen durch einen permanentmagneterregten Läufer ersetzt. Dies hatte zur Folge, dass die Einschwingdauer des Stromanstiegssignals gegenüber des Käfigläufers länger wurde, was jedoch für diesen Vergleich unerheblich war. Abbildung 5.11 zeigt die verwendete Schussesequenz, das ideale Stromsignal, sowie die Messpunkte der Stromdifferenzmessung (I_1, I_2, I_3, I_4) und der CDI-Sensoren (CDI_1, CDI_2) am Beispiel einer Sequenz in die Richtung des U-Stranges. Im Programm des Messaufbaus wurde eine mechanische Umdrehung der Maschine auf 1024 Winkelwerte diskretisiert und jedem Winkelwert ein Tripel aus den Stromanstiegsvektoren für die Sequenzen in U-, V- und W-Richtung zugeordnet. Aus diesen drei Messpunkten wurden für jeden Winkelwert die komplexen Abweichungen der Stromanstiegswerte vom symmetrischen Fall berechnet und als Ortskurven (INFORM-Kreise) in Abbildung 5.12 dargestellt. Zur näheren Erläuterung dieses Verfahrens ist auf [14][9][17] zu verweisen.

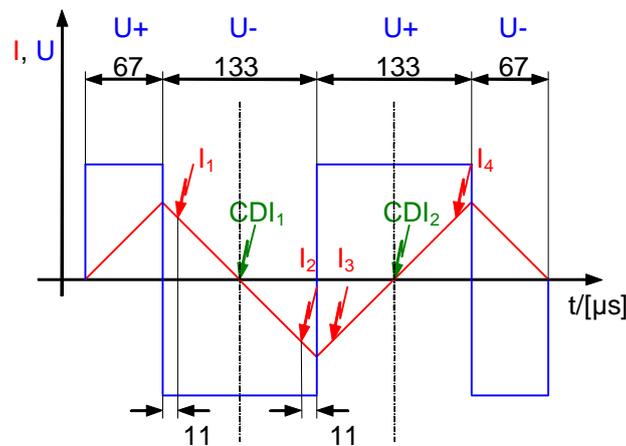


Abbildung 5.11: Testimpuls für den Vergleich von CDI und Stromdifferenzmessung

Um eine optische Vergleichbarkeit im Signal-Störabstand zu erreichen, wurden die Kreise auf den selben Durchmesser skaliert. Es zeigt sich, dass die Breite des Bandes, in dem sich die Messwerte konzentrieren, bei der CDI-Messung etwa halb so schmal ist wie bei der Stromdifferenzmessung.

Die SNR (Signal to Noise Ratio) ist über das Verhältnis der Signalleistungen von Rau-

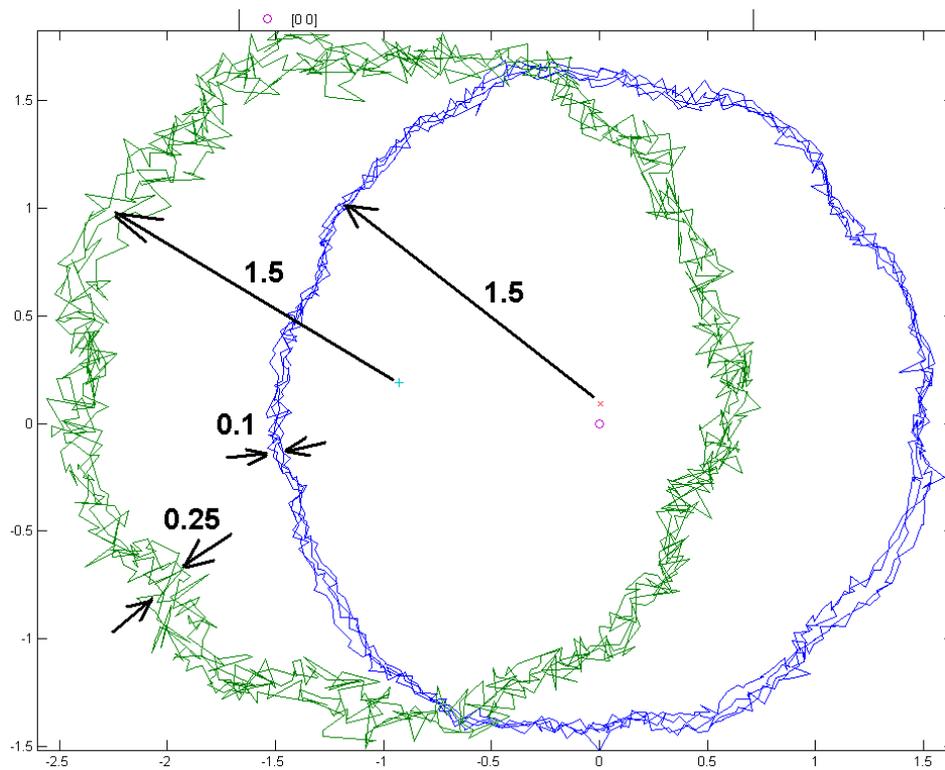


Abbildung 5.12: INFORM-Kreis bei Stromdifferenzmessung (grün) und passivem CDI (blau); stromloser Fall

schen und Nutzsignal bestimmt.

$$SNR = 10 \log \left(\frac{\text{Nutzsignalleistung}}{\text{Rauschleistung}} \right) = 20 \log \left(\frac{\text{Streuband}}{\text{Kreisdurchmesser}} \right) \quad (5.28)$$

In der Berechnung der SNR entspricht die Breite des Streubandes dem Spitzen-Spitzen - Wert der Störung, während der Kreisdurchmesser den Spitzen-Spitzenwert des Nutzsignals repräsentiert. Die Werte sind in Tabelle 5.4 zusammengefasst.

	Kreisdurchmesser	Streuband	SNR/[dB]
Stromdifferenz	3	0.25	21.6
CDI	3	0.1	29.5

Tabelle 5.4: SNR Stromdifferenz VS CDI an Maschinensatz 2

Es zeigt sich, dass die Verwendung der CDIs eine Verbesserung von $7.9dB$ mit sich bringt. Des weiteren weist der Mittelpunkt des mit den CDIs aufgenommene INFORM-Kreis einen wesentlich kleineren Abstand zum Ursprung des Diagramms auf.

5.4 Messungen am Maschinensatz 2

5.4.1 Systemaufbau

Die Erprobung der Messsysteme bei $+U/-V$ -Sequenzen erfolgte mittels Maschinensatz 2, dessen Blockschaltbild in Abbildung 5.13 illustriert ist. Wie Maschinensatz 1 besteht diese Anordnung aus zwei mechanisch gekoppelten Antriebssystemen, wobei der hardwaretechnische Unterschied in der Verwendung eines IRIS-Systems als Antrieb 2 liegt. Hierbei ist die Belastungsmaschine eine umrichter gespeiste, dreiphasige Asynchronmaschine, welche über einen PC als Benutzerschnittstelle in allen vier Quadranten geregelt betrieben werden kann.

Die grundlegende Arbeitsweise von Antrieb 1 ist ähnlich zu Maschinensatz 1, wobei das FPGA im Wesentlichen die zeitkritische PWM-Impulse generiert, während der dSpace-Controller die weniger kritischen Regelalgorithmen abarbeitet. Der Unterschied beider Systeme liegt in der Software. Während bei der Anordnung in Abschnitt 5.3 explizit Testimpulse an die Maschine geschaltet werden, wird bei Maschinensatz 2 die transiente Reaktion der ASM auf in der Raumzeigermodulation natürlich vorkommende Schaltsequenzen zur Ermittlung von Induktivitätsunterschieden herangezogen.

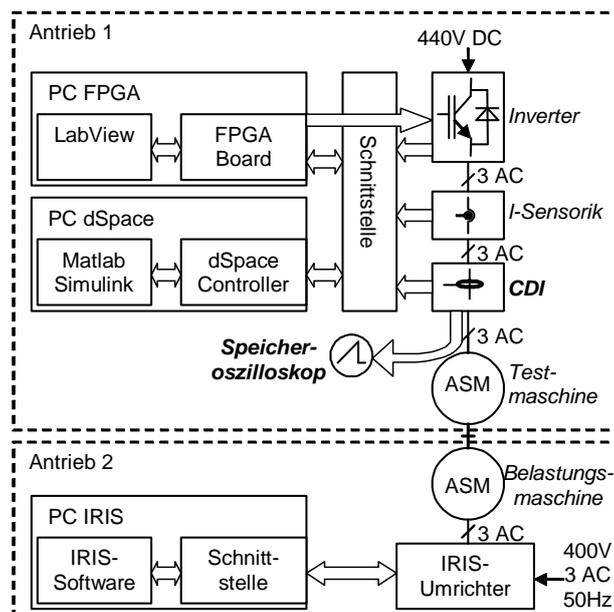


Abbildung 5.13: Blockschaltbild Maschinensatz 2

Abbildung 5.14 illustriert die idealen Signalverläufe der Phasenspannungen, der Ströme, sowie der Stromanstiegswerte wie sie bei der PWM-Ansteuerung einer Drehfeldmaschine für die Dauer eines Duty-Cycles auftreten können. Durch die unterschiedlichen Schaltzeitpunkte der Ventile ergeben sich die Zeitdauern der Spannungsraumzeiger in die Hauptrichtungen (Aktivzeiten) der Drehfeldwicklung, woraus dann der gewünschte "mittlere" Span-

nungsraumzeiger resultiert. Im betrachteten Fall liegen für die Dauer von t_{+U} und t_{-V} Spannungsraumzeiger in Richtung $+U$ bzw. $-V$ mit dem Betrag der Zwischenkreisspannung an, während die Wicklung für eine Dauer von $t_{+0} + t_{-0}$ kurzgeschlossen ist. Aus der Menge der sich in solch einem Zyklus ergebenden Stromänderungsvektoren, welche aus den Stromänderungsraten in den Wicklungen errechnet werden, lassen sich aktuelle Maschinenwerte wie z.B. die komplexe Streuinduktivität und der Flusswinkel ableiten. Der betrachtete Maschinensatz dient zur Erprobung eines solchen Messverfahrens, welches ohne explizite Testimpulse auskommt.

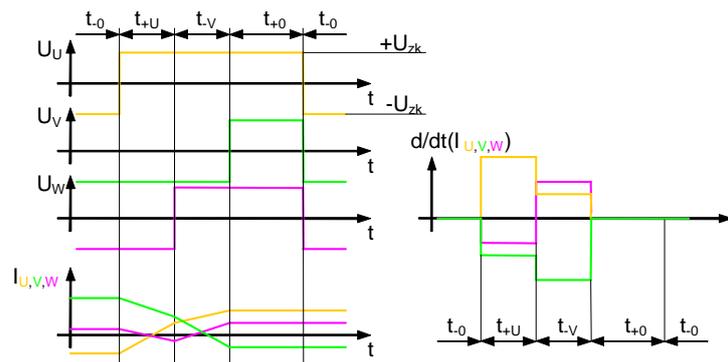


Abbildung 5.14: Maschinenantwort bei Dreischuss

Die Ursprüngliche Methode zur Messung der Stromanstiege besteht in der Differenzbildung der Ergebnisse zweier zeitversetzter Absolutwertmessungen. Bei bestimmten Soll-Spannungsraumzeigern ergibt die unmodifizierte Raumzeigermodulation zu kurze Aktivzeiten, um die Stromableitung erfolgreich messen zu können. In diesen Fällen greift ein Abschnitt der FPGA-Software ein, welcher eine Mindestbreite der Spannungsblöcke an der Maschine während der Messzyklen sicherstellt, was sich jedoch negativ auf die Qualität der Stromführung in der Maschine auswirkt.[6][8]

Ziel der Verwendung von CDI-Sensoren in dieser Anwendung ist die Verkürzung der minimalen Messdauer, bei gleichzeitiger Verbesserung der SNR. Für die Tests der Sensoren und dessen Schaltungsmöglichkeiten werden diese in den Leistungsstromkreis, vor der Maschine eingebunden.

5.4.2 Messschaltungsvergleich bei Umrichterbetrieb

Für den Vergleich wurden eine direkt messende Schaltungsvariante, eine indirekte-, sowie die in Abschnitt 5.2.3 beschriebene, f_0 -kompensierende Schaltung herangezogen, welche in Tabelle 5.5 in ihrer Ausführung zusammengefasst sind. In Spalte 'Schaltung' werden die Symmetrischen Schaltungen als Linearkombination von direkter (d) und indirekter Durchführung (i) benannt, deren Ausführung für die jeweiligen Stränge in den Spalten I_{MU} , I_{MV}

und I_{MW} als Stromsumme durch die Spulenbohrungen zu finden sind. Die Verstärkungsfaktoren für die Nutzschnale, bzw. die Schaltungsfaktoren nach den Gleichungen 5.13 sind in der Spalte ' k_m ' angeführt.

Schaltung	k_m	I_{MU}	I_{MV}	I_{MW}
$4 \cdot d$	4	$4I_{TU}$	$4I_{TV}$	$4I_{TW}$
$2 \cdot i$	2	$-2I_{TV} - 2I_{TW}$	$-2I_{TW} - 2I_{TU}$	$-2I_{TU} - 2I_{TV}$
$2 \cdot d + 1 \cdot i$	3	$2I_{TU} - I_{TV} - I_{TW}$	$2I_{TV} - I_{TW} - I_{TU}$	$2I_{TW} - I_{TU} - I_{TV}$

Tabelle 5.5: Messschaltungen im Vergleich bei +U/-V Sequenz

Für die analytische Ermittlung der Störungsunterdrückungen wurde nach Abschnitt 5.2.3 der Übergang von einem Spannungsraumzeiger in positiver U-Richtung zu einem in negative V-Richtung betrachtet. Die Ergebnisse sind als normierte Störungskoeffizienten in Tabelle 5.6 angeführt. Wie bei der +/-U Sequenz geht auch hier die Dämpfung einer Störungskomponente mit der Verstärkung einer anderen Störung einher. Als Beispiel hierfür ist die gleichtaktunterdrückende ($2 \cdot d + 1 \cdot i$) Schaltung zu nennen. Während sich in dieser Schaltung die Störungen vom Typ f_0 im Idealfall in allen drei CDI Sensoren kompensieren lassen, treten bei der +U/-V Sequenz die Komponenten vom Typ f_1 in den Sensoren U und V, sowie f_2 im Sensor W auf, welche sich bei der unkompenzierten Schaltung ($4 \cdot d$) zu null ergeben. Die Störungen f_1 im Sensor W, sowie f_2 im Sensor U und V erfahren in Bezug auf die Verstärkung des Nutzschnals eine Abschwächung ($a_{1W} : 1 \rightarrow 2/3$, $a_{2U,V} : 1 \rightarrow 1/3$) (Normierung in Gleichung 5.13).

Schaltung	a_{0U}	a_{0V}	a_{0W}	a_{1U}	a_{1V}	a_{1W}	a_{2U}	a_{2V}	a_{2W}
$4 \cdot d$	1	1	1	0	0	1	1	1	0
$2 \cdot i$	-2	-2	-2	-1	-1	0	-1	-1	-2
$2 \cdot d + 1 \cdot i$	0	0	0	-1/3	-1/3	2/3	1/3	1/3	-2/3

Tabelle 5.6: Signal zu Störungsverhalten bei +U-V Sequenz

Die messtechnische Überprüfung obiger Zusammenhänge erfolgte mit einer Messreihe, in der die Schaltungen für jeden, bei asymmetrischer PWM möglichen Übergang nichttrivialer Spannungsraumzeiger (+U/-V, +U/-W, +V/-W, +V/-U, +W/-U, +W/-V) getestet wurde. Ein Auszug davon findet sich in in Abbildung 5.15 wieder, der jene Oszillogramme enthält, welche die oben behandelte +U/-V-Sequenz beinhalten. Als CDI-Sensorik kam das Messsystem mit Spule 2 ($k_{stat} = 3.68 \mu\text{H}$) zum Einsatz. Auf Grund der starken Störanteile bei der direkten und indirekten Messung wurden die Spulen zusätzlich zu den in den Vorverstärkern enthaltenen 1k-Potentiometern mit jeweils einem parallel geschalteten, 43 Ω -Widerstand bedämpft. Das rechte untere Bild zeigt die Näherung der Stoßantwort des Messsystems, welches mit einem rechteckförmigen Stromsignal aufgenommen wurde. In den

Messbildern geben Kanal 1, 2 und 3 die vorzeichenumgekehrten Stromanstiegssignale der CDI-Sensoren für die Phasen U, V und W wieder, während Kanal 4, welcher die Sample-Zeitpunkte der ADCs im dSpace-System zeigt, zur Triggerung dient. Die nachfolgenden Gleichungen 5.29 geben dies in symbolischer Schreibweise in der Notation von Tabelle 5.5 wieder. Bei der Beurteilung der Oszillogramme in Abbildung 5.15 ist zu beachten dass die vertikalen Auflösungen auf Grund der unterschiedlichen Schaltungsfaktoren im linken Bild ($'4 \cdot d'$) $33.968 \frac{\text{A}}{\text{ms}}/\text{Div}$, im mittleren ($'2 \cdot i'$) $67.936 \frac{\text{A}}{\text{ms}}/\text{Div}$ und im rechten Bild $45.29 \frac{\text{A}}{\text{ms}}/\text{Div}$ betragen. Während der Messungen wurde die Testmaschine mit einem Fluss von 70% des Nennflusses beaufschlagt.

$$CH1 \triangleq -\frac{d}{dt}(I_{MU}) ; CH2 \triangleq -\frac{d}{dt}(I_{MV}) ; CH3 \triangleq -\frac{d}{dt}(I_{MW}) \quad (5.29)$$

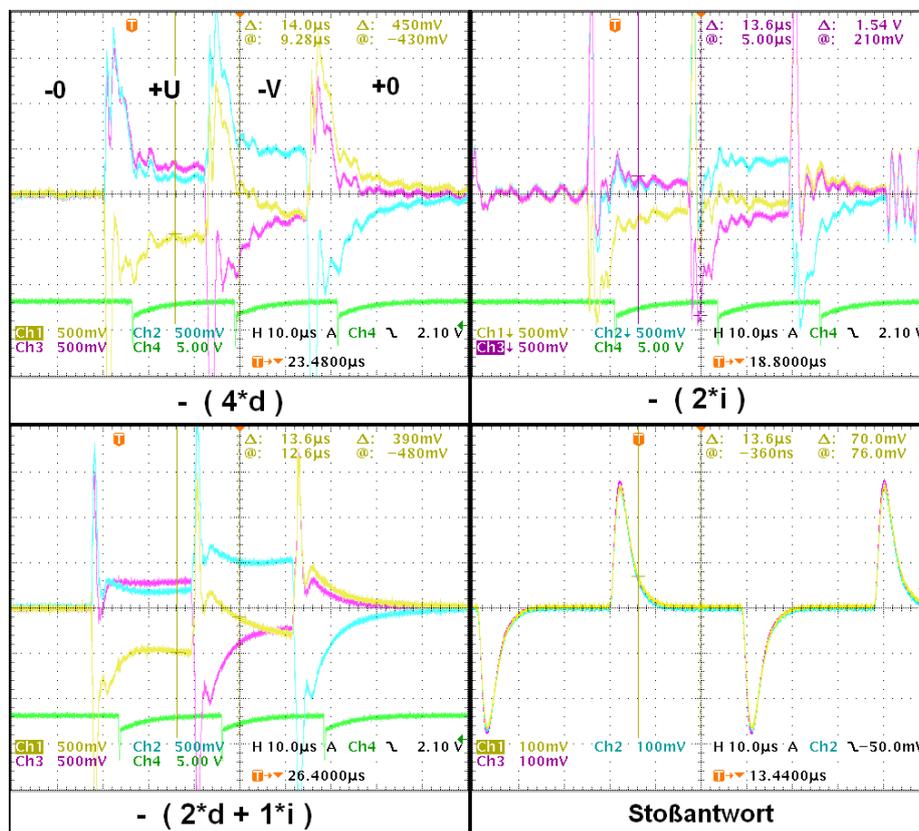


Abbildung 5.15: Vergleich unterschiedlicher Messschaltungen bei Maschinensatz 2

In den Bildern sind die Übergänge vom trivialen Spannungsraumzeiger -0 über die Raumzeiger $+U$ $-V$ hin zum zweiten trivialen Raumzeiger $+0$ gezeigt. Im Ausgangszustand sind alle Maschinenzuleitungen auf das negative Zwischenkreispotenzial geschaltet und werden dann in der Folge U, W, V an die positive Zwischenkreisspannung geschaltet, was sich in den Bildern darin äußert, dass die Kanäle CH1, CH3, CH2 nacheinander starke

Ausschläge in die untere Bildhälfte (vorzeichenumgekehrte Aufnahme) aufweisen. Die Ursache dieser starken Impulse im Messsignal sind die Kapazitäten der ersten Windungen der Maschinenwicklung gegen Erde und der Stränge zueinander. Beim Umladen dieser wirken vorwiegend die relativ kleinen Zuleitungs- und Umrichterinduktivitäten begrenzend auf den Strom, dessen Zeitableitung dann kurz nach dem Schaltvorgang einen nadelförmigen Verlauf aufweist. Wie im Messbild für die direkte Messung (Abbildung 5.15) zu erkennen ist, spricht dieser Stromimpuls über die magnetische und kapazitive Kopplung der Windungen auch auf die während einer Spannungsraumzeigeränderung ungeschalteten Phasen über. In dieser Messung kann jedoch keine Aussage über die Folge von Reflexionen gemacht werden, da die Zeitkonstante des Messsystems, wie in der Stoßantwort zu erkennen ist, im Bereich des Einschwingvorganges liegt. Der Vergleich der Einschwingvorgänge der ungeschalteten Phasen nach den Schaltvorgängen sowie der geschalteten Phasen verdeutlicht das symmetrische Hochfrequenzverhalten der Maschinenstränge, abgesehen davon, dass auch eine starke f_0 -Störung erkennbar ist, welche bei der indirekten Messung von Schaltung '2 · i' noch deutlicher zum Vorschein kommt (Tabelle 5.6). Die Unterschiede in den quasi-Stationärwerten der Stromanstiege, der ungeschalteten Stränge kommen durch die unsymmetrischen Streuinduktivitäten zustande, da sie sich auf Grund des eingepprägten Flusses in unterschiedlichen magnetischen Arbeitspunkten auf der Magnetisierungskennlinie bewegen

Beim Vergleich der drei Messbilder liefert die f_0 -kompensierende Schaltung bei der +U/-V-Sequenz den glattesten Signalverlauf, sowie die beste Unempfindlichkeit gegen externe Störungen anderer leistungselektronischer Schaltungen, wie es schon in Abschnitt 5.3.2 demonstriert wurde.

5.4.3 Vergleich CDI vs Stromdifferenzmessung

Für den Vergleich der CDI-Sensoren mit der Stromdifferenzmessung an Maschinensatz 2 wurde das angepasste Messsystem 2 in der gleichtaktkompensierenden Schaltung herangezogen. Die Maschine wurde jeweils mit Nennfluss und 0.1-fachem Nennstrom in y-Richtung betrieben. Abbildung 5.16 zeigt jeweils die Trajektorien der Differenzstromänderungsraumzeiger, welche bei der Auswertung der Stromanstiege nach dem Muster von Abbildung 5.14 anfallen. Werden diese Segmente, welche im Idealfall die Form von 120° -Kreisbögen aufweisen zusammengesetzt, ergibt sich ein Informkreis, welcher hauptsächlich durch die Sättigungsoberwelle der Maschine bestimmt ist. Für die nähere Erläuterung dieses Verfahrens ist auf [6][8] zu verweisen.

In der Abschätzung des Signal-Rauschverhältnisses (SNR) wird der Kreisdurchmesser als Spitze-Spitze-Wert Nutzsignal angesehen, während die Breite des Bandes, auf dem sich die Messwerte konzentrieren, als Spitze-Spitze-Wert des Störsignales betrachtet wird. Nach

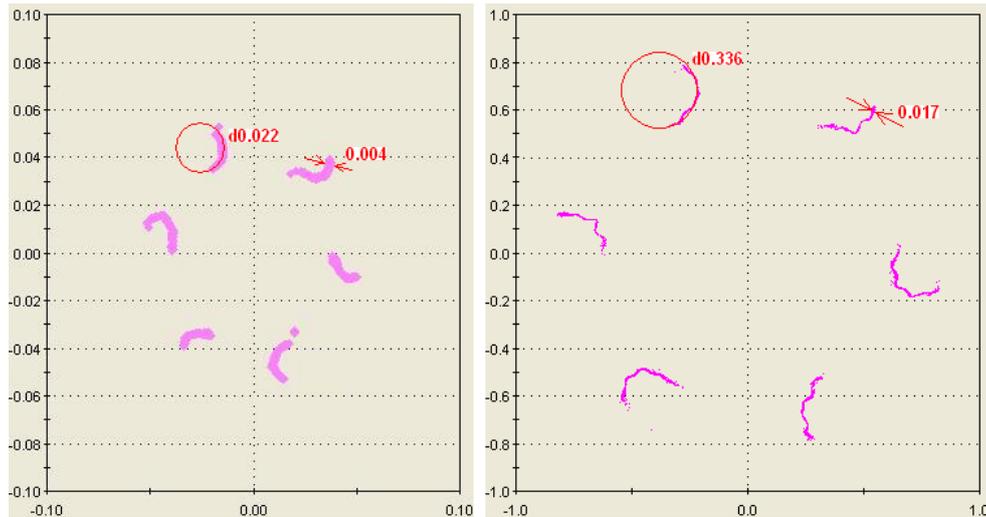


Abbildung 5.16: Trajektorie des Differenz-Stromänderungsraumzeigers an Maschinensatz. Lastfall: $i_y = 0.1$ p.u., Fluss=1p.u. . links: Stromdifferenzmessung; rechts: CDI

der Formulierung der SNR in Formel 5.28 ergeben sich die Abstände von Nutz und Rauschsignal zu den Werten in Tabelle 5.7. Es zeigt sich eine Verbesserung bei Verwendung von CDIs zur direkten Anstiegsmessung von 11.1dB . Diese starke Verbesserung ist vor allem darauf zurückzuführen, dass bei der direkten Anstiegsmessung die Messdauer wesentlich kürzer angesetzt werden kann, wodurch sich die Störung des Stromregelkreises verringert.

	Kreisdurchmesser	Streuband	SNR/[dB]
Stromdifferenz	0.004	0.022	14.8
CDI	0.336	0.017	25.9

Tabelle 5.7: SNR Stromdifferenz VS CDI an Maschinensatz 2

Kapitel 6

Zusammenfassung-Ausblick

Die theoretische Untersuchung der in dieser Arbeit abgehandelten Spulenbauform hat gezeigt, dass die Gegeninduktivität, bzw. die Empfindlichkeit des idealen Sensors unabhängig von der Art der Durchführung der zu messenden Leitung ist. Ströme, welche an der Spule vorbeigehen haben praktisch keinen Einfluss auf das Messsignal, solange die Querschnittsfläche und die Windungsdichte über den Spulenumfang konstant ist. Diese Bedingungen sind in Praxis einfach umzusetzen, wodurch eine billige Herstellung begünstigt wird. Während der gesamten Messungen wurde auch keine direkte Beeinflussung durch äußere magnetische Wechselfelder beobachtet. In der Bildung und Verifikation des dynamischen Spulenmodells hat sich gezeigt, dass das verwendete Ersatzschaltbild, welches im Wesentlichen einem Parallelschwingkreis gleicht, für die Untersuchung der behandelten CDIs vollkommen ausreichend ist

Für die Untersuchung der Einschwingvorgänge der Maschine wurde ein möglichst schnelles dreiphasiges Messsystem entworfen und gebaut. Als Messspulen kamen welche mit niedrigen Windungszahlen zum Einsatz. Das kleine Spulensignal erforderte den Einsatz von symmetrischen Verstärkerschaltungen sowie eine gute Schirmung der CDIs gegen elektrische Wechselfelder. Während die Messspulen des ersten CDI-Satzes eine sehr rasche Einschwingzeit (etwa 120 ns) aufwiesen, wurde die Bandbreite des Messsystems (Einschwingzeit etwa 470 ns) vorwiegend durch die verwendeten Verstärker beschränkt.

Die Bildung eines einfachen Ersatzschaltbildes für ein Drehstromantriebssystem und dessen Überprüfung zeigte, dass Gleichtaktsignale in den Anspeiseleitungen die stärksten Verzerrungen im Stromanstiegswert (Abweichung vom idealen Stromsignal) hervorrufen. Neben den PWM bedingten kapazitiven Ausgleichsströmen gegen Erde werden diese auch von benachbarten leistungselektronischen Schaltkreisen verursacht. Im Sinne der Überprüfung des Ersatzschaltbildes wurde ein Konzept entwickelt, mit welchem der Einfluss dieser Gleichtaktströme auf die Spulensignale abgeschwächt wird.

Zur weiteren Verbesserung der behandelten CDIs wurde die Bandbreite der Mess-

pulen an die Einschwingzeit der Maschinenwicklung angepasst (verringert). Dadurch war es möglich Messspulen mit höheren Windungszahlen zu verwenden, welche somit auch einen höheren Übertragungsfaktor (Spulenverstärkung, Gegeninduktivität) hatten. Die signaltheoretische Idee für die Modellierung der Übertragungsfunktion der Spulen durch eine entsprechende Bedämpfung war die Erzeugung von PT2- Filtern mit Besselkoeffizienten im Nennerpolynom, womit schon bei der Messwertwandlung für eine hochwertige Filterung gesorgt ist. Weitere Vorteile bestanden in der Reduktion von Bauteilen und der geringeren Belastung der Messverstärker durch hochfrequente Signale.

Als weitere Möglichkeit der Konstruktion von CDI- Sensoren wurde die Verwendung von Ferritmaterialien in den Spulenkern herangezogen. Damit wurden Gegeninduktivitäten realisiert, welche das Weglassen der Messverstärker ermöglichte. Als Nachteil dieser Sensoren stellte sich die Einschränkung bezüglich der Sättigungseffekte, sowie die geringere maximale Bandbreite heraus. Die messtechnische Überprüfung dieser Anordnung zeigte auf, dass die Kapazität der Messleitung eine starke Rückwirkung auf das dynamische Verhalten hatte und somit in der Filteranpassung zu berücksichtigen war. Eine Vergleichsmessung der Ferritspulen mit den Luftspulen am Umrichter bis in den Strombereich von 110 A zeigte keine signifikanten Unterschiede in Linearität oder Dynamik.

Abschließend wurden die CDIs mit der Stromdifferenzmessung, in zwei Reaktanzmessverfahren verglichen, ohne jedoch auf die Verfahren selbst einzugehen. Die resultierenden Messbilder wiesen eine Verbesserung in der SNR, sowie im Offset auf.

Vorrausschauend ist zu erwähnen, dass die direkte Stromanstiegsmessung für die Verwendung in INFORM-basierenden Verfahren noch nicht vollkommen ausgereizt ist. Weitere mögliche Verbesserungen bestehen darin, die Werterfassung (ADC) auf die reale Spannungsflanke zu synchronisieren. Dadurch ließe sich der Anteil Messfehler welcher durch die Totzeiteffekte des Umrichters entsteht, vermeiden. Des Weiteren Möglichkeit die Qualität der Messungen zu verbessern, liegt in der digitalen Nachbearbeitung der Messwerte.

Anhang

Sprungantwort eines PT_{2s}

Unterkritische Bedämpfung Die nachfolgenden Entwicklungen gelten für Systeme, welches keine kritischen und überkritischen Dämpfungen aufweisen, also der Wert unter der Wurzel in Gleichung 7.1 kein negatives Vorzeichen aufweist.

$$\begin{aligned}G(s) &= \frac{a}{s^2 + s \cdot b + c} = \frac{a}{(s - n) \cdot (s - n^*)} \\n &= -\frac{b}{2} + j\sqrt{c - \frac{b^2}{4}} = \alpha + j\beta \\H(s) &= \frac{1}{s}G(s) = \frac{a}{s \cdot (s - n) \cdot (s - n^*)}\end{aligned}\tag{7.1}$$

Transformation in den Zeitbereich

$$\begin{aligned}\mathcal{L}^{-1}[H(s)] &= a \frac{2\beta j - (\alpha + j\beta) \exp[(\alpha - j\beta)t] + (\alpha - j\beta) \exp[(\alpha + j\beta)t]}{2\beta(\beta^2 + \alpha^2)j} \\&= a \frac{2\beta j + e^{\alpha t} [(-\alpha - j\beta) \cos(\beta t) - j \sin(\beta t)] + (\alpha - j\beta) (\cos(\beta t) + j \sin(\beta t))}{2\beta(\beta^2 + \alpha^2)j} \\&= a \frac{2\beta j - j2e^{\alpha t} [\alpha \sin(\beta t) - \beta \cos(\beta t)]}{2\beta(\beta^2 + \alpha^2)j} = a \frac{1 - e^{\alpha t} \left[\frac{\alpha}{\beta} \sin(\beta t) - \cos(\beta t) \right]}{(\beta^2 + \alpha^2)}\end{aligned}\tag{7.2}$$

Aus Gleichung 7.1 und 7.2 ist ersichtlich, dass sich die Kreisfrequenz des Einschwingvorganges aus dem Term

$$\beta = \omega = \sqrt{c - \frac{b^2}{4}}$$

ergibt. Der Koeffizientenvergleich mit Gleichung 2.32 und der Entwicklung nach einem

Polynom in C liefert:

$$\begin{aligned} b &= \left(\frac{R_2}{L_{2,2}} + \frac{1}{R_m C} \right); c = \frac{1}{L_{2,2} C} \left(\frac{R_2}{R_m} + 1 \right); a = \frac{L_{1,2}}{L_{2,2} C} \\ \omega &= \sqrt{\frac{1}{C L_{2,2}} - \frac{1}{4 C^2 R_m^2} - \frac{1}{4} \frac{R_2^2}{L_{2,2}^2} + \frac{1}{2 C} \frac{R_2}{R_m L_{2,2}}} \\ 0 &= C^2 \left(\frac{R_2^2}{4 L_{2,2}^2} + \omega^2 \right) - C \left(\frac{R_2}{2 R_m L_{2,2}} + \frac{1}{L_{2,2}} \right) + \frac{1}{4 R_m^2} \end{aligned} \quad (7.3)$$

Bei Vernachlässigung des ohmschen Widerstandes des Messsystems, $R_m \rightarrow \infty$, reduziert sich die Lösung der Gleichung zu:

$$C = \frac{1}{L_{2,2} \left(\frac{R_2^2}{4 L_{2,2}^2} + \omega^2 \right)} \quad (7.4)$$

Die stationäre Verstärkung ergibt sich aus

$$k_{stat} = \lim_{s \rightarrow 0} (s \cdot H(s)) = \frac{a}{c} = \frac{L_{1,2}}{1 + \frac{R_2}{R_m}} \quad (7.5)$$

Kritische Dämpfung Möchte man einen schwingungslosen (aperiodischen) Ausgleichsvorgang erreichen, so wird dies erreicht, wenn der Imaginärteil in Gleichung 7.1 zu null wird.

$$\begin{aligned} \beta &= 0 \\ \rightarrow R_{m,krit} &= \frac{R_2 L_{2,2} \pm 2 \sqrt{\frac{L_{2,2}^3}{C}}}{C R_2^2 - 4 L_{2,2}} \end{aligned} \quad (7.6)$$

$$\tau_{krit} = \frac{1}{-a_{krit}} = \frac{b}{2} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_2}{L_{2,2}} + \frac{1}{R_{m,krit} C} \right) \quad (7.7)$$

Überkritische Bedämpfung Die folgenden Entwicklungen gelten für den Fall einer überkritischen Bedämpfung, also wenn der Wert des Dämpfungswiderstandes geringer als der in Formel 7.6 gegebene, kritische Wert.

$$R_m < R_{m,krit} \\ G(s) = \frac{a}{s^2 + s \cdot b + c} = \frac{a}{(s - n_1) \cdot (s - n_2)} \quad (7.8)$$

$$n_{1,2} = -\frac{b}{2} \pm \sqrt{\frac{b^2}{4} - c} \quad (7.9)$$

$$H(s) = \frac{1}{s} G(s) = \frac{a}{s \cdot (s - n_1) \cdot (s - n_2)}$$

Die Sprungantwort wird zum Ausdruck 7.10, wobei die langsamere Zeitkonstante durch Gleichung 7.11 bestimmt ist.

$$\mathcal{L}^{-1}[H(s)] = \frac{a}{n_1 n_2} \left(1 + \frac{1}{n_2 - n_1} (n_1 e^{tn_2} - n_2 e^{tn_1}) \right) \quad (7.10)$$

$$\tau_{\text{überkrit}} = -\frac{1}{n_2} = \frac{1}{\frac{1}{2} \frac{R_2}{L_{2,2}} + \frac{1}{2CR_m} - \sqrt{\frac{1}{4C^2 R_m^2} - \frac{1}{CL_{2,2}} + \frac{1}{4} \frac{R_2^2}{L_{2,2}^2} - \frac{1}{2C} \frac{R_2}{R_m L_{2,2}}}} \quad (7.11)$$

Rogowskispule als Bestandteil des Eingangsfilters

PT1-Filterung Betrachtet man die Übertragungsfunktion aus Gleichung 2.31, und vernachlässigt man die Kapazität der Spule, so erhält man ein Übertragungsglied mit PT1-Charakteristik.

$$\lim_{C \rightarrow 0} G(s) = \lim_{C \rightarrow 0} \left(\frac{L_{1,2}}{s^2 L_{2,2} C + s \left(R_2 C + \frac{L_{2,2}}{R_m} \right) + \left(\frac{R_2}{R_m} + 1 \right)} \right) \quad (7.12)$$

$$= \frac{L_{1,2}}{1 + \frac{R_2}{R_m}} \frac{1}{1 + s \cdot \tau} \quad (7.13)$$

$$\tau = \frac{L_{2,2}}{R_2 + R_m}$$

Besselfilter 2. Ordnung Bei Besselfiltern ist die Übertragungsfunktion darauf optimiert, die Gruppenlaufzeit von der Frequenz unabhängig zu machen. Formel 7.14 liefert die Koeffizienten für ein Besselfilter n-ter Ordnung. Die Spule besitzt ein Übertragungsverhalten 2. Ordnung und so kann versucht werden, durch die Wahl der Bedämpfungsimpedanz Besselkoeffizienten zu erreichen.[3]

$$G_{\text{Bessel}}(s) = \frac{k_{\text{stat}}}{1 + \sum_{i=1}^n c'_i \left(\frac{s}{\omega_g} \right)^i} \quad (7.14)$$

$$c'_1 = 1; c'_i = \frac{2(n-i+1)}{i(2n-i+1)} c'_{i-1} \quad (7.15)$$

Der Koeffizientenvergleich einer Besselfunktion 2. Ordnung mit Gleichung 2.31 liefert

die Wertebeziehungen für die Bedämpfungsschaltung der Spule:

$$G_{B2}(s) = \frac{k_{stat}}{1 + s\frac{1}{\omega_g} + s^2\frac{1}{3\omega_g^2}} = G(s) = \frac{\frac{L_{1,2}}{\left(\frac{R_2}{R_m} + 1\right)}}{s^2\frac{L_{2,2}C}{\left(\frac{R_2}{R_m} + 1\right)} + s\frac{\left(R_2C + \frac{L_{2,2}}{R_m}\right)}{\left(\frac{R_2}{R_m} + 1\right)} + 1}$$

$$\frac{1}{3\omega_g^2} = \frac{L_{2,2}C}{\left(\frac{R_2}{R_m} + 1\right)} \quad \frac{1}{\omega_g} = \frac{\left(R_2C + \frac{L_{2,2}}{R_m}\right)}{\left(\frac{R_2}{R_m} + 1\right)} \quad \omega_g = 2\pi f_g \quad (7.16)$$

$$\rightarrow R_m^2 C (R_2^2 C - 3L_{2,2}) - R_m C R_2 L_{2,2} + L_{2,2}^2 = 0$$

$$R_m = \frac{1}{2} \frac{C R_2 L_{2,2} \pm \sqrt{3} \sqrt{4C L_{2,2}^3 - C^2 R_2^2 L_{2,2}^2}}{C^2 R_2^2 - 3C L_{2,2}} \quad (7.17)$$

Spice-Modell der Rogowskispule

Die Ausführung des Spice-Modells der Messspulen erfolgt gemäß Abbildung 7.1 sekundärseitig (Messspule) als verlustbehafteter Parallelschwingkreis (L22,R22, C22), in welchem eine Spannung induziert werden kann (E1IND). Als das für die Höhe der Induktionsspannung bestimmende Element tritt die Gegeninduktivität L12 auf, deren Spannungsabfall sich aus der Zeitableitung des Stromes I_{V11} ergibt.

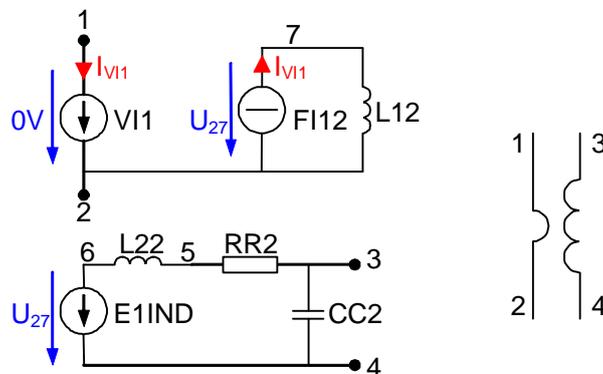


Abbildung 7.1: Grafische Darstellung des Spice-Modells der Rogowskispulen

Source-Code **Dieses File beschreibt ein PSpice Modell für eine Rogowskispule*

**Die Rückwirkung der Sekundärseite auf die primäre ist vernachlässigt*

**Als Modell für die Sekundärseite dient ein RL-C-Parallelkreis.*

**Parameter sind die Gegeninduktivitaet von primaer auf sekundaer*

** Eigeninduktivitaet der Sekundaerseite, Widerstand und Kapazitaet*

** P1 Primaer 1*

* | *P2 Primaer 2*

* | | *S1 Sekundaer 1*

* | | | *S2 Sekundaer 2*

* | | | |

.SUBCKT ROGOWSKI1 1 2 3 4 PARAMS: R2=0.9 L22=6.1851u L12=158n C2=39.6535p

VI1 1 2 DC 0V

CC2 3 4 {C2}

RR2 3 5 {R2}

LL2 5 6 {L22}

FI12 2 7 VI1 {1}

LL12 2 7 {L12}

E1IND 6 4 2 7 {1}

.ENDS ROGOWSKI1

Formelzeichen

Konstante

Formelzeichen	Wert	Beschreibung
σ	$58 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ (Cu)	Leitfähigkeit
μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$	Permeabilität des leeren Raumes
ε_0	$8.854 \cdot 10 \frac{\text{As}}{\text{Vm}}$	Permittivität des leeren Raumes
$\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z$	$ \vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z = 1$	Koordinatenrichtungen im kartesischen Koordinatensystem

Variable

Formelzeichen	SI-Einheit	Beschreibung
A	m^2	Fläche
B	$\frac{\text{Vs}}{\text{m}^2} = \text{T}$	magnetische Flussdichte
$\Phi_{1,2}$	$\text{Vs} = \text{Wb}$	magnetischer Flussanteil am Ort von Messspule (2), verursacht vom Strom durch die Spulenbohrung (1)
$\Psi_{1,2}$	$\text{Vs} = \text{Wb}$	magnetisch mit der Messspule (2) verketteter Flussanteil verursacht vom Strom durch die Spulenbohrung (1)
$\Psi_{2,2}$	$\text{Vs} = \text{Wb}$	magnetisch mit der Messspule (2) verketteter Flussanteil verursacht durch den Strom in der Messspule (2)
h	m	Spulenhöhe
R_i	m	Spulennenddurchmesser
R_a	m	Spulenaußendurchmesser
d	m	Drahtdurchmesser der Messspulenwicklung
N	1	Windungszahl
G_{mag}	$\frac{\text{Vs}}{\text{A}} = \text{H}$	Magnetischer Leitwert eines magnetischen Kreises
$L_{1,2}$	$\frac{\text{Vs}}{\text{A}} = \text{H}$	Gegeninduktivität
$L_{2,2}$	$\frac{\text{Vs}}{\text{A}} = \text{H}$	Eigeninduktivität der Messspule
R_2	Ω	Widerstand der Messspule
C_2	F	Parallelkapazität der Messspule im Spulenmodell
C_m	F	Kapazität des Messverstärkers/Dämpfung
R_m	Ω	ohmscher Eingangswiderstand des Messverstärkers/Dämpfung
ρ_r, ρ_a	m	Betrag des gerichteten Normalabstandes von der z-Achse
$\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z$	1	Einheitsvektoren in x-, y- und z-Richtung
i_1	A	Strom durch die Spulenbohrung (Berechnung)
i_{TU}, i_{TV}, i_{TW}	A	Ströme in den Anspeisungsleitungen U, V, W der Maschine
i_{MU}, i_{MV}, i_{MW}	A	Summenströme durch die Spulenbohrungen der CDIs für Phase U, V, W
i_{mU}, i_{mV}, i_{mW}	A	Idealer Ströme in den Phasen U, V, W
$f_0(t - T_{sw})$	A	Ideale Gleichtaktstörung (alle Phasen)
$f_1(t - T_{sw})$	A	Störsignal in der geschalteten Phase
$f_2(t - T_{sw})$	A	Störsignal verursacht durch die Schalthandlung einer anderen Phase

Notation der Koordinatensysteme

Um einen Ortsvektor \vec{r} zu beschreiben, können verschiedene Koordinatensysteme herangezogen werden. Die in der vorliegenden Arbeit verwendeten Schreibweisen sind die kartesische und die zylindrische. Abbildung 7.2 veranschaulicht die beiden Schreibweisen.

- kartesische Schreibweise: Diese Schreibweise erfolgt durch die Angabe der drei Längenabmessungen in die zueinander rechtwinkelig stehenden, orthonormalen Raumrichtungen \vec{e}_x , \vec{e}_y und \vec{e}_z . Dabei findet sich der Name des ursprünglichen Ortsvektors im Beispiel r im Index der entsprechenden Längenwerte x_r , y_r und z_r der Raumrichtungen wieder:

$$\vec{r} = x_r \vec{e}_x + y_r \vec{e}_y + z_r \vec{e}_z$$

- zylindrische Schreibweise: Hier erfolgt die Angabe des Ortsvektors \vec{r} als gerichteter Abstand von der z -Achse, welcher durch den Betrag des Normalabstandes ρ_r und dessen Winkel zur x -Achse α_r angegeben ist, sowie der Höhe in z -Richtung z_r . Wie bei der kartesischen Schreibweise findet sich der Name des ursprünglichen Vektors wieder in den Idizes wieder. Anders als beim kartesischen System sind die Einheitsvektoren in Richtung der Wertezuwächse von Winkel \vec{e}_α und Normalabstand \vec{e}_ρ nicht konstant. Die Umsetzung der zylindrischen Parameter in kartesische Koordinaten ergibt nach dieser Notation zu:

$$\vec{r} = \rho_r \cos \alpha_r \vec{e}_x + \rho_r \sin \alpha_r \vec{e}_y + z_r \vec{e}_z$$

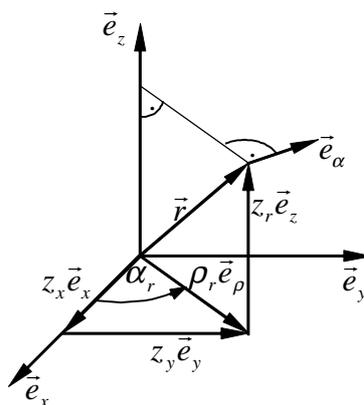
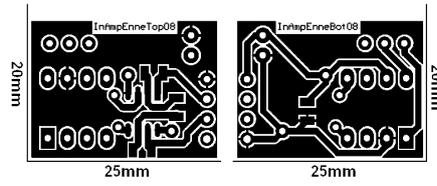
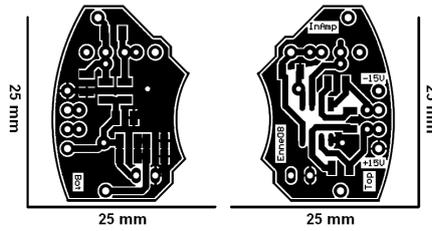


Abbildung 7.2: Kartesisches und zylindrisches Koordinatensystem

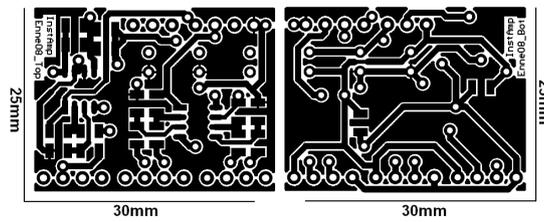
Layouts der Schaltungen



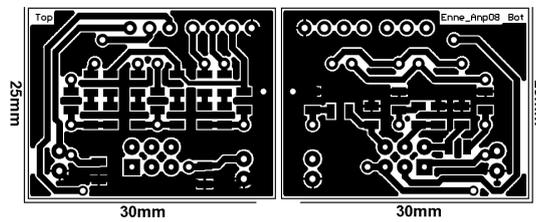
Layout Vorverstärker I



Layout Vorverstärker II



Layout Subtrahierer



Layout Anpassungsschaltung

Abbildungsverzeichnis

2.1	Ringspule um einen stromdurchflossenen Leiter	5
2.2	Feldberechnung bei nicht-konzentrischer Anordnung	8
2.3	Abhängigkeit der Gegeninduktivität von der Unsymmetrie	12
2.4	Ersatzschaltbild der Rogowskispule	14
2.5	Kompensationsleiter bei der Rogowskispule	15
3.1	Aufbau von Spule 1; Maße in mm	18
3.2	Ersatzschaltbild zur Messung der Eigeninduktivität	20
3.3	Messung der Induktivität (li.) und Dreiecksantwort (re.) von Spule 1	20
3.4	Spule 1.1 geschirmt (links) und ungeschirmt (rechts)	22
3.5	Induktivitätsmessung Spule 1.1: rechts: ohne Schirm ; links: mit Schirmung	23
3.6	Dreiecksantwort von Spule 1.1 mit Schirm (li.) und ohne Schirm (re.)	24
3.7	Abmessungen von Spule2	26
3.8	Induktivitätsmessung (li.) und Dreiecksantwort (re.) von Spule 2	28
3.9	Abmessungen von Spule 3 (Maße in mm)	30
3.10	Aufbau von Spule3	30
3.11	Induktivitätsmessung von Spule 3	32
3.12	Sprungantwort Spule 3: links ungeschirmt ; rechts geschirmt	32
3.13	Aufbau von Spule 4 als Lagen- (li.) und Schnittbild (re.). Maße in mm	34
3.14	Induktivitätsmessung von Spule 4	36
3.15	Gegeninduktivitätsmessung von Spule 4	36
4.1	Anordnung der Komponenten von Messsystem 1	39
4.2	Schaltplan des Vorverstärkers	41
4.3	Schaltung eines der Subtrahierer	43
4.4	Bereitstellung der Masse	43
4.5	Sprungantwort des Verstärkers	44
4.6	Schirmkonzept von Spule2	45
4.7	Anschluss der Messspule an den Verstärker	46
4.8	Schaltung für die Simulation des gesamten Messsystems mit Spule 2	47

4.9	Simulation von Messsystem 1	47
4.10	Sprungantwort von Messsystem 1 aller drei Spulen gleichzeitig (li.) nur einer Spule (re.)	48
4.11	Schaltplan der Anpassungsschaltung	49
4.12	Anordnung der Komponenten von Messsystem 2	50
4.13	Schaltung Vorverstärker II	51
4.14	Dreiecksantwort von Messsystem 2 vor der Anpassung mit 303.314 A/ ms(li.) und Maschinenantwort bei Maschinensatz 2	52
4.15	Maschinenantwort an Maschinensatz 2 mit dem angepassten Messsystem 2	53
4.16	Simulation (li.) und Messung (re.) der Dreiecksantwort von Messsystem 2	54
4.17	Anordnung der Komponenten von Messsystem 3	55
4.18	Spule 4 in der gleichtaktunterdrückenden (li.) Schaltung; Bedämpfung am Ende der Messleitung (re.)	57
4.19	Dreiecksantwort von Messsystem 3	58
4.20	Vergleich von Messsystem 2 u. 3 am Umrichter ohne q-Strom (links) und mit q-Strom (rechts)	58
5.1	Hochfrequenzersatzschaltbild eines Umrichtergespeisten Antriebssystems	60
5.2	Kapazitätsmessung gegen Erde bei einer Drehstromwicklung	61
5.3	Kapazitätsmessung Strang gegen Erde	61
5.4	Gegenseitige Beeinflussung der Phasen	64
5.5	Symmetrische und asymmetrische Raumzeigermodulation	68
5.6	Blockschaltbild Maschinensatz 1	71
5.7	Informsequenz	72
5.8	Externe Störungen; links: gemessen rechts: kompensiert	73
5.9	Strang U direkt, indirekt und Erdstrom	75
5.10	Vergleich unterschiedlicher Spulenschaltungen bei Maschinensatz 1; CH2: Phase U, CH3: Phase V, CH4: Phase W	78
5.11	Testimpuls für den Vergleich von CDI und Stromdifferenzmessung	79
5.12	INFORM-Kreis bei Stromdifferenzmessung (grün) und passivem CDI (blau); stromloser Fall	80
5.13	Blockschaltbild Maschinensatz 2	82
5.14	Maschinenantwort bei Dreischuss	83
5.15	Vergleich unterschiedlicher Messschaltungen bei Maschinensatz 2	85
5.16	Trajektorie des Differenz-Stromänderungsraumzeigers an Maschinensatz. Lastfall: $i_y = 0.1p.u.$, Fluss=1p.u. . links: Stromdifferenzmessung; rechts: CDI	87
7.1	Grafische Darstellung des Spice-Modells der Rogowskispulen	93

7.2 Kartesisches und zylindrisches Koordinatensystem 97

Literaturverzeichnis

- [1] J.L. Guardardo, J.A. Flores u.m.: „A Machine Winding Model for Switching Transient Studies Using Network Synthesis”, IEEE VOL.20, NO 2, June 2006
- [2] A. Prechtl: „Elektrodynamik”, Vorlesungsskriptum, GTE TU Wien 2005
- [3] U. Tietze, Ch. Schenk: „Halbleiterschaltungstechnik”, 12. Auflage Springer 2002, ISBN 3-540-42894-6
- [4] T. Wolbank, J. Machl, H. Hauser: „Current Sensors for Shaft-Sensorless Control of Inverter Fed Induction Machines - Industrially Used Sensors vs. New Current Derivative Sensors”; Vortrag: IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC), Vail, CO, USA; 20.05.2003 - 22.05.2003; in: „IMTC 2003 Proceedings”, (2003), ISBN: 0-7803-7705-2; S. 595 - 599.
- [5] T. M. Wolbank, J. L.Machl u. m.: „Closed-Loop Compensation Sensors Versus New Current Derivate Sensors for Shaft-Sensorless Control of Inverter Fed Inducion Machines”, IEEE Transations on Instrumentation and measurement, Vol. 53, No. 4, 2004
- [6] M. A. Vogelsberger, M. Riepler, u.m.: „Integration of Transient and Fundamental Wave Excitation for Zero Speed Sensorless Control of ac Machines”, IEEE Paper ID 1338, 2008
- [7] A. Prechtl: „Vorlesungen über die Grundlagen der Elektrotechnik”, Band 2, Springer-Verlag New York, 1995, ISBN 3-211-82685-8
- [8] M. Riepler: „Kompensation von Totzeiteffekten und Realisation von sensorlosen Regelungsstrukturen für umrichter gespeiste Asynchronmaschinen”, Diplomarbeit, IEAM TU Wien 2007
- [9] M. Schrödl: „Sensorless Control of AC machines at low speed and stand still based on the INFORM method”; Vortrag: IEEE IAS, San Diego, USA; 01.01.1996; in: „Conference Proceedings IEEE IAS'96”, (1996), S. 270 - 277

-
- [10] T. M. Wolbank, P. E. Macheiner: „Detecion of Air Gap Eccentricity in the Presence of Stator Inter-turn Fault of Inverter Fed Inducion Machines”, 978-1-4244-1668-4 IEEE 2008, Seite 2633-2638
- [11] T. Wolbank, P. Macheiner: „Modulation of transient reactances of induction machines caused by different types of eccentricity”; Vortrag: IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives SD, Cracow, Poland; 06.09.2007 - 08.09.2007; in: „Proceedings of IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)”, (2007), ISBN: 1-4244-1062-2; S. 1 - 6.
- [12] C. Caruna, G. M. Asher: „Sensorless Flus Position Estimation at Low and Zero Frequency by Measuring Zero-Sequence Current in Delta-Connected Cage Inducion Machines”, IEEE Transaction on Industry Application, Vol 41, No. 2, 2005
- [13] Marta Argüeso, Guillermo Robles: „Implementation of a Rogowsko coil for the measurement of partial discharges”, Review of Scientific Instruments 76, 2005
- [14] J. Machl: „Optimizing Pulse Pattern and Signal Processing for Injection Based Sensorless Control Methods of Induction Machine Drives”; Begutachter: T. Wolbank, H. Hauser; Institut für Elektrische Antriebe und Maschinen, 2005.
- [15] Juan A. Catalan: „Hochdynamische Strommessung für Umrichterantriebe”, Diplomarbeit IEAM, TU Wien, 2008
- [16] G. Magerl: „Messtechnik”, Teil 1, Version 8, Vorlesungsskriptum, EMST TU Wien 2008
- [17] P. Weinmeier: „Lagegeberlose hochdynamische Regelung eines Hybrid-Reluktanzmotors im unteren Drehzahlbereich bis zum Stillstand”, Dissertation TU Wien 1998
- [18] dSpace-Gebrauchsanleitung DS1103, S180: I/O Circuit and Electrical Characteristics
- [19] Datenblatt OPV LT1361 von Linear Tech. siehe Anlagen

Anlagen

- Protel-Files
- Datenblatt OPV LT1361
- Datenblatt der Ferrite