



FAKULTÄT FÜR **INFORMATIK**

Kompensation von Totzeiteffekten und Realisation von sensorlosen Regelungsstrukturen für umrichter gespeiste Asynchronmaschinen

DIPLOMARBEIT

zur Erlangung des akademischen Grades

Diplom-Ingenieur

im Rahmen des Studiums

Computergraphik/Digitale Bildverarbeitung

eingereicht von

Michael Riepler

Matrikelnummer 0016094

an der

Fakultät für Informatik der Technischen Universität Wien

Betreuung:

Betreuer: Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Thomas Wolbank

Mitwirkung: Dipl.-Ing. Markus Vogelsberger

Wien, 31.07.2008

(Unterschrift Verfasser)

(Unterschrift Betreuer)

Danksagung

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

Kurzfassung

Drehstromasynchronmaschinen finden aufgrund ihrer robusten Bauweise und ihres breiten Drehzahlbereichs vielerlei Anwendung. Dabei wird die sensorlose feldorientierte Regelung dieser Maschinen vermehrt der klassischen Regelung mit Drehgeber vorgezogen. Um den mechanischen Sensor auf dem Motor einsparen zu können, muss die Rotorflusslage hierbei allein aus Messungen elektrischer Größen bestimmt werden. Vielfach werden Grundwellenmodelle wie z.B. das Spannungsmodell eingesetzt, das aber im tiefen Drehzahlbereich keine brauchbaren Ergebnisse liefert. Aus heutiger Sicht ist der sensorlose Betrieb bis zum Flusstillstand nur mittels Injektionsmethoden oder daran angelehnter Verfahren möglich.

Der erste Teil dieser Arbeit beschäftigt sich mit der Kompensation von Totzeiteffekten des verwendeten Umrichters während eines Inform-Zyklus. Die Totzeit verhindert während dem Umschalten der Leistungshalbleiter einen Kurzschluss zwischen oberem und unterem Zwischenkreispotential im Umrichter, indem die Schaltimpulse verzögert angelegt werden. Diese Totzeit beeinflusst allerdings die Inform-Sequenz beträchtlich, da die Messungen des Stromanstiegs aufgrund fixer Messzeitpunkte nicht im gewünschten magnetischen Arbeitspunkt erfolgen, was die Auswertung stark beeinflusst. In Kapitel 4 wird ein Ansatz präsentiert, wie durch geeignetes Verschieben der Schaltzeitpunkte diese Totzeit kompensiert werden kann. Abhängig von der Stromrichtung und der durchzuführenden Schalthandlung wird der Schaltimpuls gerade um die Totzeit früher an den Umrichter gesendet, sodass durch die darauffolgende Verschiebung der Ein-/Ausschaltzeitpunkte durch den Umrichter die reale Schalthandlung zum gewünschten Zeitpunkt durchgeführt wird.

Im zweite Teil wird ein Verfahren vorgestellt, das es ermöglicht, die Rotorflusslage direkt aus den beiden aktiven Zuständen der PWM des Stromreglers zu bestimmen, ohne zusätzliche Testimpulse anlegen oder Maschinengleichungen auswerten zu müssen. Dabei wird der vom Stromregler geforderte Spannungsraumzeiger wenn nötig in gewissen Abständen so modifiziert, dass eine Messung des Stromanstiegs ermöglicht wird. Über ein spezielles Auswertungsverfahren kann aus den so gewonnenen Differenz-Stromänderungsraumzeigern, die in direkten Zusammenhang mit den magnetischen Sättigungseffekten in der Maschine stehen, die Rotorflusslage errechnet werden.

Abstract

Up to now, the most commonly used methods to realize field oriented control of ac induction machines, that is able to work at zero speed, are either sensor based models or transient signal excitation methods. The mechanical sensorless field oriented control is therefore a common issue in research.

In the first part of the thesis the influence of the inverter interlock dead-time of the voltage source inverter on the pulse sequence of an injection based speed sensorless control is investigated. The inverter interlock dead-time prevents the short circuit of the dc link. However, this considerably influences the control signal, since this is obtained by evaluating the current response of the machine on the injection sequence. As the inverter interlock dead-time modifies the sequence, the current response, which is obtained at fixed measurement time stamps, is no more detected at the desired magnetic operating point. The deviation of the operating point during an injection sequence can be seen in a deterioration of the resulting control signal.

In this thesis an approach for compensating these disturbances on the signal injection measurement is presented. Out of the current direction and the switching command an adaptation of the switching signals can be performed to reduce the deviation of the operating point during an injection sequence.

In the second part of the thesis, an evaluation algorithm is presented, that calculates the rotor flux position directly out of the current response without excitation by any test impulses. The method uses only the fundamental PWM or - if necessary - slightly modified PWM. As the measurement during the zero switching state has parasitic influences on the control signal, the current response on the two active states of the PWM are exploited.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Grundlagen der Asynchronmaschine	4
2.1	Normierung	4
2.2	Raumzeiger	5
2.3	Mathematische Beschreibung der ASM	7
2.4	Einführung verschiedener Koordinatensysteme	8
2.5	Feldorientierte Regelung	9
2.6	INFORM Verfahren	13
3	Prüfstand	21
3.1	Aufbau	21
3.2	Testmaschine	23
3.3	Belastungsmaschine	23
3.4	mlib/mtrace-Interface Libraries	24
4	Totzeitkompensation	28
4.1	Spannungszwischenkreisumrichter	28
4.2	Schalttotzeit des Umrichters(interlock deadtime)	29
4.3	Auswirkungen der Totzeit auf das INFORM-Verfahren	30
4.4	Detektion der Totzeit	33
4.5	Kompensation der Totzeiteffekte durch Adaption der Schaltzeitpunkte	35
5	Integration der Inform-Auswertung in die Stromregler-PWM	40
5.1	Inform-Auswertung mit zwei Inform Funktionen und Dreischuss-Impulsfolgen	40

5.2	Bestimmung des Flusswinkels aus zwei aktiven Zuständen einer Testimpulssequenz	43
5.3	Flusswinkelbestimmung aus einer modifizierten Stromregler-PWM	48
5.3.1	Modifikation der Stromregler-PWM	50
5.3.2	Auswertung der Stromantwort der Grundwellen-PWM	54
6	Implementierung	61
6.1	Totzeitkompensation	61
6.2	Integration der Inform-Auswertung in die Stromregler-PWM	63
6.3	Approximation eines Kreises an eine Punktwolke	68
6.4	Lastabhängigkeit der Mittelpunkte/Segmente	71
7	Zusammenfassung und Ausblick	74
A	mllib/mtrace Beispielapplikation	76

Kapitel 1

Einleitung

Drehstromasynchronmaschinen stellen aufgrund ihrer einfachen Bauweise und ihrer günstigen Produktionskosten den am häufigsten eingesetzten Motortyp dar. Durch den Einsatz von Frequenzumrichtern ist der Drehzahlbereich der Asynchronmaschine stark erweitert worden. Neben der traditionellen U/f-Steuerung werden zunehmend feldorientierte Regelungsverfahren eingesetzt, um umrichter gespeiste hochdynamische Antriebe zu betreiben. Die feldorientierte Regelung hat zum Ziel, ein Drehmoment in der Maschine einzustellen, welches anhand des Flussverkettungsraumzeigers und eines darauf orthogonal stehenden Stromraumzeigers gebildet wird. Wesentlich dabei ist die korrekte Erfassung des magnetischen Flusses in der Maschine (vgl. Abbildung 1.1). Bei der direkten Ermittlung des Flusses mit Hilfe von Sensoren (Messspulen, Hallsonden) wird das magnetische Feld im Luftspalt gemessen. Diese Methode ist heutzutage aufgrund ihrer Fehleranfälligkeit seltener zu finden. Eleganter ist der Ansatz der indirekten Verfahren. Hier wird der Flusswinkel aus leicht messbaren Größen (z.B. Strangströme) durch Auswertung der Maschinengleichungen der ASM errechnet. Es wird allgemein zwischen Grundwellenmodellen, nicht modellbasierten Injektionsverfahren und Kombinationen beider unterschieden. Ein Vertreter der Grundwellenmodelle ist das Strommodell, das allerdings neben dem gemessenen Statorstrom einen mechanischen Sensor zur Flusswinkelbestimmung benötigt. Neben der klassischen feldorientierten Regelung mit Drehgeber gewinnt die sensorlose Regelung immer mehr an Bedeutung. Da der mechanische Sensor zur Lagerfassung eingespart werden kann, ergeben sich neben dem Raumgewinn durch den Wegfall des Sensors einige Vorteile wie Kostenreduktion und erhöhte Zuverlässigkeit. In Abbildung 1.1 sind die sensorlosen Verfahren fett markiert. Zu den Grundwellenmodellen zählt unter anderem das Spannungsmodell,

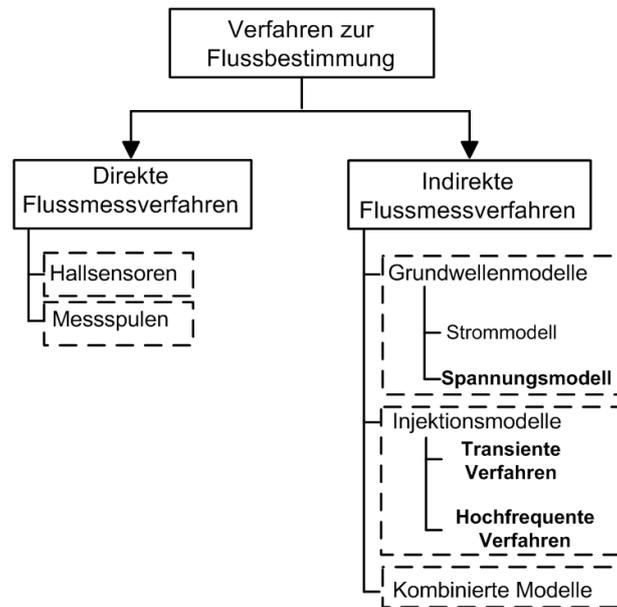


Abbildung 1.1: direkte und indirekte Verfahren zur Flussbestimmung

das bei hohen Drehzahlen eine verlässliche Flusslageerfassung durch Auswertung der Statorspannungsgleichungen bietet. Im tiefen Drehzahlbereich (bis zum Flusstillstand hin) versagt das Modell allerdings aufgrund einer offenen Integration über den stark temperaturabhängigen Statorwiderstand. Hierbei schaffen Injektionsmodelle Abhilfe. Grob wird zwischen transienten oder hochfrequenten Injektionsmodellen unterschieden. Letztere, bei denen ein hochfrequent pulsierender oder rotierender Spannungsraumzeiger auf die Grundwelle überlagert wird, werden aber in dieser Arbeit nicht verwendet und daher nicht weiter berücksichtigt. Bei transienten Verfahren werden kurze Spannungsimpulse durch den Spannungszwischenkreisumrichter an die Maschine angelegt. Aus der resultierenden Stromantwort berechnet sich nach Aufbereitung der Information der Rotorflusswinkel.

In dieser Arbeit wurde weitestgehend das Inform-Verfahren [9] angewendet, sowie modifiziert. Es handelt sich dabei um ein transientes Verfahren, das nach Anlegen von kurzen Spannungsimpulsen die resultierende Stromänderung erfasst und auswertet. Nach erfolgreicher Signalaufbereitung kann daraus auf die Flusslage geschlossen werden. Die Stromantwort wird allerdings stark von der Totzeit des Frequenzumrichters beeinflusst. Diese Totzeit ist notwendig, um während der Schalthandlungen einen Kurzschluss zwischen oberem und unterem Zwischenkreispotential zu vermeiden und bewirkt je nach Stromrichtung ein verzögertes Umschalten der Halbleiterbrücke. Dadurch finden die Messungen nicht mehr

im magnetischen Arbeitspunkt der Maschine statt. In [10] wird bereits ein Ansatz beschrieben, wie diese Totzeiteffekte anhand von Verschiebungen der Messzeitpunkte kompensiert werden können. Es handelt sich dabei allerdings um ein sehr aufwändiges Verfahren und behandelt nicht das Problem der veränderten Spannungszeitfläche.

In Kapitel 4 der vorliegenden Arbeit wird ein neuer Ansatz vorgestellt, um diese Totzeiteffekte zu kompensieren. Dabei wird zuerst ein Verfahren präsentiert, mit dem die Totzeit automatisch bestimmt werden kann. Weiters wird dargestellt, wie die Verzögerung der Schalthandlungen des Umrichters von der Stromrichtung und des einzustellenden Schaltzustands abhängig ist. Dadurch können die idealen Schaltzeitpunkte des Inform-Pulsmusters im laufenden Betrieb derart angepasst werden, dass eine Messung im richtigen Arbeitspunkt ermöglicht wird. Zusätzlich wird die reale Spannungszeitfläche der ideal theoretischen Spannungszeitfläche der Inform-Sequenz durch die vorgestellte Kompensation angenähert. Abschließend werden zum Zwecke der Verifikation der vorgestellten Kompensationsmethode das kompensierte und das unkompensierte Informsignal verglichen und so die Kompensation der Arbeitspunktabweichungen belegt.

Kapitel 5 der Arbeit beschäftigt sich mit der Rotorflusslageerfassung ohne eine Injektion von Testspannungen. Da während eines Injektionszyklus der Stromregler nicht aktiv ist, ist es wünschenswert, direkt aus den Spannungsraumzeigern der Stromregler-PWM die gewünschte Information zu erhalten. Problematisch ist jedoch die vermeintlich kurze Dauer der aktiven Schaltzustände an den Spannungssektorgrenzen, die eine Stromänderungsmessung nicht erlauben. Zu diesem Zweck wird - wenn nötig - der vom Stromregler geforderte Spannungsraumzeiger derart modifiziert, dass eine Messung ermöglicht wird. Aus den Stromanstiegmessungen in den aktiven Zuständen der PWM kann nach erfolgter Signalaufbereitung auf die Lage des Flusses geschlossen werden. Weiters werden Kompensationsmöglichkeiten für die Lastabhängigkeit der gewonnenen Winkelinformation präsentiert und das Gesamtkonzept mittels Messungen verifiziert.

Kapitel 2

Grundlagen der Asynchronmaschine

In den folgenden Abschnitten werden die Raumzeigerrechnung, sowie die Grundlagen der Asynchronmaschine und der feldorientierten Regelung vorgestellt. Dabei werden die Zusammenhänge zwischen Regelstruktur und ASM nur soweit behandelt bzw. auf die mathematische Beschreibung der ASM eingegangen, wie dies für das weitere Verständnis dieser Arbeit von Nöten ist. Für weitere Informationen wird auf [1] verwiesen.

2.1 Normierung

Die Normierung bietet eine Möglichkeit, dimensionsbehaftete physikalische Größen in dimensionslose Werte zu transformieren, die sich in einem engen Zahlenbereich bewegen. So ist ein Vergleich von Ergebnissen leichter möglich. Als Bezugswerte werden üblicherweise die Spitzenwerte der Stranggrößen im Nennpunkt herangezogen.

Verwendete Bezugsgrößen:

- Spannung, Strom:

$$U_{\text{Bezug}} = \sqrt{2} \cdot U_{\text{Nenn,Str}} \quad , \quad I_{\text{Bezug}} = \sqrt{2} \cdot I_{\text{Nenn,Str}}$$

- Winkelgeschwindigkeit, Zeit:

$$\omega_{el,\text{Bezug}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{el,\text{Nenn}} \quad , \quad T_{\text{Bezug}} = \frac{1}{\omega_{el,\text{Bezug}}}$$

- Fluss:

$$\Psi_{\text{Bezug}} = \frac{U_{\text{Bezug}}}{\omega_{el,\text{Bezug}}}$$

- Leistung, Moment:

$$P_{\text{Bezug}} = 3 \cdot U_{\text{Nenn,Str}} \cdot I_{\text{Nenn,Str}} \quad , \quad M_{\text{Bezug}} = \frac{3 \cdot U_{\text{Nenn,Str}} \cdot I_{\text{Nenn,Str}} \cdot p}{\omega_{\text{el,Bezug}}}$$

wobei p die Polpaarzahl darstellt

Eine normierte Größe x kann dann als Quotient der unnormierten Größe X und dem entsprechendem Bezugswert X_{Bezug} errechnet werden.

$$x = \frac{X}{X_{\text{Bezug}}} \quad (2.1)$$

2.2 Raumzeiger

Unter Annahme einiger Idealisierungen kann mit Hilfe der Raumzeigerrechnung der Zustand einer Maschine als Momentaufnahme in der komplexen Ebene räumlich dargestellt werden:

- Zum einen werden die elektromagnetischen Größen in der Maschine als sinusförmig verteilt angenommen.
- Es wird von linearem Verhalten der Maschine um einen Arbeitspunkt ausgegangen. (Liegt eine magnetische Sättigung vor, müssen die Parameter an den entsprechenden Arbeitspunkt angepasst werden)
- Die Maschine wird als rotationssymmetrisch aufgebaut angenommen, damit die Induktivitäten über den Umfang konstant sind.

Gelten obige Annahmen, so können die Ströme in den einzelnen Wicklungssträngen zu einem beliebigen Zeitpunkt als Sinusstrombelag dargestellt werden. Dieser bewirkt entlang des Luftspaltes wiederum eine sinusförmig verteilte magnetische Spannung. Der Betrag des Stromraumzeigers ist proportional zur Amplitude der magnetischen Spannungsverteilung und zeigt auch in deren Richtung (vgl. Abbildung 2.1). Dadurch, dass ein Raumzeiger nur aus Augenblickswerten aller Strangwerte gebildet wird, können sowohl transiente als auch stationäre Fälle sehr einfach beschrieben werden.

In Abbildung 2.1 wird von einer zweipoligen Ersatzmaschine ausgegangen und zusammen mit der entlang des Luftspaltes sinusförmig verteilten Größe ξ dargestellt. Der Raumzeiger repräsentiert eindeutig diese sinusförmige Verteilung.

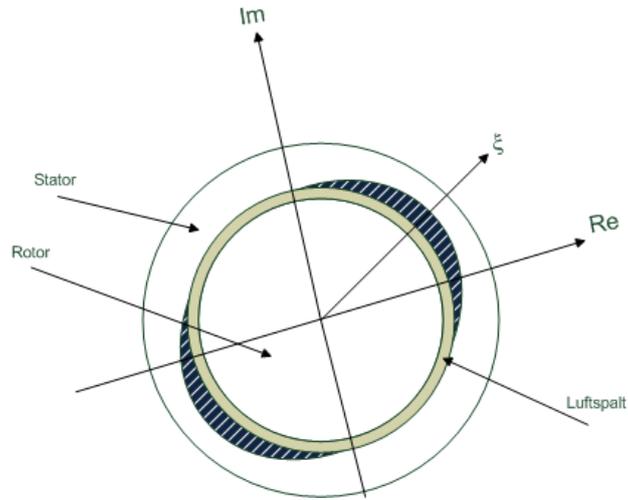


Abbildung 2.1: Definition eines komplexen Raumzeigers

Seien i_1 , i_2 und i_3 die augenblicklichen Ströme in den Statorwicklungen einer dreiphasigen Maschine nach einer Normierung, so wird der komplexe Stromraumzeiger \underline{i} folgendermaßen gebildet (vgl. Abbildung 2.2):

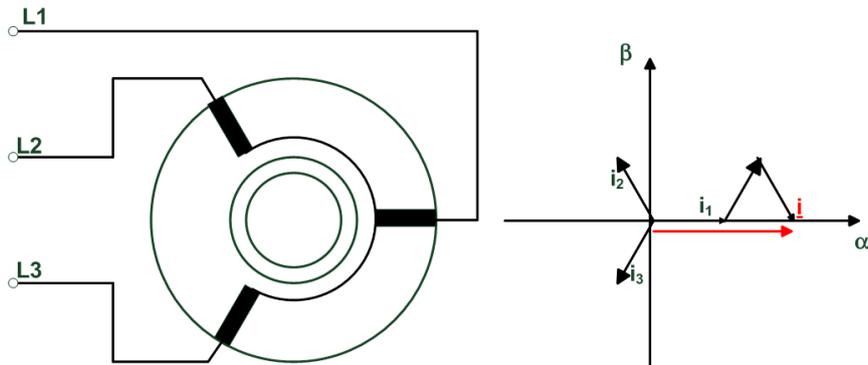


Abbildung 2.2: Bildung des Stromraumzeigers

$$\underline{i} = \frac{2}{3}(i_1 + i_2 \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} + i_3 \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi}) \quad (2.2)$$

Analog werden die Raumzeiger für Spannung und Flussverkettung erstellt:

$$\underline{u} = \frac{2}{3}(u_1 + u_2 \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} + u_3 \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi}) \quad (2.3)$$

$$\underline{\psi} = \frac{2}{3}(\psi_1 + i_2 \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} + \psi_3 \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi}) \quad (2.4)$$

2.3 Mathematische Beschreibung der ASM

Das Ersatzschaltbild für die ASM (Streuung komplett auf Statorseite angerechnet) ist in Abbildung 2.3 dargestellt.

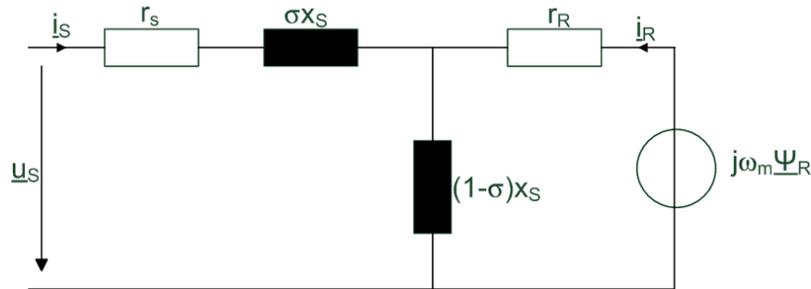


Abbildung 2.3: Statorfestes Ersatzschaltbild der ASM

Wird ein Stromraumzeiger in die Statorwicklungen eingeprägt, so wird ein magnetisches Feld aufgebaut. Die Feldlinien durchsetzen nun auch die Rotorwicklungen, sodass stationär betrachtet ein Großteil des Luftspaltflusses mit der Rotorwicklung verkettet ist. Diese durch die Flussverkettung induzierten Spannungen sind die Ursache für die Reaktionsströme in der Rotorwicklung, wenn er sich zeitlich ändert [1].

Die Flussverkettungsraumzeiger ergeben sich für Stator und Rotor zu:

$$\underline{\psi}_S = x_S \cdot \underline{i}_S + x_{SR} \cdot \underline{i}_R$$

$$\underline{\psi}_R = x_{SR} \cdot \underline{i}_S + x_R \cdot \underline{i}_R$$

Um die Gegeninduktivität zwischen Stator- und Rotorwicklung x_{SR} zu eliminieren, wird ein Streufaktor σ eingeführt, wobei hier der Rotor als streuungslos angenommen werden kann (Streuung wird also komplett dem Stator zugeschlagen):

$$x_R = x_{SR} = x_S \cdot (1 - \sigma)$$

Damit vereinfachen sich die Flussverkettungsraumzeiger zu

$$\underline{\psi}_S = x_S \cdot \underline{i}_S + x_S \cdot (1 - \sigma) \cdot \underline{i}_R \quad (2.5)$$

$$\underline{\psi}_R = x_S \cdot (1 - \sigma) \cdot (\underline{i}_S + \underline{i}_R) \quad (2.6)$$

Aus dem Ersatzschaltbild (vgl. Abbildung 2.3) und nach Transformation in ein mit Winkelgeschwindigkeit ω_K rotierendes Koordinatensystem können die Spannungsleichungen

aufgestellt werden.

Statorspannungsgleichung:

$$\underline{u}_S = r_S \cdot \underline{i}_S + \frac{d\underline{\psi}_S}{d\tau} + j \cdot \omega_K \cdot \underline{\psi}_S \quad (2.7)$$

Rotorspannungsgleichung:

$$\underline{u}_R = r_R \cdot \underline{i}_R + \frac{d\underline{\psi}_R}{d\tau} + j \cdot (\omega_K - \omega_m) \cdot \underline{\psi}_R \quad (2.8)$$

(Anmerkung: für einen als Kurzschlussläufer ausgeführten Rotor gilt $\underline{u}_R = 0$). Die Gleichungen (2.6) bis Gleichung (2.10) für Bewegung und inneres Moment bilden die allgemein gültigen Maschinengleichungen.

mechanische Gleichung:

$$\tau_m \cdot \frac{d\omega_m}{d\tau} = m_i - m_B \quad (2.9)$$

Drehmomentgleichung:

$$m_i = -\text{Im}(\underline{i}_S^* \cdot \underline{\psi}_S) = -\text{Im}(\underline{i}_S^* \cdot \underline{\psi}_R) \quad (2.10)$$

wobei ω_m für die mechanische Winkelgeschwindigkeit steht, m_i für das innere Moment, τ_m für die Anlaufzeitkonstante und m_B für ein bremsendes Maschinenmoment.

2.4 Einführung verschiedener Koordinatensysteme

Raumzeiger stehen immer in Bezug zu einem bestimmten Koordinatensystem. Abhängig von der Aufgabe oder Situation ist es sinnvoll, die Raumzeiger in einem der folgenden Koordinatensysteme zu verwenden (vgl. Abbildung 2.4):

- Statorfestes Koordinatensystem: (α, β)
Reelle Achse wird mit α und die imaginäre Achse mit β bezeichnet. Das Koordinatensystem ist fest mit dem Stator verbunden und somit auch raumfest.
- Rotorfestes Koordinatensystem: (d, q)
Reelle Achse wird mit d und die imaginäre Achse mit q bezeichnet. Das Koordinatensystem ist fest mit dem Rotor verbunden.

- Flussfestes Koordinatensystem: (x,y)

Reelle Achse wird mit x bezeichnet und liegt in Flussrichtung. Die imaginäre Achse wird mit y bezeichnet.

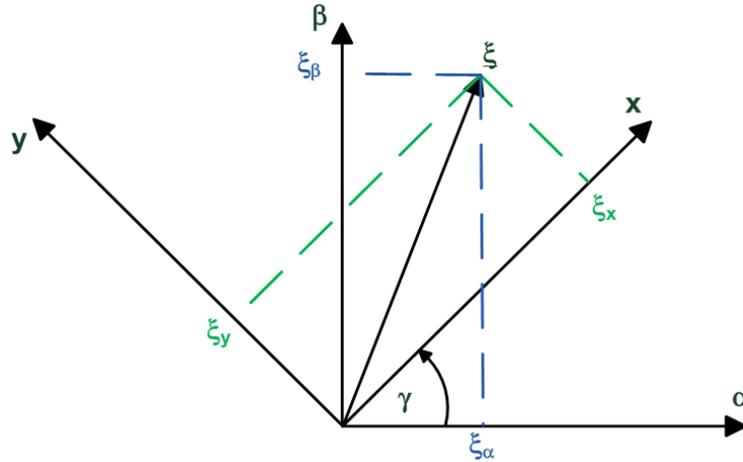


Abbildung 2.4: Definition verschiedener Koordinatensysteme

Um die Raumzeiger in verschiedenen Koordinatensystemen darstellen zu können, müssen Koordinatentransformationen durchgeführt werden. So beschreibt der komplexe Drehoperator $e^{-j\gamma}$ eine Drehung des Koordinatensystems um den Winkel γ in mathematisch positiver Richtung. Der in Abbildung 2.4 dargestellte Raumzeiger $\underline{\xi}_{\alpha,\beta}$ kann damit aus dem statorfesten Koordinatensystem in das flussfeste Koordinatensystem (x, y) gedreht werden.

$$\underline{\xi}_{x,y} = \underline{\xi}_{\alpha,\beta} \cdot e^{-j\gamma}$$

γ steht in diesem Zusammenhang für den Flusswinkel, der angibt, wieviel die reellen Achsen des flussfesten und des statorfesten Koordinatensystems verdreht sind.

2.5 Feldorientierte Regelung

Die feldorientierte Regelung ermöglicht einen hochdynamischen Betrieb der ASM, der dem der Gleichstrommaschine ebenbürtig ist [1]. Das Grundprinzip beruht darauf, ein gefordertes inneres Moment durch einen am Flussraumzeiger orientierten Stromraumzeiger einzustellen. Dabei wird der Maschine ein Flussverkettungsraumzeiger eingeprägt, aufrechterhalten und unabhängig davon ein Drehmoment eingestellt. Wie aus der Gleichung (2.10) für

das Drehmoment zu entnehmen ist, sind die drehmomentbildenden Komponenten der Fluss $\underline{\psi}_R$ und ein daran orientierter Stromraumzeiger \underline{i}_S (vgl. Abbildung 2.5). Das aufgebrauchte Moment entspricht dann der Fläche, die von diesen beiden Raumzeigern aufgespannt wird.

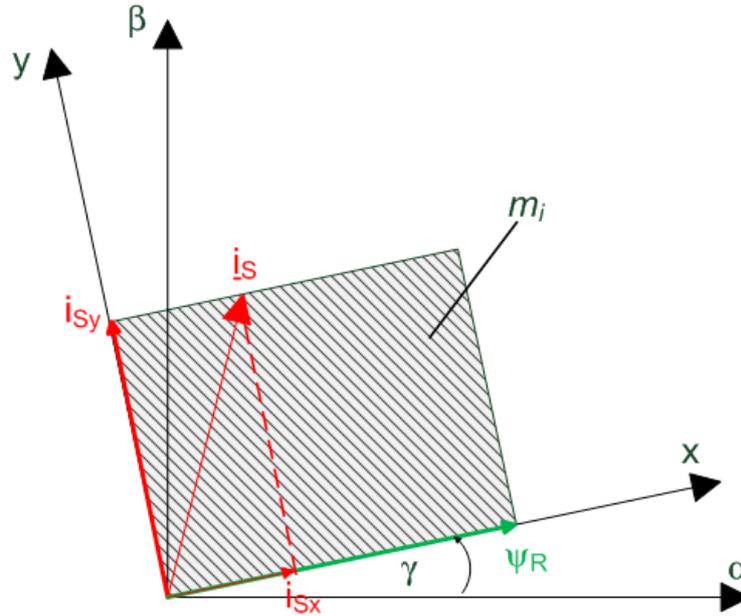


Abbildung 2.5: Drehmomentbildung mit $\underline{\psi}_R$ und \underline{i}_S

Entkopplung von Flussaufbau und Drehmomentführung

Es ist sinnvoll, die drehmomentbildenden Komponenten voneinander zu trennen, um eine unabhängige Regelung beider Größen zu ermöglichen. Dadurch ist ein Verändern des Drehmoments durch eine alleinige Änderung der rotorflussnormalen Stromkomponente möglich. Die Dynamik ist hier nur durch die Leistungsfähigkeit des Umrichters und der Stromreglerdynamik beschränkt. Aus der Rotorspannungsgleichung in Gleichung (2.8) im rotorflussfesten xy-Koordinatensystem ($\omega_K = \omega_\psi$) ist ersichtlich, dass der Rotorflussraumzeiger in Richtung der reellen x-Achse zeigt ($\psi_{Rx} = |\underline{\psi}_R|$ und $\psi_{Ry} = 0$).

$$0 = r_R \cdot \underline{i}_R + \frac{d\underline{\psi}_R}{d\tau} + j \cdot (\omega_K - \omega_m) \cdot \underline{\psi}_R \quad (2.11)$$

Werden nun wieder der Streufaktor und die Schlupffrequenz ($\omega_{Schl} = \omega_K - \omega_m$) eingeführt und in Real- und Imaginärteil aufgespalten (der Imaginärteil ψ_{Ry} hat wie oben kurz erwähnt

keinen Einfluss auf den Flussbetrag), so ergibt sich:

$$0 = \frac{1}{\tau_R} [\psi_{Rx} - l_S \cdot (1 - \sigma) \cdot i_{Sx}] + \frac{d\psi_{Rx}}{d\tau} \quad (2.12)$$

Es ist leicht ersichtlich, dass der Rotorflussbetrag über ein Verzögerungsglied 1. Ordnung mit der Rotorzeitkonstanten τ_R und der rotorflussparallelen Stromkomponente i_{Sx} aufgebaut wird.

Hingegen liefert die Imaginärteilgleichung durch Umformung nach ω_{schl} eine direkt proportionale Beziehung zwischen flussnormaler Stromkomponente und aktueller Schlupf-Winkelgeschwindigkeit:

$$\omega_{schl} = \frac{l_S \cdot (1 - \sigma)}{\tau_R \cdot \psi_{Rx} \cdot i_{Sy}} \quad (2.13)$$

Da im Grunddrehzahlbereich ein konstanter Rotorflussbetrag angenommen werden kann, vereinfacht sich die Gleichung (2.12) zu

$$i_{Sx} = \frac{|\psi_R|}{l_S \cdot (1 - \sigma)} \quad (2.14)$$

Die hergeleiteten Gleichungen ermöglichen eine getrennte Regelung für Rotorflussbetrag- und Momentaufbau im rotorflussfesten xy-Koordinatensystem. Um die im flussfesten xy-Koordinatensystem gewünschten Sollgrößen (i_{Sx}, i_{Sy}) mittels Stromregler einstellen zu können, sind jedoch Winkel/Koordinatentransformationen notwendig. Einerseits für die gemessenen Iststromgrößen, die von Strangwerten ins xy-Koordinatensystem transformiert werden müssen, andererseits für die Umrichteransteuersignale in die entgegengesetzte Richtung. Der gesamte Regelungsvorgang wird im Blockschaltbild in Abbildung 2.6 noch einmal veranschaulicht.

Die Erfassung des Transformationswinkels γ (in Abbildung 2.6 mit ψ_R -Erfassung gekennzeichnet) stellt dabei die eigentliche Schwierigkeit der feldorientierten Regelung dar.

Für die Bestimmung des Rotorflussraumzeigers gibt es zum einen Grundwellenmodelle, wie das Strommodell oder das in dieser Arbeit verwendete Spannungsmodell. Während das Strommodell einen mechanischen Drehgeber als Eingangsgröße benötigt, eignet sich das Spannungsmodell durchaus für die sensorlose Regelung, allerdings weist es im tiefen Drehzahlbereich Schwächen auf. Andererseits gibt es transiente oder hochfrequente Injektionsmethoden, die durch Auswertung nicht-Grundwellen-bedingter Effekte wie magnetische Sättigung, Nutung des Rotors oder Asymmetrie auf die Rotorflusslage schließen. Diese Effekte führen zu Modulationen der Maschinenantwort, die von der Lage der

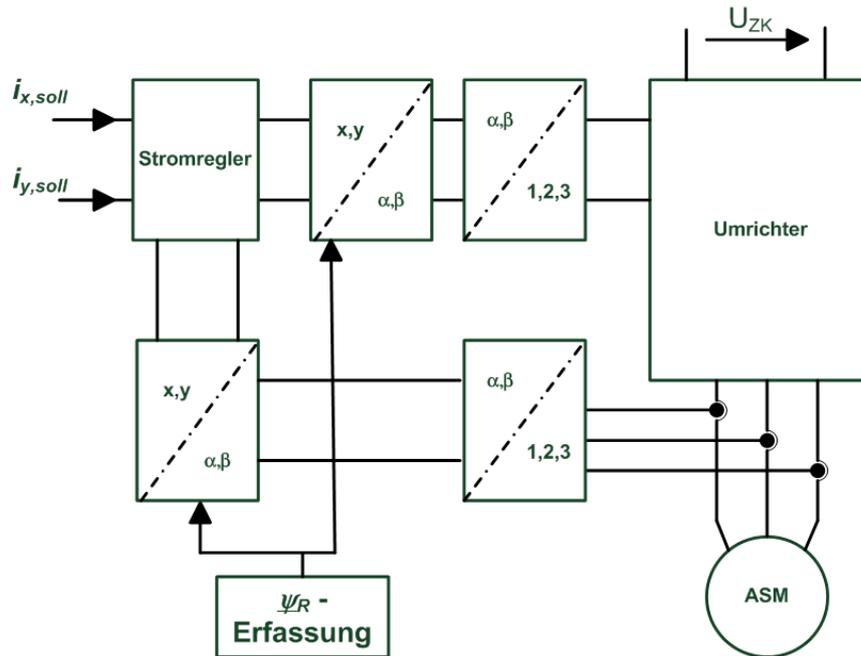


Abbildung 2.6: Struktur der feldorientierten Regelung

Asymmetrie abhängen [10]. Dabei wird entweder die Stromantwort eines kurz angelegten, definierten Spannungsmusters zur Auswertung herangezogen, oder die Stromantwort auf einen auf die Grundwelle geprägten, hochfrequent pulsierenden Spannungsraumzeiger liefert die gewünschte Information. Da für diese Arbeit ausschließlich sensorlose Verfahren von Interesse waren, wird das Strommodell nicht weiter betrachtet.

Spannungsmodell

Das Spannungsmodell wird zumeist im statorfesten Koordinatensystem realisiert, da sich Gleichung (2.7) zu

$$\underline{u}_S = \underline{i}_S \cdot r_S + \frac{d\underline{\psi}_S}{d\tau} \quad (2.15)$$

vereinfacht. Aus den Gleichungen (2.15) und (2.6) ergibt sich der Rotorfluss zu

$$\underline{\psi}_R = \int (\underline{u}_S - r_S \underline{i}_S) d\tau - \sigma x_S \underline{i}_S \quad (2.16)$$

Das resultierende Spannungsmodell als Blockschaltbild ist in Abbildung 2.7 zu sehen.

Es ist ersichtlich, dass das Spannungsmodell nur von den Eingangsgrößen Statorspannung \underline{u}_S und Statorstrom \underline{i}_S abhängig ist. Da kein mechanischer Drehgeber benötigt

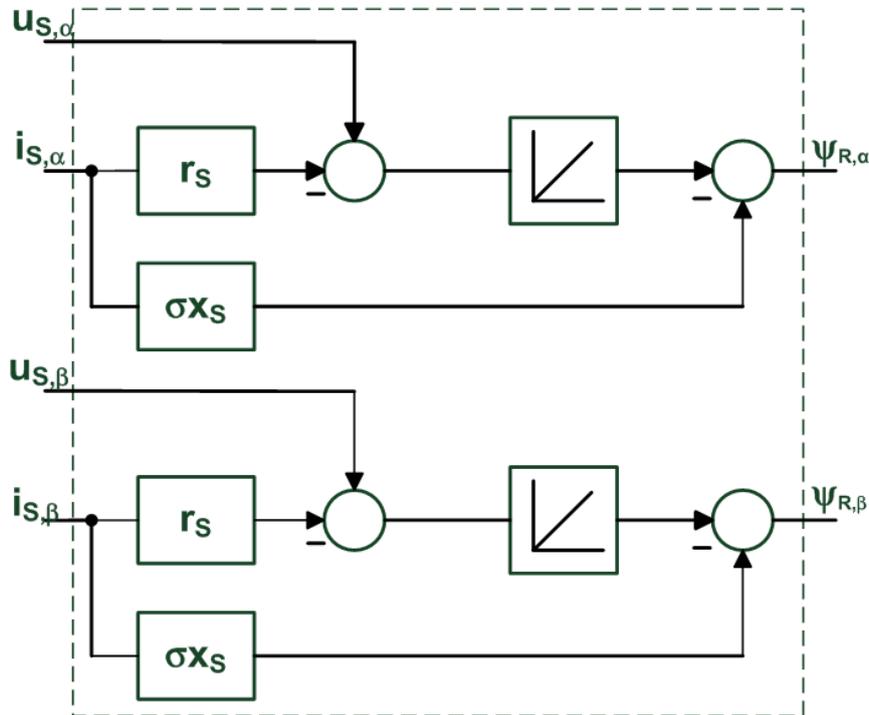


Abbildung 2.7: Spannungsmodell im statorfesten Koordinatensystem

wird, ist dieses Verfahren prädestiniert für die Realisierung einer sensorlosen Regelung. Als Maschinenparameter beeinflussen der Statorwiderstand und die Streuung das Modell. Während im hohen Drehzahlbereich aufgrund der höheren induzierten Spannung die Schwankungen des Spannungsabfalls am Statorwiderstand ohne gravierende Auswirkung bleiben, fällt bei geringer Drehzahl bis zum Stillstand die überwiegende Spannung am Widerstand ab. Kleinste Abweichungen, beispielsweise durch Temperaturschwankungen, bewirken ein "Davonintegrieren" des Reglers. In [12] wurden Ansätze präsentiert, wie das Spannungsmodell stabilisiert werden kann. Dabei wird über das INFORM-Verfahren zusätzliche Information über die Rotorflusslage gewonnen und dem Spannungsmodell zugeführt. Detailliertere Ausführungen zum Spannungsmodell sind in [14] zu finden.

2.6 INFORM Verfahren

Ein Verfahren zur Bestimmung der Rotorflusslage im unteren Drehzahlbereich bis zum Stillstand ist das INFORM-Verfahren [9]. Die gewünschte Information wird dabei aus der Auswertung magnetischer Sättigungseffekte gewonnen, die durch das Anlegen geeigneter

Testimpulse \underline{u}_S im Stator auftreten und detektierbar sind. Durch kurze, transiente Spannungsimpulse \underline{u}_S wird folglich eine Stromänderung in den Spulen als Reaktion erzwungen. Bei Vernachlässigung des ohmschen Spannungsabfalles der Maschine kann für diesen kurzen Spannungsimpuls die induzierte Spannung in den Wicklungen [zufolge der gesamten zeitlichen Änderung der Flussverkettung (Rotorfluss und Streufluss)] in etwa gleich der angelegten Spannung angenommen werden. Da sich der Rotorfluss mit der Rotorzeitkonstanten nur relativ langsam ändert, kann die Stromänderung nur vom Streufluss abhängig sein. Die Feldlinien durchqueren dabei die Gebiete, die durch den Hauptfluss gesättigt sind. Das Verhältnis von Statorspannung zu der gemessenen Stromänderung in den Strängen $\frac{di}{d\tau}$ während eines Schaltzustandes wird komplexe INFORM-Reaktanz (Gleichung 2.17) genannt und beinhaltet die Information über die Lage des Hauptflusses.

$$\underline{x}_{INFORM} = \frac{\underline{u}_S}{\frac{di_S}{d\tau}} \quad (2.17)$$

Da auf Mikroprozessoren nur begrenzt Ressourcen vorhanden sind und die Stromänderung messtechnisch leichter zu erfassen ist als deren reziproker Wert, ist es rechentechnisch von Vorteil, die Inverse der komplexen INFORM-Reaktanz zu verwenden.

$$\underline{y}_{INFORM} = \frac{1}{\underline{x}_{INFORM}} \quad (2.18)$$

Eine genaue mathematische Herleitung der INFORM-Funktion \underline{y} für die Asynchronmaschine kann in [3] nachgelesen werden.

Die Rotorlageerfassung mittels Inform ist mit einer 180° Unsicherheit behaftet, die daher rührt, dass zur Bestimmung der Lage der Sättigungsgebiete nur Induktivitätsunterschiede gemessen werden, und daraus nicht abgeleitet werden kann, um welchen magnetischen Pol es sich handelt [2].

Testimpulse

Um nur eine minimale Veränderung des Arbeitspunktes des Stromreglers zu gewährleisten, besteht die klassische Testimpulssequenz aus vier zueinander inversen Schalthandlungen. Dadurch geht die Spannungszeitfläche gegen Null und der Stromregler kann die Abweichung leicht kompensieren. Die Testimpulssequenz kann aus den Schaltzuständen des Umrichters generiert werden (vgl. Abbildung 2.8). In der Tabelle 2.1 sind die Schaltzustände des Umrichters noch einmal dargestellt. 0 und 1 stehen dabei für die Position des Schalters bzw. geben an, ob der Transistor im Umrichter leitet oder sperrt.

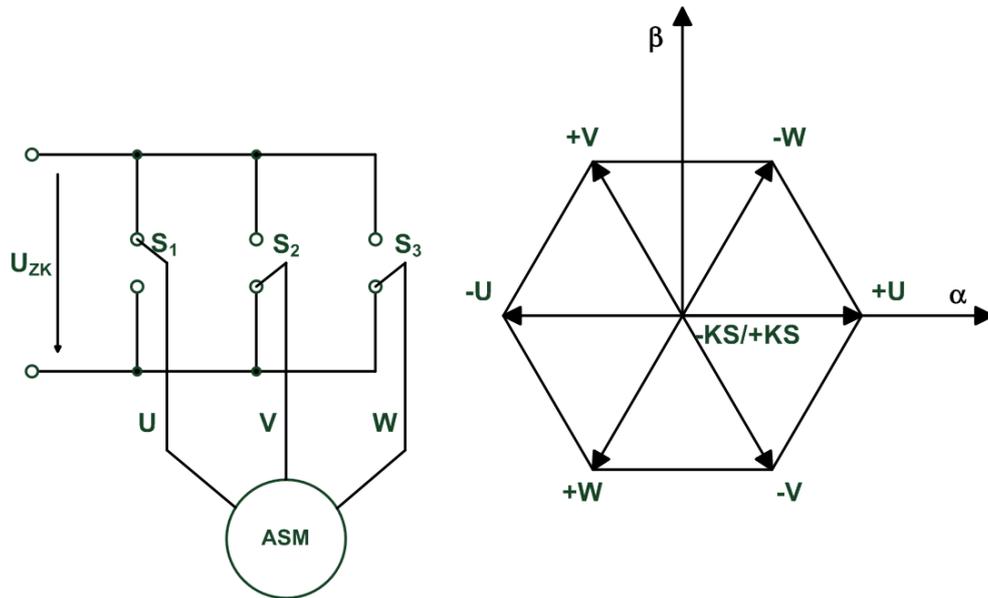


Abbildung 2.8: links: Idealisierter Umrichter im Schaltzustand $+U$ rechts: mögliche Spannungsraumzeiger

Schaltzustand	S3	S2	S1	Bezeichnung
0	0	0	0	-KS
1	0	0	1	+U
2	0	1	1	-W
3	0	1	0	+V
4	1	1	0	-U
5	1	0	0	+W
6	1	0	1	-V
7	1	1	1	+KS

Tabelle 2.1: mögliche Brückenzustände des Umrichters mit Bezeichnung

Anzumerken ist, dass die beiden Kurzschlusszustände 0 und 7 funktional äquivalent sind. Aufgrund ihrer kurzen Dauer und ihrer verschwindenden Spannungszeitfläche beeinflussen die Testimpulse das Hauptfeld nicht, können aber die Sättigungsgebiete durch den bewirkten Streufluss verschieben.

Abbildung 2.9 zeigt eine Inform-Sequenz in +U-Richtung (analog werden die Sequenzen für die Richtungen +V und +W erstellt). Zu beachten ist, dass während einer Inform-Sequenz der Stromregler nicht aktiv ist. Abhängig von der Informrate ist entweder der Stromregler aktiv oder ein Informzyklus wird ausgeführt (im Bild Informrate 3, d.h. 3x Stromregler, 1x Inform, 3x Stromregler, ...).

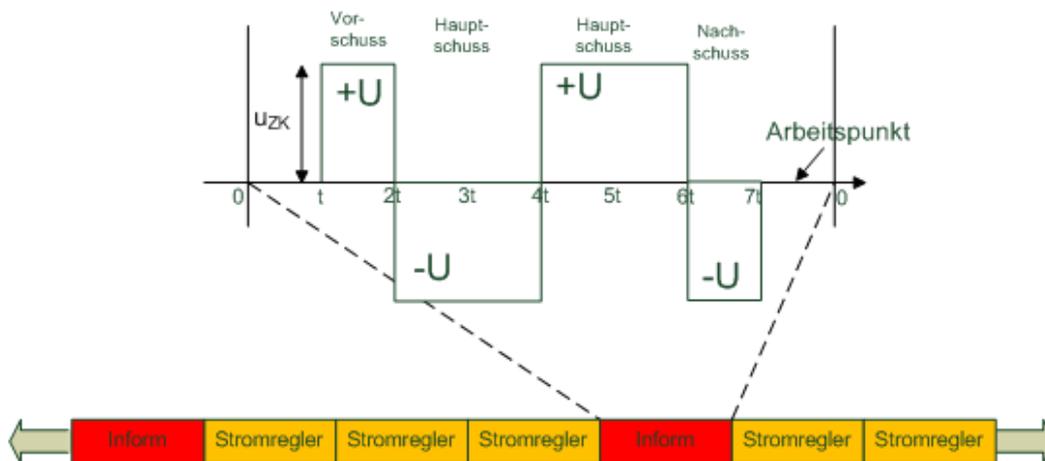


Abbildung 2.9: U-Schuss mit Stromverlauf in Phase U, Informrate 3

Der Stromanstieg im Arbeitspunkt wird durch vier Strommessungen in den Hauptschüssen und Differenzbildung von erster und zweiter bzw. von dritter und vierter Messung ermittelt. Die Messungen der Ströme erfolgen mit Stromsensoren symmetrisch um den magnetischen Arbeitspunkt, den der Regler zuletzt eingestellt hat. Die Symmetrie wird durch den Vorschuss ermöglicht (vgl. Abbildung 2.10, der Nachschuss garantiert lediglich eine kleine Spannungszeitfläche). Alternativ kann durch den Einsatz von Stromanstiegssensoren (CDI) durch zwei Messungen direkt im Arbeitspunkt dasselbe Ergebnis bestimmt werden. Ein Informschuss in +U-Richtung mit den Stromverläufen in den Strängen ist in Abbildung 2.10 detailliert dargestellt.

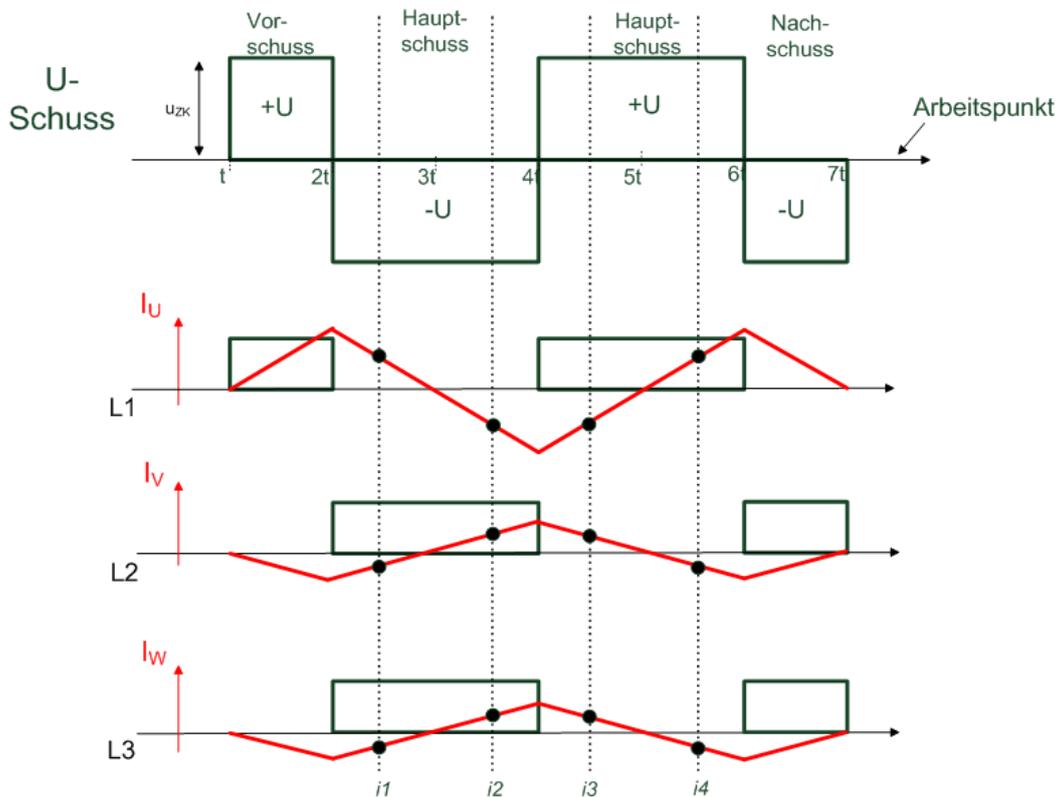


Abbildung 2.10: Informschuss in U-Richtung mit den Stromverläufen in den einzelnen Phasen

Inform-Auswertung

Ausgehend von der in Kapitel 2 eingeführten allgemeinen Statorspannungsgleichung (2.7) und der Annahme, dass die Stromänderung im Falle eines Informschusses allein von der Änderung der Streuinduktivität bestimmt wird, kann vereinfacht die Statorspannungsgleichung für die Informauswertung wie folgt modifiziert angeschrieben werden.

$$\underline{u}_S = r_S \cdot \underline{i}_S + \frac{d\underline{i}_S}{d\tau} \underline{x}_\sigma + \underline{u}_{EMK} \quad (2.19)$$

Unter der Annahme, dass sowohl der ohmsche Spannungsabfall, als auch die induzierte Spannung für die Messdauer als konstant angenommene werden können, ist es folglich möglich durch die Bildung eines Differenz-Spannungsraumzeigers deren Einfluss zu eliminieren.

$$\underline{u}_{S,I-II} = \underline{u}_{S,I} - \underline{u}_{S,II} \quad , \quad \frac{d\underline{i}_{S,I-II}}{d\tau} = \frac{d\underline{i}_{S,I}}{d\tau} - \frac{d\underline{i}_{S,II}}{d\tau} \quad (2.20)$$

Daraus folgt:

$$\underline{u}_{S,I-II} = \underline{x}_\sigma \cdot \left(\frac{d\underline{i}_{S,I-II}}{d\tau} \right) \quad (2.21)$$

sowie

$$\frac{d\underline{i}_{S,I-II}}{d\tau} = \frac{1}{\underline{x}_\sigma} \cdot \underline{u}_{S,I-II} \quad (2.22)$$

Nach Einführung der Achsigkeit der Induktivität, Linearisierung um einen Arbeitspunkt, sowie Umformungen kann der Differenz-Stromänderungsraumzeiger auch wie folgt dargestellt werden.

$$\frac{d\underline{i}_{S,I-II}}{d\tau} = \underline{u}_{S,I-II} \cdot [y_0 + \Delta y \cdot e^{j \cdot 2\xi_{I-II}}] \quad (2.23)$$

Es ist erkenntlich, dass der Differenz-Stromänderungsraumzeiger bei angelegtem Differenz-Spannungsraumzeiger von zwei Teilsegmenten gebildet wird. Das erste Teilsegment ist in Phase mit dem angelegten Differenz-Spannungsraumzeiger. Der zweite Term ist durch die Achsigkeit (Lage der Sättigung) und durch den angelegten Differenz-Spannungsraumzeiger festgelegt.

Die im 2. Term enthaltene doppelte Winkelinformation wird beim INFORM-Verfahren ausgewertet und zur Flusslagebestimmung herangezogen.

Die komplexe Informreaktanz kann nun mit

$$\underline{y}_{INF} = y_0 + \Delta y \cdot e^{j \cdot 2\xi_{I-II}} \quad (2.24)$$

angeschrieben werden und ist aus der Messung des Differenz-Stromänderungsraumzeigers, sowie des Differenz-Spannungsraumzeigers berechenbar.

$$\underline{y}_{INF}(2\xi_{I-II}) = \frac{\frac{d\underline{i}_{S,I-II}}{d\tau}}{\underline{u}_{S,I-II}} \quad (2.25)$$

Aus der komplexen Informfunktion wird bei der sensorlosen Regelung die Lage des Flussraumzeigers berechnet.

Nachfolgend ist exemplarisch die Auswertung für den U-Schuss aus Abbildung 2.10 durchgeführt. Mit $u_{S,I} = +U$ (Spannung in positiver U-Richtung) und $u_{S,II} = -U$ (Spannung in negativer U-Richtung) ergibt sich

$$u_{S,I-II} = +2U \quad (2.26)$$

d.h. der Differenz-Spannungsraumzeiger liegt in der positiven, realen Achse (vgl. Abbildung 2.11). Der Strom wird immer in allen drei Phasen gleichzeitig gemessen und die gesamte Stromänderung daraus bestimmt.

$$\frac{di_{U,I}}{d\tau} = \frac{\Delta i_{U,I}}{\Delta\tau} = i_2 - i_1 \quad (2.27)$$

$$\frac{di_{U,II}}{d\tau} = \frac{\Delta i_{U,II}}{\Delta\tau} = i_4 - i_3 \quad (2.28)$$

$$\frac{\Delta i_{U,I-II}}{\Delta\tau} = \frac{\Delta i_{U,I}}{\Delta\tau} - \frac{\Delta i_{U,II}}{\Delta\tau} \quad (2.29)$$

Die Trajektorie des Differenz-Stromänderungsraumzeigers beschreibt im Idealfall einen

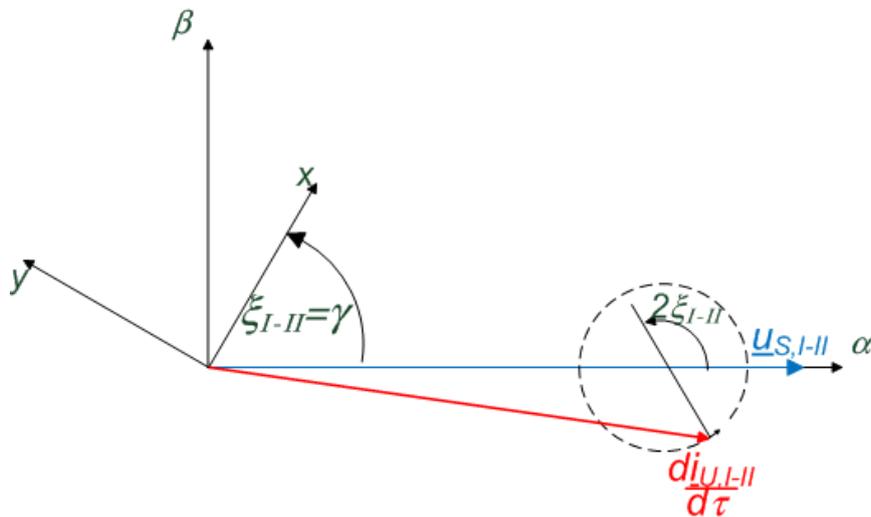


Abbildung 2.11: Differenz-Stromänderungsraumzeiger in der komplexen Ebene; U-Schuss

Kreis in der komplexen Ebene, der mit einem Offset in Richtung des angelegten Differenz-Spannungsraumzeigers behaftet ist. Weiters lässt sich die dazugehörige komplexe Informfunktion berechnen und Ihre räumliche Lage in einem Koordinatensystem darstellen (vgl. Abbildung 2.12).

$$\underline{y}_{INF,U} = \frac{\frac{\Delta i_{U,I-II}}{\Delta\tau}}{\underline{u}_{S,I-II}} \quad (2.30)$$

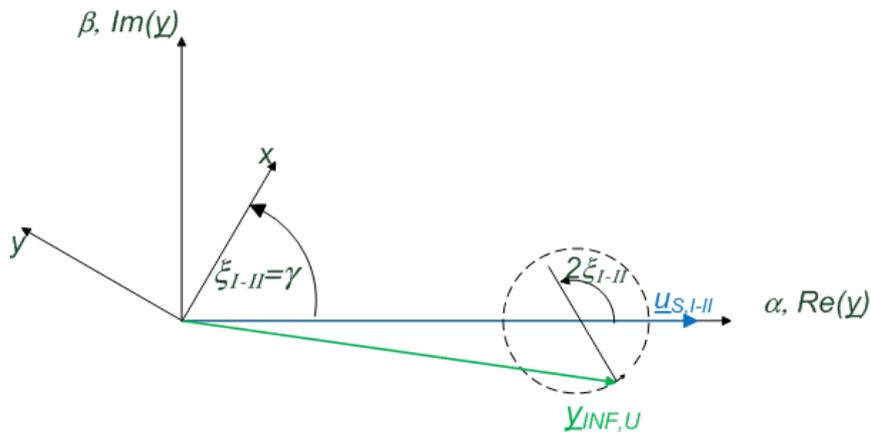


Abbildung 2.12: räumliche Lage des komplexen Informzeigers; U-Schuss

Um den störenden Offset zu eliminieren, werden im Falle des klassischen Inform weitere Schüsse in V- und W-Richtung im selben magnetischen Arbeitspunkt durchgeführt. Dadurch kann der Offset mittels Raumzeigerrechnung elegant eliminiert werden. Unter der Voraussetzung, dass sich der Fluss in der Maschine während der Testimpulssequenzen nicht ändert, kann somit durch geeignete Kombination von zwei Inform-Funktionen der komplexe gesamt Inform-Zeiger in den Ursprung des Koordinatensystems transferiert werden. Somit ist eine Auswertung der komplexen Informfunktion, d.h. Bestimmung des Winkels (2ξ), Informwinkel möglich [5]. Die dazu notwendigen Inform-Funktionen in V- und W-Richtung können mit den entsprechenden Differenz-Spannungsraumzeigern analog zu Gleichung (2.25) gebildet werden.

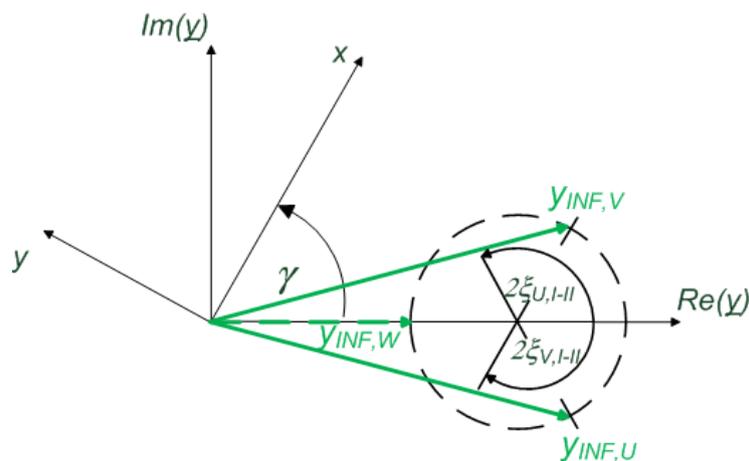


Abbildung 2.13: räumliche Lage der komplexen Informzeiger für U/V/W Schuss

Kapitel 3

Prüfstand

3.1 Aufbau

Der Prüfstand, auf dem die sensorlosen Regelungskonzepte realisiert und getestet worden sind, wurde bereits in vorangegangenen Arbeiten verwendet. Der Vollständigkeit halber wird hier nur kurz auf den Ablauf eingegangen. Detailliertere Informationen sind in [13] zu finden.

Die gesamte Regelung wurde auf einem dSpace-Controller und einem FPGA¹ implementiert. Der prinzipielle Aufbau des Prüfstandes kann der Abbildung 3.1 entnommen werden. Das dSpace-Controller-Board DS1103 wird mit Matlab Simulink programmiert. Matlab Simulink bietet eine einfache grafische Programmierumgebung, in der es möglich ist, mit Hilfe umfassender Bibliotheken komplexe Modelle zu erzeugen, ohne sich um die programmiertechnischen Details kümmern zu müssen. Dieses Modell beinhaltet die gesamte Stromregelung, unter anderem eine Implementierung des Spannungsmodells, des Strommodells und der Inform-Auswertung. Die Kommunikation zwischen Entwicklungs-PC und dSpace-Controller zur Laufzeit erfolgt entweder mit dSpace-Controldesk oder unter zu Hilfenahme der mlib/mtrace-Interface Libraries. Controldesk ist eine Arbeitsumgebung, in der einzelne Variablen des am Controller laufenden Simulink-Modells in Echtzeit über Buttons und Eingabefelder geändert werden können. Es bietet aber auch eine Möglichkeit, sich die momentanen Werte grafisch oder textuell anzeigen zu lassen. In Abschnitt 3.4 wird näher auf die Kommunikation über die mlib/mtrace-Interface Libraries eingegangen.

Die Kommunikation zwischen dSpace und FPGA wird mit Hilfe zweier FIFOS (First

¹Field Programmable Gate Array: programmierbarer Hardwarebaustein

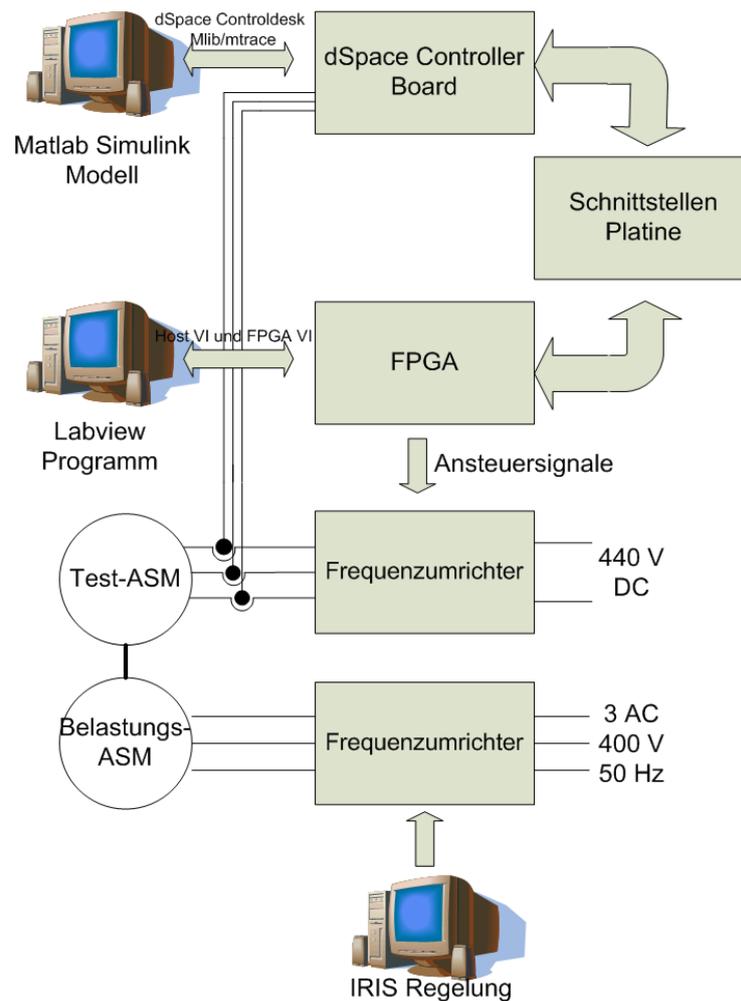


Abbildung 3.1: Prüfstand als Blockschaltbild

In First Out) auf der Schnittstellenplatine bidirektional realisiert. Die vom dSpace ermittelten Sollspannungen (Ausgang Stromregler) werden in Form von duty-cycles über die Schnittstellenplatine an das FPGA geschickt, das für die Ansteuerung des Umrichters zuständig ist. Das mit Labview programmierte FPGA schaltet in der neuen PWM-Periode die Transistoren des Umrichters laut den erhaltenen duty-cycles und legt so den geforderten Spannungsraumzeiger an die Testmaschine. Dabei ist das FPGA über Interrupt-Leitungen mit dem dSpace-System verbunden, um eine synchrone Kommunikation zu ermöglichen. Zu Beginn einer PWM-Periode liest der Controller die gemessenen Strangströme ein und errechnet neue Sollgrößen, während das FPGA die duty-cycles der vorhergehenden Berechnung abarbeitet. Über die FIFO werden diese nun wiederum an das FPGA geschickt. Die Testmaschine ist mechanisch mit einer Belastungsmaschine gekoppelt. Der industrielle

Belastungsantrieb(IRIS) ist über ein eigenes Interface(PC) im Drehzahl oder Drehmoment geregelten Modus bedienbar.

3.2 Testmaschine

Es handelt sich hier um eine in Stern geschaltete ASM mit folgenden Kenndaten [13]:

- $U_{Nenn} = 280V$
- $I_{Nenn} = 30A$
- $f_{Nenn} = 75Hz$
- $P_{Nenn} = 11kW$
- $n_{Nenn} = 2190U/m$
- Polpaarzahl: $p = 2$
- $r_S = 0.022, \sigma = 0.06, t_R = 0.41, x_S = 2.7$

Stator: geseht

Rotornuten: geschrägt, geschlossen

3.3 Belastungsmaschine

Die drehzahl- oder momentgeregelte Belastungsmaschine(IRIS) besitzt folgende Kennzahlen [13]:

- $U_{Nenn} = 450V$
- $I_{Nenn} = 97A$
- $f_{Nenn} = 267Hz$
- $P_{Nenn} = 60/40kW$
- $INDY6/4p$
- $\cos(\phi) = 0.84$
- $0 - 8000U/m$

3.4 mlib/mtrace-Interface Libraries

Die Matlab-dSpace-Interface Libraries stellen eine sehr praktische und effektive Kommunikationsmöglichkeit während der Laufzeit dar. Diese Schnittstellen-Bibliotheken bieten Funktionen, mit denen aus einem Standard-Matlab m-file heraus Daten während dem Betrieb vom dSpace-Controllerboard in den Matlab Workspace eingelesen und vom Workspace zum Controller wieder zurückgeschrieben werden können. Zudem können Interrupts generiert werden und Statusinformationen des Prozessors abgefragt werden. Die Einsatzmöglichkeiten sind sehr vielfältig. Zum einen können Messungen von Echtzeitdaten oder Testläufe automatisiert werden, zum anderen können aber auch alle eingelesenen Werte mit allen Toolboxen, die Matlab zur Verfügung stellt, bearbeitet und analysiert werden. Im Rahmen dieser Arbeit wurde diese Kommunikationsmöglichkeit vor allem für die Datenaufnahme verwendet, aber auch Funktionsapproximationen oder Fourier-Analysen konnten so sehr rasch durchgeführt werden.

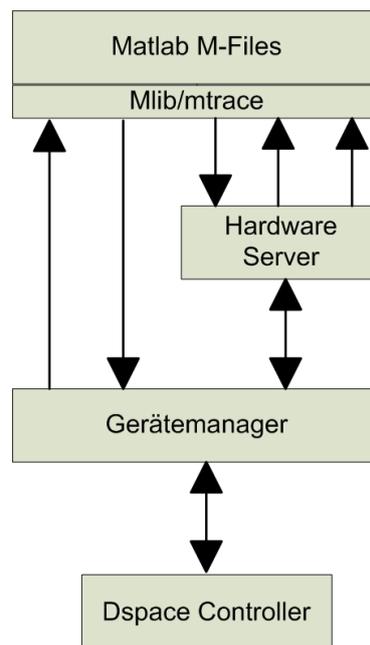


Abbildung 3.2: schematischer Ablauf der Kommunikation zwischen Matlab und Mikrocontroller

Die Kommunikation ist sehr anschaulich in Abbildung 3.2 erklärt. Aus einem M-File heraus kann über die mlib/mtrace-Funktionen direkt auf die Variablen im Programm, das

auf dem Controller ausgeführt wird, sowohl lesend- als auch schreibend zugegriffen werden. Der Hardware-Server wird zumeist dazu verwendet, Variablen aufzunehmen, beziehungsweise Befehle zum Controller zu senden und auszuwerten. Eine komplette Funktionsreferenz mit Beispielanwendung kann in [15] gefunden werden.

Erstellen einer Beispielapplikation

Es wird hier eine kleine Testapplikation entwickelt, die einen Lastsprung durchführt und dabei eine Variable aufnimmt und im Workspace abspeichert. Die mlib/mtrace relevanten Funktionen sind in diesem Abschnitt als Codefragmente eingefügt. Das komplette m-file ist im Anhang A zu finden.

Zu Beginn des Matlab m-files wird eine Initialisierungsfunktion aufgerufen, die gewährleistet, dass das erste Prozessorboard ausgewählt wird, das im DSP Gerätetreiber installiert ist.

```
mllibini
```

Im nächsten Schritt muss noch bekannt gegeben werden, welches dSpace-Controllerboard verwendet wird, in diesem Fall handelt es sich um das Board DS1103.

```
% select processor board 'ds1103'  
mllib('SelectBoard','ds1103');
```

Nach dieser Initialisierung beginnt der applikationsspezifische Teil. Wenn ein Simulink-Modell kompiliert wird, erstellt der Compiler automatisch eine Datei mit der Endung *.trc*. Es handelt sich hierbei um ein so genanntes Trace-File, in dem die absoluten Pfade zu allen anzeigbaren und veränderlichen Größen abgespeichert sind. Dabei werden die Pfadnamen entsprechend den Funktionsblöcken im Simulink-Modell gebildet, wobei die Wurzel der Hierarchie immer *ModelRoot* ist. Dies können Variablen sein, die eingegeben werden, aber auch einzelne Ein- und Ausgänge von Funktionsblöcken im Simulink-Modell. Mit Hilfe des Matlab-Tools *trcview* kann das Trace-file geöffnet werden, und es ist möglich sich den Pfad zu jeder beliebigen Größe anzeigen zu lassen und zu kopieren (vgl. Abbildung 3.3). Der vollständige Pfad der gewünschten Größe wird kopiert und im mfile als String einer Variablen zugewiesen. Mit Hilfe der mlib-Funktion *mllib('GetTrcVar', iy_name)* kann eine Referenz auf diese Variable erzeugt werden. Im Beispiel wurde der Pfad für den einzustellenden iy-Strom der Variable *iy_name* zugewiesen und die Referenz in *iy_dsc* gespeichert.

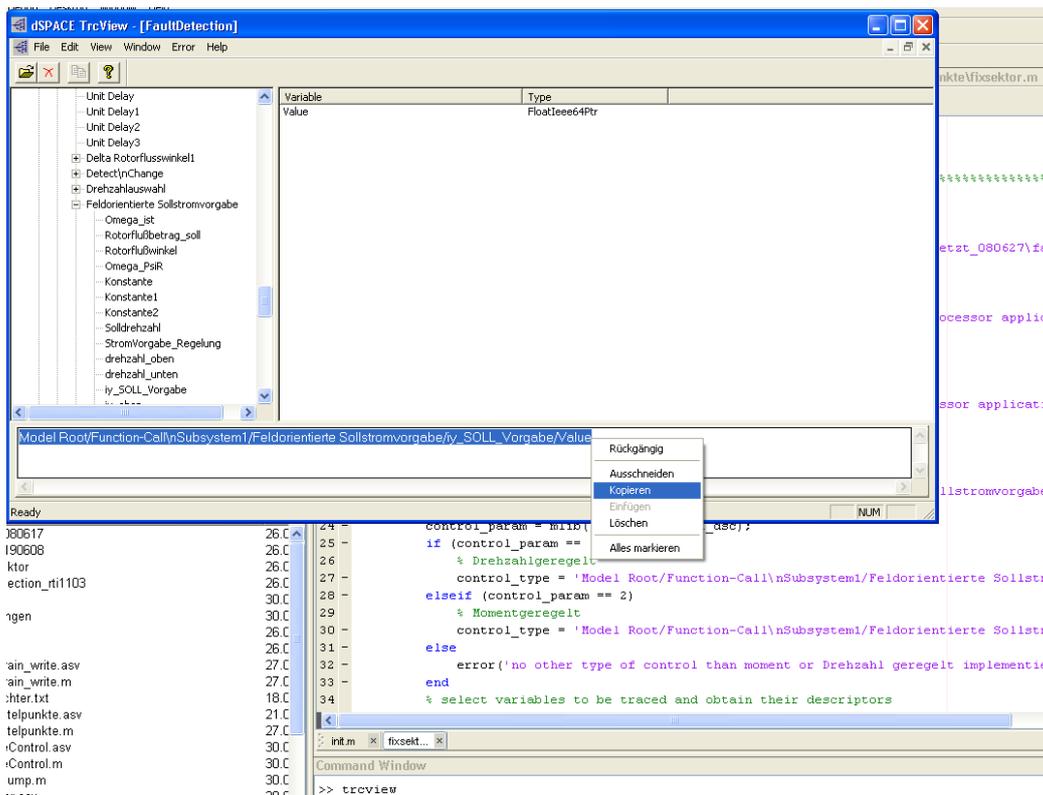


Abbildung 3.3: Screenshot des Programmes Trcview, das die absoluten Pfade aller Variablen anzeigt; muss noch gemacht werden

```
% select variables to be traced and obtain their descriptors
iy_name = {'Model Root/Function-Call\nSubsystem1/'...
          'Feldorientierte Sollstromvorgabe/iy_SOLL_Vorgabe/Value'};
iy_dsc = mlib('GetTrcVar',iy_name);
```

Mit Hilfe dieser Referenz können zur Laufzeit Lese- und Schreiboperationen auf die gewünschte Variable durchgeführt werden. Dabei ist zu beachten, dass die Dimension der zu schreiben den Werte und Variablen im Mikrocontroller dieselbe ist. Ebenso muss beim Schreiben von Matrizen die Reihenfolge (zeilenweise, spaltenweise) beachtet werden. Nähere Informationen sind in [15] zu finden.

```
iy_wert = mlib('Read', iy_dsc);
param_iy = 0.8;
mlib('Write', iy_dsc, 'Data', param_iy);
```

Eine wesentliche Funktionalität von mlib/mtrace ist das Aufnehmen von Daten über einen

längeren Zeitraum. Dazu müssen einige Angaben gemacht werden über die Anzahl der Samples, Triggereinstellungen oder die Variablen, die aufgenommen werden sollen. Optional können auch Angaben über einen Trigger gemacht werden.

```
% Capture Variables
mlib('Set','Trigger','ON',...
    'TriggerLevel',0.9,...           % trigger level, when capture
                                     % should start
    'TriggerEdge','falling',...     % trigger on rising or falling
                                     % edge
    'TriggerVariable', didt12_var(2),... % trigger on variable stromsprung
    'TraceVars', didt12_var,...      % variables to be captured
    'NumSamples',5000,...           % number of samples to be taken
    'Delay',0);                     % delay between trigger and start
mlib('StartCapture');               % start capture on DS1103
while mlib('CaptureState')~=0,end   % wait until capture is done
```

Wenn die gewünschte Anzahl von Samples aufgenommen wurde, können die aufgenommenen Werte in einer Variable gespeichert werden und stehen zur anschließenden Weiterverarbeitung im Matlab-Workspace zur Verfügung.

```
% fetch after capture is complete
out_data = mlib('FetchData');
```

Kapitel 4

Totzeitkompensation

4.1 Spannungszwischenkreisumrichter

In modernen Antriebskonzepten ist die Kombination Asynchronmaschine mit Frequenzumrichter zufolge Ihrer vielfältigen Vorteile (z.B.: variable Drehzahl unabhängig von der Speisefrequenz) nicht mehr wegzudenken.

Bei Frequenzumrichtern stellt der Spannungszwischenkreisumrichter den wichtigsten Vertreter dar. Dabei wird der vom Stromregler errechnete Sollspannungsraumzeiger aus den acht möglichen Umrichterschaltzuständen (vgl. Abbildung 2.8 rechts) synthetisiert. Der Spannungsraumzeiger wird in duty-cycles transformiert, derart, dass im Mittel die benötigte, äquivalente kontinuierliche Spannung anliegt [1]. Daraus können zwei verschiedene PWM-

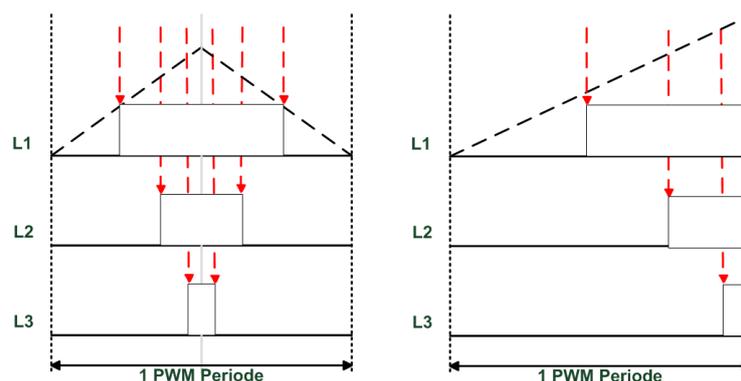


Abbildung 4.1: Erzeugung einer symmetrischen(links) und asymmetrischen(rechts) PWM

Arten generiert werden. Zum einen kann mit Hilfe eines Dreieckzählers eine symmetrische PWM implementiert werden (vgl. Abbildung 4.1, links). Dabei wird während einer PWM-

Periode jeder Schaltzeitpunkt zweimal erreicht (Hinauf- und Herunterzählen) und dabei jedesmal im Umrichter der Zustand gewechselt und ein Transistor ein- oder ausgeschaltet. Bei Verwendung eines Sägezahnzählers als Vergleichsreferenz sowie einer Adaption der duty-cycle-Werte ist es möglich, den geforderten Spannungsraumzeiger auch mittels "asymmetrischer" PWM zu erzeugen. Dabei wird jeder Schaltzeitpunkt nur einmal vom Zähler erreicht und ein Schaltsignal gesendet. Die Abbildung 4.2 zeigt den Umrichter im Schaltzustand $+U$ (strichlierte Transistoren sind ausgeschaltet).

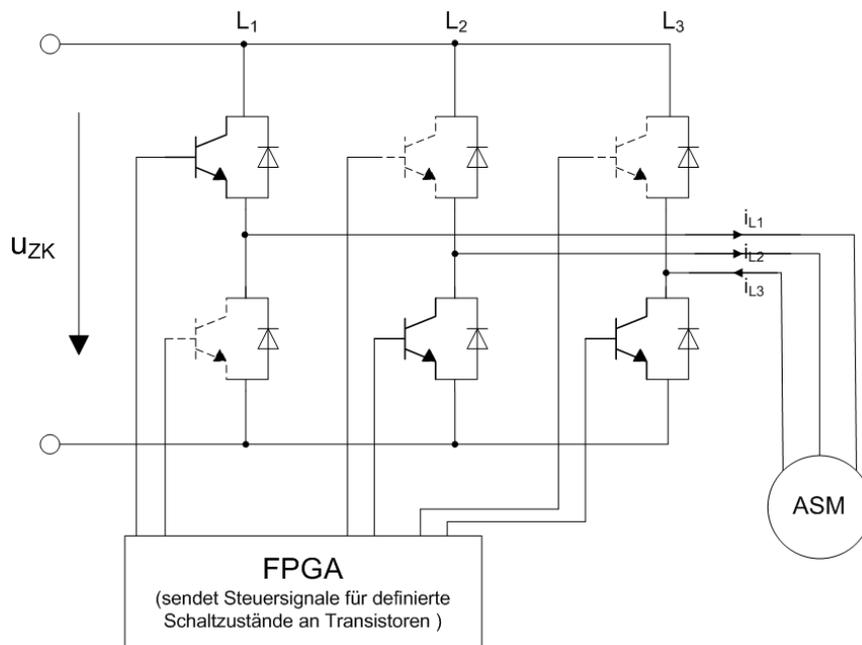


Abbildung 4.2: detaillierter Aufbau eines Spannungswellenkreisumrichter mit Transistoren und Freilaufdiode im Schaltzustand $+U$ und Stromrichtung $i_{L1} < 0$, $i_{L2} > 0$ und $i_{L3} < 0$

4.2 Schalttotzeit des Umrichters(interlock deadtime)

Um beim Ein- oder Ausschalten der Leistungshalbleiter des Umrichters keinen Schaden (Kurzschluß) zu erzeugen, ist es notwendig, eine Zeitspanne zwischen den einzelnen Schalthandlungen einzuführen. Diese Zeitspanne wird als Umrichterztotzeit, inverter interlock deadtime, bezeichnet. Wird in einem Wechselrichterzweig vom oberen leitenden Schalter auf einen unteren Schalter in den Leitzustand umgeschaltet, wird zuerst das aktive Schaltelement abgeschaltet, und gewartet bis die Ladungsträger rekombinieren bzw. die

Freilaufdiode eine Sperrspannung aufnehmen kann [2]. Erst danach wird der untere Transistor in den Leitzustand versetzt. Diese Schalttotzeit liegt im Bereich von einigen hundert Nanosekunden, bis hin zu mehreren Mikrosekunden, je nach verwendetem Transistor/Thyristor. Wären zwei Schalter eines Wechselrichterzweiges gleichzeitig aktiv, so käme es zu einem Kurzschluss zwischen oberem und unterem Zwischenkreispotential und dies würde zum Zerstören des Umrichters führen. Je nach Stromrichtung hat die Umrichtertotzeit unterschiedliche Auswirkungen auf die Spannungszeitfläche (vgl. 4.3). Bei positiver Stromrichtung $i > 0$ wird der Einschaltvorgang verzögert und der Ausschaltzeitpunkt bleibt unverändert. Dies bewirkt eine Verkleinerung der real an die Maschine angelegten Spannungszeitfläche. Hingegen wird bei negativer Stromrichtung der Schalter später ausgeschaltet, wodurch die Spannung länger an den Maschinenklemmen anliegt. Diese Veränderung der Spannungszeitfläche bewirkt einen systematischen Fehler in der Integration des Stromreglers. Kompensationsansätze hierzu sind in [2] zu finden.

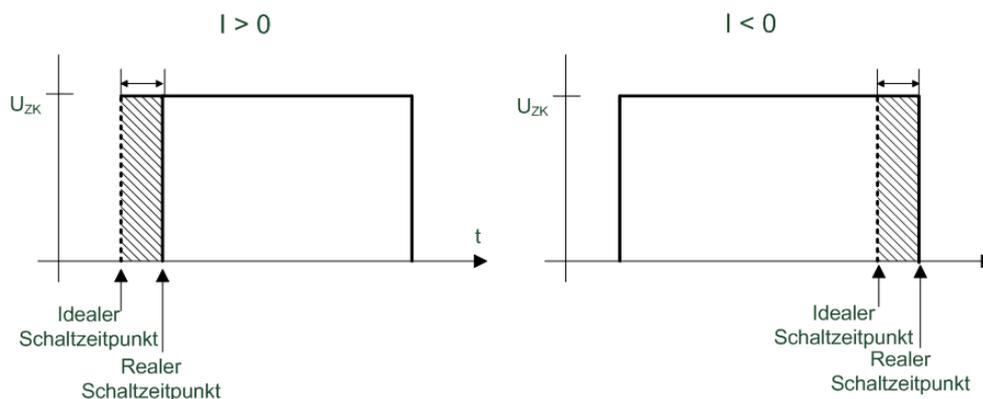


Abbildung 4.3: Ventiltozeit des IGBT-Umrichters (Ein- und Ausschaltzeit der Ventile werden vernachlässigt). links: Einschalten bei positiver Stromrichtung; rechts: Ausschaltvorgang bei negativer Stromrichtung

4.3 Auswirkungen der Totzeit auf das INFORM-Verfahren

Die Auswirkungen der Schaltzeitpunktverschiebungen sind bei kurzen, transienten Spannungsimpulsen, wie sie beim INFORM-Verfahren verwendet werden, beträchtlich. Während einer Informsequenz sollte der Stromraumzeiger der Grundwelle möglichst wenig geändert

werden, damit die Sättigung korrekt erfasst werden kann. Dies soll durch eine symmetrische Schaltreihenfolge gewährleistet werden. Die Verschiebung der realen von den idealen Schaltzeitpunkten durch die Totzeit bewirkt jedoch eine von Null verschiedene Spannungszeitfläche, wodurch es zu einer Änderung im Hauptfluss und folglich auch im magnetischen Arbeitspunkt kommt. Außerdem erfolgen die Strommessungen nun nicht mehr symmetrisch um den Arbeitspunkt und durch die veränderte Spannungszeitfläche ist nach dem Inform-Schuss auch nicht derselbe Arbeitspunkt eingestellt wie im vorangegangenen Stromreglerzyklus. In Abbildung 4.4 ist die Veränderung einer Informsequenz für einen U-Schuss durch die Totzeit dargestellt. Das obere Teilbild zeigt die theoretische, ideale Schaltsequenz für einen U-Schuss und den entsprechenden Stromverlauf in allen drei Phasen. Im unteren Teilbild ist die vom Umrichter real angelegte Sequenz eingezeichnet.

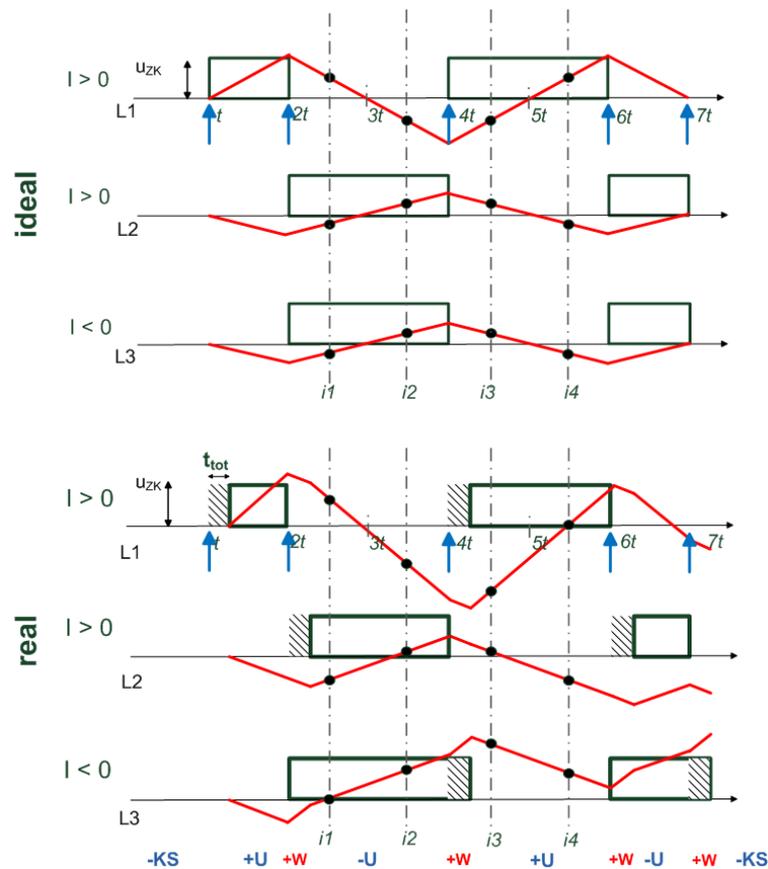


Abbildung 4.4: Auswirkung der Totzeit auf die Inform-Sequenz bei U-Schuss und Stromraumzeiger der Grundwelle in $-W$. rot: Stromverlauf in den einzelnen Phasen. oben: idealer Verlauf; unten: realer Verlauf

Für Abbildung 4.4 wird angenommen, dass der zuletzt vom Stromregler eingestellte Stromraumzeiger in Richtung $-W$ (also 60°) zeigt. Die schraffierten Flächen stellen die durch die Totzeit t_{tot} verringerte oder vergrößerte Spannungszeitfläche dar. Die fett umrandeten Rechtecke kennzeichnen die tatsächlich angelegten Spannungen, die blauen Pfeile markieren die idealen, theoretischen Schaltaugenblicke. Wie leicht zu erkennen ist, wird durch die Veränderung der Schaltimpulse durch den Umrichter nicht mehr die gewünschte Schussfolge angelegt. So ändert sich die Sequenz für den herausgegriffenen U-Schuss gravierend (vgl. Tabelle 4.3).

Zeit	0	t	t + t _{tot}	2t	2t+t _{tot}	4t	4t+t _{tot}	6t	6t+t _{tot}	7t	7t+t _{tot}
Soll	0	+U		-U		+U		-U		0	
Ist	0		+U	+W	-U	+W	+U	+W	-U	+W	0

Tabelle 4.1: Zeile Ist: beschreibt die Inform-Sequenz aus der Tabelle; Zeile Soll: die durch die Totzeit veränderte Schussfolge

Durch die veränderte Schussfolge ändern sich damit folglich auch die Strangströme (im Bild rot eingezeichnet). Für einen idealen U-Schuss liegen die fixen Messzeitpunkte symmetrisch um den Arbeitspunkt. Zuzufolge der interlock-deadtime werden die Messungen i_1, i_2, i_3 und i_4 nun unsymmetrisch um den magnetischen Arbeitspunkt durchgeführt.

Diese Abweichung wird in Abbildung 4.5 verdeutlicht. Das rechte Teilbild zeigt den Verlauf des Stromraumzeigers für ideale Schaltzeitpunkte. Links ist das durch die Totzeit beeinträchtigte Signal abgebildet.

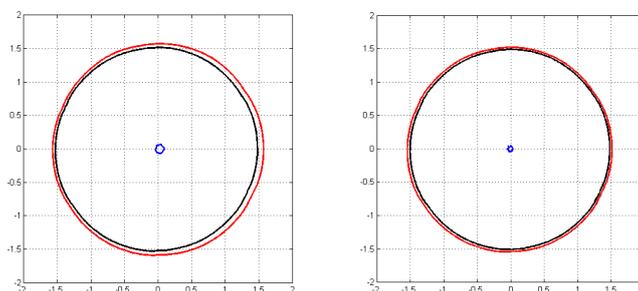


Abbildung 4.5: Totzeiteinfluss auf die Trajektorie des Arbeitspunktes während einer elektrischen Periode für einen U-Schuss ($t_{tot} = 2\mu s$). links: realer Verlauf; rechts: idealer Verlauf

Der äußere Kreis(rot) in beiden Teilbildern repräsentiert die Trajektorie des Stromraumzeigers in dem Arbeitspunkt, in dem die erste Stromänderung bestimmt wird. Der mittlere Kreis(schwarz) beschreibt die Trajektorie des Stromraumzeigers in dem Arbeitspunkt, in dem die zweite Stromänderung bestimmt wird. Der Unterschied in den Radien kann auf den ohmschen Spannungsabfall der Maschine zurückgeführt werden. Der kleine Kreis in der Mitte(blau) wird durch die Differenz der beiden Stromraumzeiger gebildet und spiegelt die Abweichung vom Arbeitspunkt wider. Da dieser - wie vorhin beschrieben - während der Sequenz durch die Totzeit verändert wird, wird ein systematischer Fehler in der Auswertung begangen, der die Verschiebung des Kreises auf der x-Achse erklärt. Die untersuchte Maschine besitzt geschlossene Nuten, wodurch schon geringe Stromabweichungen das Ergebnis der Inform-Sequenz nicht-linear beeinflussen. Um die nicht-idealen Eigenschaften durch Superposition eliminieren zu können, ist es erstrebenswert, die Stromänderungsraumzeiger im Ursprung zu halten, wie im rechten Teilbild für ideale Schaltzeitpunkte dargestellt.

4.4 Detektion der Totzeit

Wie in der einschlägigen Literatur nachzulesen ist, existieren zahlreiche Methoden die Totzeit eines Umrichters zu bestimmen. Beispielsweise können mit einer FFT über die Stromwerte jene Harmonischen Oberwellen (z.B. 6. Oberwelle) berechnet werden, welche mit der Umrichtertotzeit korrelieren.

In der vorliegenden Arbeit wird ein neuer Ansatz präsentiert, implementiert und mittels Messungen verifiziert. Da der ideale Schaltzeitpunkt der Inform-Sequenz bekannt ist, kann die Schaltzeitpunktverzögerung aber auch automatisch bestimmt werden [7]. Mit dem Wissen, dass sich bei positiver Stromrichtung beim Einschaltvorgang (resp. bei negativer Stromrichtung beim Ausschaltvorgang) der Halbbrücke die Totzeit in der korrespondierenden Phase auswirkt, kann sie über die zweite Ableitung des Stromsignals über die Zeit - d.h. der Veränderung des $\frac{di}{dt}$ -Signals - detektiert werden. Die Idee beruht darauf, dass eine Änderung des Stromsignals nur auftritt, wenn eine Spannungsänderung vorausgegangen ist. In Abbildung 4.6 und 4.7 ist das Verfahren grafisch veranschaulicht (Quelle: [7]). Das violette Signal beschreibt das ideale Schaltsignal, das an den Umrichter angelegt wird, das blaue Signal steht für die vom Umrichter verzögerte Schalthandlung. Mit Hilfe von

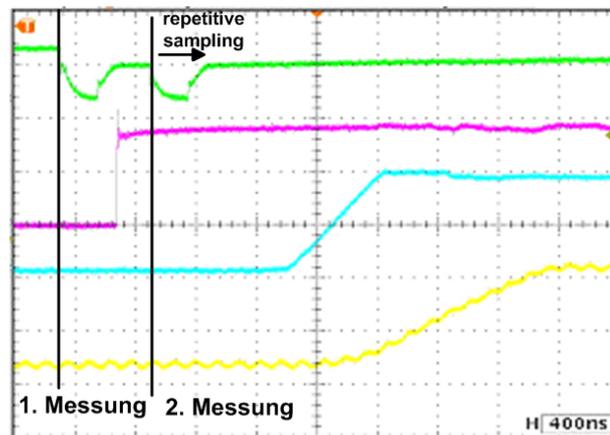


Abbildung 4.6: automatische Totzeitdetektion: grün: Triggersignal der $\frac{di}{dt}$ -Messung violett: Schaltimpuls; blau: Schalthandlung des Umrichters; gelb: Stromänderungssignal von CDI

Stromänderungssensoren(CDI) kann zu einem Messzeitpunkt direkt die erste Ableitung des Stromes über die Zeit bestimmt werden, also die Stromänderung $\frac{di}{dt}$ (im Bild gelb). Da die zweite Ableitung des Stromes einer Änderung in der ersten Ableitung entspricht, d.h. im gemessenen $\frac{di}{dt}$ -Signal, kann somit relativ einfach die Schalthandlung des Umrichters detektiert werden. Dazu ist es notwendig das Ausgangssignal der $\frac{di}{dt}$ -Sensoren mittels ADC einzulesen. Kurz vor dem Schaltsignal der Steuereinheit (ideales Schaltsignal) wird zur Aufnahme eines Referenzwertes die erste Messung durchgeführt. Die zweite Messung

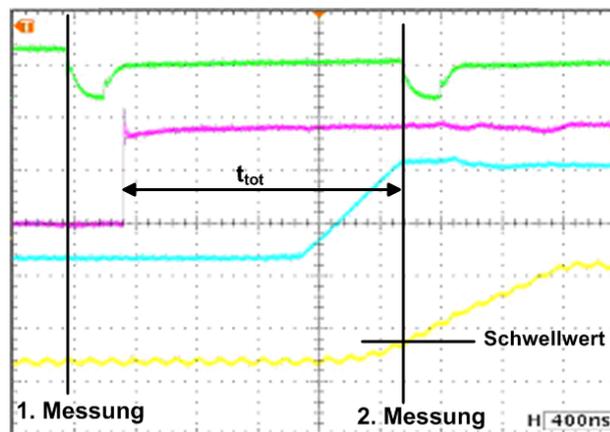


Abbildung 4.7: automatische Totzeitdetektion: grün: Triggersignal der $\frac{di}{dt}$ -Messung; violett: Schaltimpuls; blau: Schalthandlung des Umrichters; gelb: Stromänderungssignal von CDI

wird mehrere Male zeitlich hintereinander durchgeführt (repetitive sampling, vgl. Abbildung 4.7). Zu jenem Zeitpunkt, zu dem die Stromänderung - das Signal der CDIs - einen

voreingestellten Schwellwert übersteigt, kann die Verzögerung zwischen Schaltsignal und Zeitpunkt der detektierten Stromänderung berechnet werden. Dieser Wert entspricht der Totzeit. Im vorliegenden Fall kann die interlock deadtime mit 1680 nsec detektiert werden.

4.5 Kompensation der Totzeiteffekte durch Adaption der Schaltzeitpunkte

In [10] wurde bereits ein Ansatz präsentiert, wie durch das Verschieben der Messzeitpunkte an die Stelle mit minimaler Abweichung vom Arbeitspunkt eine gültige Messung im gewünschten Arbeitspunkt erzielt werden kann. Größtes Problem dabei ist die aufwändige Detektion dieses Minimums. Außerdem löst der dort vorgestellte Ansatz noch nicht das Problem der veränderten Spannungszeitfläche. Einzige Möglichkeit dies zu kompensieren bietet eine Abänderung der Schaltimpulse. Zum einen besteht die Möglichkeit die Inform-Tabelle offline zu modifizieren - zu erweitern und so der durch die Totzeit veränderten Schussfolge entgegenzuwirken. Dies bedingt allerdings einer aufwändigen Änderung aller möglichen Schussfolgen in Wechselwirkung mit den jeweiligen Stromrichtungen.

Im folgenden wird ein neuer Ansatz präsentiert, der die idealen Schaltzeitpunkte der Tabelle während der Laufzeit korrigiert. Dabei bedarf es keiner Korrektur der Messzeitpunkte. Eine explizite Beschreibung der im Rahmen der Diplomarbeit zum Zwecke der Informkompensation implementierten Labview-Programmteile ist Kapitel 6 zu entnehmen.

Ausgehend von den idealen Schaltzeitpunkten werden die Schaltsignale in Abhängigkeit von der Stromrichtung und von der durchgeführten Schalthandlung (Ein-oder Ausschaltvorgang) im entsprechenden Leistungshalbleiter modifiziert. Zudem kann die Totzeit t_{tot} mit dem vorher beschriebenen Verfahren einfach und automatisch ermittelt werden. Mit Hilfe dieser Parameter (Strangstromrichtung, Ein-/Ausschaltbefehl, Totzeit) ist nun eine entsprechende Veränderung der Schaltzeitpunkte möglich, d.h. bei positiver Stromrichtung wird das Einschaltsignal um t_{tot} früher an den Umrichter gesendet, damit der Umrichter (mit seiner Schaltverzögerung) den geforderten Spannungsraumzeiger im idealen Augenblick an die Maschine legt. Ebenfalls wird bei negativer Stromrichtung das Ausschaltsignal früher an den Umrichter geschickt. Die Arbeitspunktabweichung ist in Abbildung 4.8 im zeitlichen Verlauf dargestellt. Die störenden Effekte, die durch die Totzeit verursacht wer-

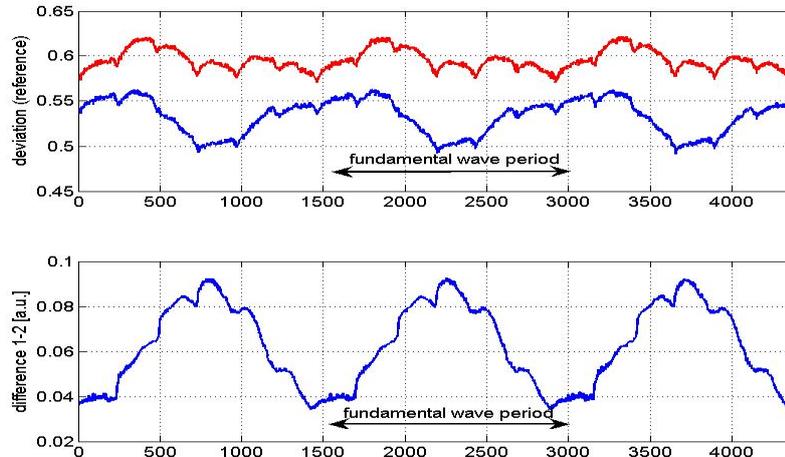


Abbildung 4.8: Arbeitspunktabweichung durch Umrichtertotzeit

den, sind deutlich zu erkennen. Die folgenden Abbildungen 4.8 bis 4.12 resultieren aus Messungen an einer Maschine bei mechanischem Stillstand unter Last ($i_y = 0.9$). Das blaue Signal beschreibt dabei die Abweichung vom zuletzt durch den Stromregler eingestellten Referenzstrom und dem Stromwert¹ zum ersten bzw. zweiten (rot eingezeichnet) Samplezeitpunkt². Beim Vergleich beider Signale kann beobachtet werden, dass es eine mittlere Abweichung vom Arbeitspunkt gibt. Diese kann durch den ohmschen Spannungsabfall der Maschine erklärt werden. Die Modulation der Abweichung hingegen findet ihren Ursprung in der Totzeit des Umrichters.

Diese Modulation der Abweichung besitzt dieselbe Frequenz wie die Grundwelle. Zum Vergleich ist in Abbildung 4.9 dieselbe Situation, jedoch nun mit kompensierten Schalt-handlungen dargestellt, d.h. die Informsequenz wurde Totzeit kompensiert. Die Auswirkungen auf die Arbeitspunktabweichung sind beträchtlich. Zwar bleibt die durch den ohmschen Spannungsabfall verursachte mittlere Abweichung zwangsläufig erhalten, und ist als Offset zwischen den beiden Signalen erkennbar, die Modulation wurde aber beinahe entfernt.

¹Der Stromwert wird aus jeweils zwei symmetrisch um den Arbeitspunkt getätigten Strommessungen durch Mittelung errechnet, also $(i_1 + i_2)/2$ und $(i_3 + i_4)/2$ (vgl. Abbildung 2.10)

²Im idealen Fall befindet man sich zu diesem Samplezeitpunkt im Arbeitspunkt des Stromreglers

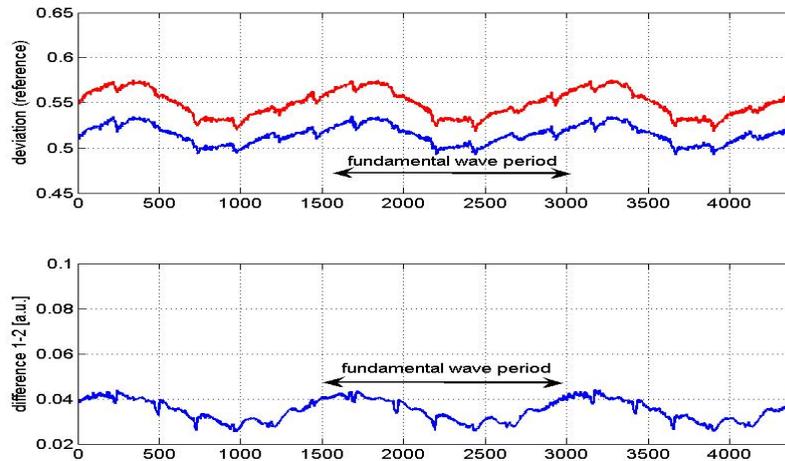


Abbildung 4.9: Kompensation der Arbeitspunktabweichung durch Schaltzeitpunktverschiebung

Durch das vorgestellte Kompensationsverfahren wird natürlich auch das resultierende komplexe Inform-Signal beeinflusst. In Abbildung 4.10 bis 4.12 sind diese Auswirkungen grafisch dargestellt.

Im Betragsspektrum des komplexen Inform-Signals (vgl. Abbildung 4.10) ist die 2. Harmonische mit einem Wert von 0.129 eindeutig vorherrschend. Sie korrespondiert direkt mit der zu untersuchenden magnetischen Sättigung. Detaillierte Informationen zu den vorkommenden Oberwellen im Spektrum können in [3] gefunden werden.

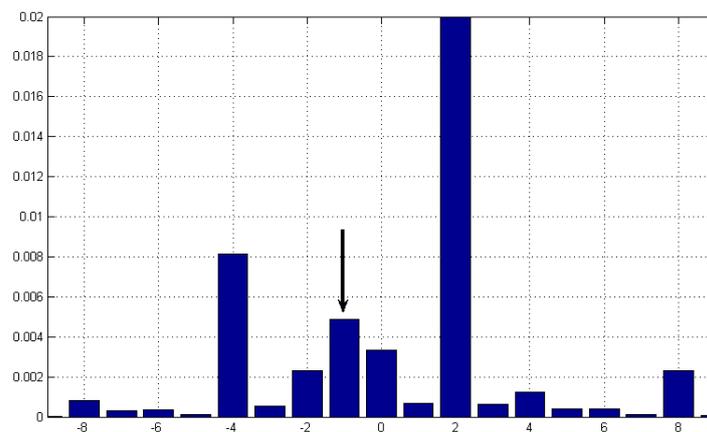


Abbildung 4.10: Fourier Analyse des originalen Inform-Signals

Alle anderen vorhandenen Frequenzen sind Störsignale. Dabei sind die -4. und -1. Harmonische am auffälligsten. Die -4. Oberwelle resultiert aus einer nicht rein sinusförmigen Verteilung des Sättigungslevels am Umfang. Die zweitgrößte Störfrequenz ist die -1. Harmonische mit einem Wert von $4.8 \cdot 10^{-3}$. Sie wird durch die Totzeit verursacht. Wird die Änderung von $\frac{di}{dt}$ betrachtet, entspricht diese der 2. Ableitung des Stroms, also der zeitlichen Änderung der Stromänderung. Wenn die Maschine ideal wäre, - kein Spannungsabfall, keine Anisotropie, keine Sättigung - wäre der Strom konstant. Es gäbe also keine Änderung des Stroms. Praktisch tritt aber immer ein Spannungsabfall auf (an den Ventilen, durch die Spannungszeitfläche), der in Richtung Ursprung wirkt, also richtungsunabhängig ist. Dies äußert sich im Spektrum durch eine ± 1 . Oberwelle.

Durch die Kompensation verringert sich die -1. Harmonische auf einen Wert von $1.4 \cdot 10^{-3}$, was einer Reduktion um 70.83% entspricht(vgl. Abbildung 4.11).

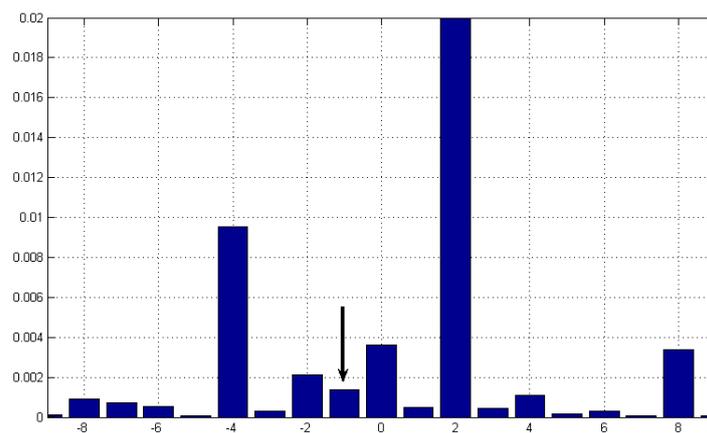


Abbildung 4.11: Fourier Analyse des Totzeit-kompensierten Signals

Der leichte Anstieg der -4. Harmonischen erklärt sich dadurch, dass die Kompensation nur während des Inform-Zyklus durchgeführt wird. Eine Erweiterung dieser Kompensationsmethode auf den Stromreglerzyklus würde auch dieses Störsignal minimieren.

Die Auswirkungen auf den resultierenden Informkreis ist in Abbildung 4.12 dargestellt. Im linken Teilbild ist ein Verlauf des unkompensierten komplexen Informsignals dargestellt. Klar und deutlich ist das Vorhandensein einer störenden Signalkomponente im Bild erkenntlich. Das rechte Teilbild hingegen zeigt den komplexen Informkreis bei durchgeführter

Umrichtertotzeitkompensation. Eindeutig und klar ist ein wesentlich besserer Signalverlauf erkennbar.

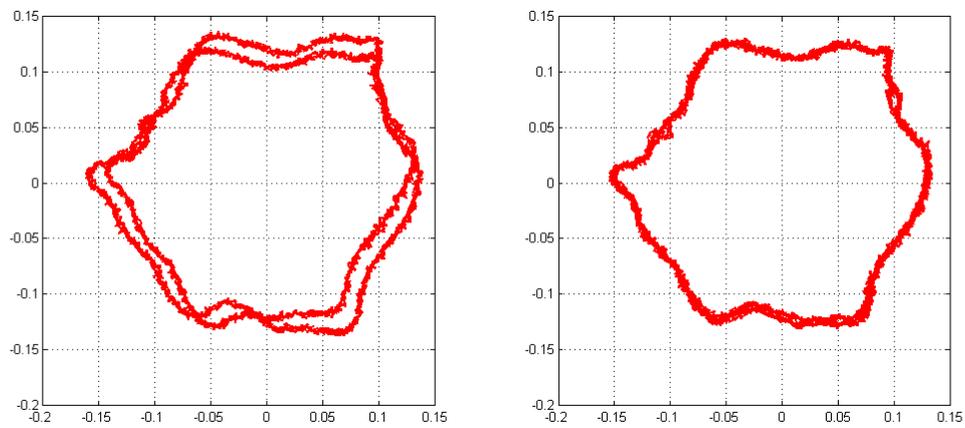


Abbildung 4.12: Vergleich der Informkreise für originales (links) und kompensiertes Inform-signal(rechts)

Kapitel 5

Integration der Inform-Auswertung in die Stromregler-PWM

Das Inform-Verfahren bietet eine Möglichkeit aus der Stromantwort auf definierte Testimpulse die Information über den Flusswinkel zu extrahieren (vgl. Kapitel 2). Trotzdem muss festgehalten werden, dass die klassische Anwendung mit definierten Testimpulsen einige Nachteile mit sich bringt. Zum einen muss während der Informsequenzen die Stromregelung unterbrochen werden. Dadurch kommt es zu einem erhöhten Strom- und Momentrippel. Ebenso nimmt im Zuge der starren Testzyklus-Struktur im kHz-Bereich die Geräuschentwicklung zu [4].

Diese Nachteile des Inform-Verfahrens sind ausschlaggebend für weitere Untersuchungen. Ausgehend von bereits bekannten Optimierungen [11] der Inform-Testimpulsfolge wird ein im Rahmen dieser Arbeit entwickelter und implementierter Ansatz vorgestellt, der es ermöglicht die Information über den Flusswinkel direkt aus einer modifizierten Stromregler-PWM zu extrahieren, ohne definierte Testimpulse anlegen zu müssen. Weiters wird gezeigt, dass es zur erfolgreichen Winkelbestimmung ausreichend ist, nur zwei aktive Zustände der PWM auszuwerten.

5.1 Inform-Auswertung mit zwei Inform Funktionen und Dreischuss-Impulsfolgen

In Kapitel 2 wurde in Gleichung (2.25) die Inform-Funktion als Verhältnis von Differenz-Stromänderungsraumzeiger zum angelegten Differenz-Spannungsraumzeiger zweier aufein-

ander folgender Schaltzustände $\underline{u}_{S,I}$ und $\underline{u}_{S,II}$ definiert.

$$\underline{y}_{INF,I-II}(2\xi_{I-II}) = \frac{\frac{di_{S,I-II}}{d\tau}}{\underline{u}_{S,I-II}}$$

Im Falle eines klassischen Inform("4-Schuss") werden zur Bereinigung des Offsets in der komplexen Informreaktanz drei derartige Funktionen im selben Arbeitspunkt kombiniert. In [4] wird eine alternative Möglichkeit vorgestellt, die es erlaubt durch Kombination von nur zwei Inform-Funktion im gleichen Arbeitspunkt den Offset der komplexen Inform-Reaktanz zu beseitigen.

In Gleichung (5.1) ist eine zweite Inform-Funktion definiert. Die Indizes *III* und *IV* stehen dabei für die Schaltzustände dieser zweiten Inform-Funktion.

$$\underline{y}_{INF,III-IV}(2\xi_{III-IV}) = \frac{\frac{di_{S,III-IV}}{d\tau}}{\underline{u}_{S,III-IV}} \quad (5.1)$$

Der komplexe Inform-Zeiger \underline{y}_{INF} kann laut [4] durch Subtraktion dieser beiden Inform-Funktionen bestimmt werden [5].

$$\underline{y}_{INF}(2\xi) = \underline{y}_{I-II} - \underline{y}_{III-IV} = \frac{\frac{di_{S,I-II}}{d\tau}}{\underline{u}_{S,I-II}} - \frac{\frac{di_{S,III-IV}}{d\tau}}{\underline{u}_{S,III-IV}} \quad (5.2)$$

Der doppelte Flusswinkel 2γ ergibt sich direkt aus dem Argument der Differenz der Inform-Funktionen und einer Winkelkorrektur, die durch die angelegten Schaltzustände bedingt wird. Der resultierende Winkel ist wiederum mit einer 180° Unsicherheit behaftet.

$$2\gamma_{INF} = \arg\left(\frac{\frac{di_{S,I-II}}{d\tau}}{\underline{u}_{S,I-II}} - \frac{\frac{di_{S,III-IV}}{d\tau}}{\underline{u}_{S,III-IV}}\right) - \arg\left(e^{-j \cdot 2\arg(\underline{u}_{S,I-II})} - e^{-j \cdot 2\arg(\underline{u}_{S,III-IV})}\right) \pm \pi \quad (5.3)$$

Wesentlich bei dieser Optimierung ist neben der Reduktion der Auswertung auf zwei Inform-Funktionen, dass die Reihenfolge der angelegten Schaltzustände beliebig gewählt werden kann, sofern folgende Bedingungen erfüllt sind:

- Die Differenz-Spannungsraumzeiger dürfen nicht auf einer Achse liegen, da sonst keine gültige Argumentbildung zulässig ist:

$$\underline{u}_{S,I-II} \neq \pm \underline{u}_{S,III-IV} \quad (5.4)$$

- Die Differenz-Spannungsraumzeiger dürfen nicht Null werden:

$$\begin{aligned} \underline{u}_{S,I-II} &\neq 0, \quad \underline{u}_{S,III-IV} \neq 0 \\ \text{also } \underline{u}_{S,I} &\neq \underline{u}_{S,II}, \quad \underline{u}_{S,III} \neq \underline{u}_{S,IV} \end{aligned} \quad (5.5)$$

Dreischuss-Testimpulsfolgen

Bei Betrachtung der Auswertegleichung (5.3) sowie der Berücksichtigung der Anforderungen an die Differenz-Spannungsraumzeiger (d.h. Schaltzustandskombinationen) sind weitere Modifikationen der Anregung denkbar. In [4] ist eine weitere Optimierung der Informsequenz zu finden, welche die Anzahl der Schalthandlungen von vier auf drei reduziert. Dabei wird

$$\underline{u}_{S,II} = \underline{u}_{S,III} \quad (5.6)$$

angenommen, was mit den Anforderungen an die Auswertung in Gleichung (5.3) konform geht.

Eine weitere Einschränkung muss eingeführt werden, wenn einer der drei Schaltzustände der Testimpulssequenz ein Kurzschluss-Schaltzustand ist. Die Bedingungen an eine Auswertung nach (5.3) mit drei Schaltzuständen und zwei Informfunktionen ändern sich in diesem Fall zu:

- Die drei Schaltzustände müssen verschieden sein.

$$\underline{u}_{S,I} \neq \underline{u}_{S,II} = \underline{u}_{S,III} \neq \underline{u}_{S,IV} \quad (5.7)$$

- Beinhaltet die Testsequenz einen Kurzschlusszustand, dürfen die zwei anderen Spannungsraumzeiger nicht auf einer Achse liegen, da sonst keine gültige Argumentbildung zulässig ist.

Da im weiteren Verlauf dieser Arbeit nur mehr mit drei Zuständen gearbeitet wird, stehen nun die Indizes I , II , und III für die drei verschiedenen Schaltzustände. Weiters sei ausgeführt, dass es nur zwei Dreischussfolgen gibt, die im Mittel eine Spannungszeitfläche gleich Null anlegen und dabei auch noch den Anforderungen der Auswertung genügen. Diese Dreischuss-Impulsfolgen bestehen aus Zustandskombinationen aller drei positiven (+U,+V,+W) oder negativen (-U,-V,-W) Strangrichtungen. Wie in [5] gezeigt, ermöglichen diese Impulsfolgen auch eine äußerst einfache Auswertung (ähnlich dem klassischen Inform) mit drei Inform-Funktionen, können aber auch mit zwei Inform-Funktionen und entsprechender Winkelkorrektur nach Gleichung (5.3) ausgewertet werden.

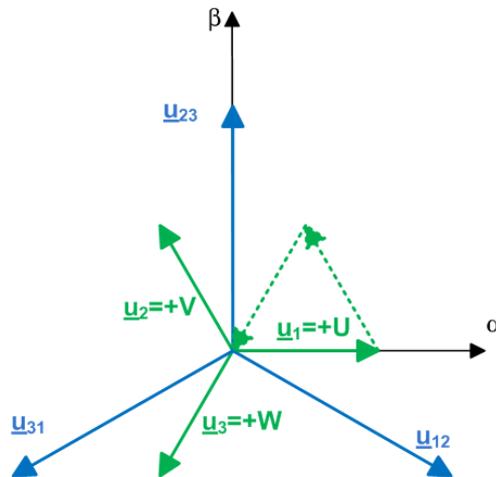


Abbildung 5.1: Dreischuss-Impulsfolge, die im Mittel einen Nullspannungsraumzeiger ausgeben(+U/+V/+W)

5.2 Bestimmung des Flusswinkels aus zwei aktiven Zuständen einer Testimpulssequenz

Bisher, in den vorhergehenden Kapiteln dieser Arbeit, ist gezeigt worden, dass eine Testimpulssequenz auf drei verschiedene Zustände reduziert werden kann. Dadurch kann der Einfluss auf den Stromregler etwas vermindert werden. In den bisherigen Untersuchungen und Arbeiten wurde dazu meist die Stromregler-PWM periodisch durch einen Dreischuss-Zyklus unterbrochen, und dieser ausgewertet. Ein Ziel der vorliegende Arbeit ist es, direkt aus den Schaltzuständen der Stromregler-PWM die gewünschte Information über die Flusslage zu extrahieren.

Untersuchung der Stromregler-PWM

Um die Inform-Auswertung abändern zu können, muss zuerst auf die Schaltreihenfolge des Stromreglers näher eingegangen werden. Betrachtet man die Umrichterzustände aus 2.8, so ist ersichtlich, dass mit Hilfe von zwei benachbarten, aktiven Spannungsraumzeigern und einem Kurzschlusszustand ein beliebiger Spannungsraumzeiger eingestellt werden kann. Dadurch ist eine sektorale Einteilung möglich, in der jeweils zwei aktive Zustände in Kombination mit dem Kurzschlusszustand ein Sechstel der möglichen Spannungsraumzeigerfläche abdecken (vgl. Abbildung 5.2).

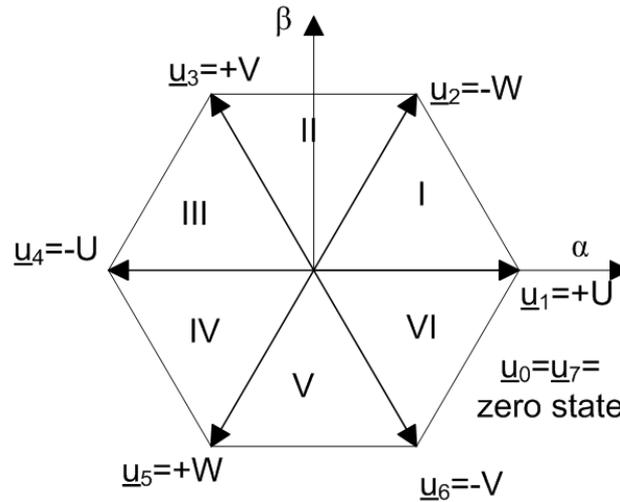


Abbildung 5.2: Definition der sechs PWM-Sektoren

Da die Schaltreihenfolge des Stromreglers für jeden Sektor bekannt ist, können bereits vorab die dazugehörigen verschiedenen Differenz-Spannungsraumzeiger berechnet werden.

$$\underline{u}_{ij} = \underline{u}_i - \underline{u}_j \quad (5.8)$$

Die Differenz-Spannungsraumzeiger für alle Sektoren sind in Tabelle (5.1) aufgelistet. Diese Vorgehensweise unterstützt eine schnelle Implementierung, da die Werte der inversen Differenz-Spannungsraumzeiger vorab in einer Tabelle abgelegt werden können und so die Divisionen am Signalprozessor nicht durchzuführen sind.

Sektor	Schaltzustandstripel	$ \underline{u}_{12} $	$\arg(\underline{u}_{12})$	$ \underline{u}_{23} $	$\arg(\underline{u}_{23})$
I:	+U/-W/+KS	1	-60°	1	60°
II:	-W/+V/+KS	1	0°	1	120°
III:	+V/-U/+KS	1	60°	1	180°
IV:	-U/+W/+KS	1	120°	1	-120°
V:	+W/-V/+KS	1	180°	1	-60°
VI:	-V/+U/+KS	1	-120°	1	0°

Tabelle 5.1: Differenz-Spannungsraumzeiger für alle sechs Sektoren

Die Reaktion der Maschine auf die angelegten Spannungsraumzeiger wird durch die Stromänderungen in den einzelnen Maschinensträngen bestimmt. Diese werden durch zweimaliges Messen des Stroms und durch anschließende Differenzbildung errechnet. Nach

Gleichung (2.2) können nun aus diesen Strangmessungen die komplexen Stromänderungsraumzeiger gebildet werden. Aus diesen werden die für die Auswertung benötigten Differenz-Stromänderungsraumzeiger werden wie folgt aufgestellt.

$$\frac{d\underline{i}_{ij}}{dt} = \frac{d\underline{i}_i}{dt} - \frac{d\underline{i}_j}{dt}$$

Die resultierende Situation für den Sektor IV (+W/-V/KS) mit den dazugehörigen Differenz-Stromänderungsraumzeigern, sowie Differenz-Spannungsraumzeigern, ist in Abbildung 5.3 links zu sehen. Im rechten Teilbild ist dieselbe Situation zu Vergleichszwecken als Messergebnis dargestellt.

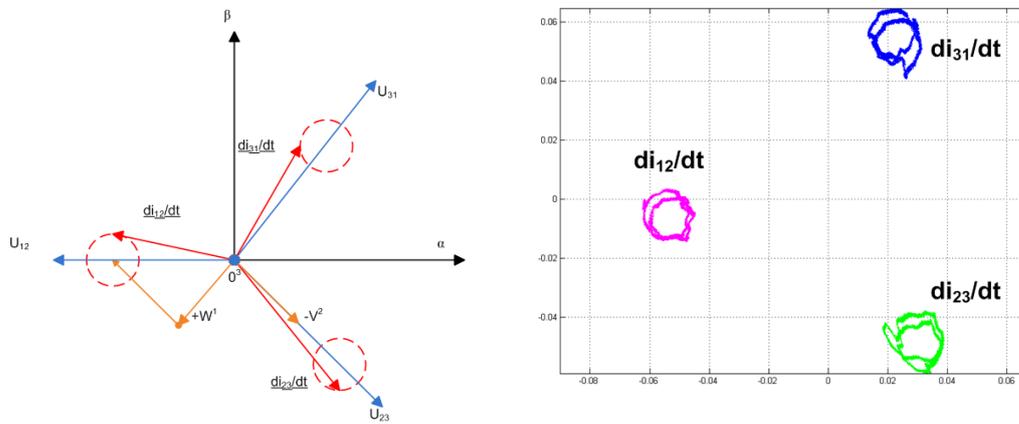


Abbildung 5.3: Differenz-Stromänderungsraumzeiger für Sektor IV

Im linken Teilbild von Abbildung 5.3 sind die Differenz-Spannungsraumzeiger (blau) zufolge des angelegten Schaltzustandstripels [+W/-V/KS (gelb)] laut Tabelle 5.1 eingezeichnet. Die mit einem Offset in Richtung des angelegten Differenz-Spannungsraumzeigers behafteten Differenz-Stromänderungsraumzeiger (rot) rotieren im Idealfall wie in Abbildung 5.3 links erkenntlich auf einem Kreis. Die deutlichen Abweichungen vom idealen/theoretischen Signalverlauf der messtechnisch bestimmten Differenz-Stromänderungsraumzeiger (rechtes Teilbild aus Abbildung 5.3) können, wie im Weiteren ausgeführt, auf störende harmonische Signalkomponenten im Nutzsignal zurückgeführt werden.

Hierbei sei erwähnt, dass die Differenz-Stromänderungsraumzeiger $\frac{di_{23}}{dt}$ und $\frac{di_{31}}{dt}$ aus Messungen in je einem aktiven sowie dem Kurzschlusszustand gebildet werden. Einzig $\frac{di_{12}}{dt}$ basiert auf Messungen in zwei aktiven Zuständen der PWM.

Grundsätzlich kann aus den gemessenen Differenz-Stromänderungs- und errechneten Differenz-Spannungsraumzeigern eine Auswertung nach Gleichung (5.3) durchgeführt und so der Flusswinkels bestimmt werden. Jedoch ist aus dem rechten Teilbild ersichtlich, dass sich parasitäre Effekte in den Kurzschlusszuständen in den entsprechenden Differenz-Stromänderungsraumzeigern $\frac{di_{23}}{dt}$ (grün) und $\frac{di_{31}}{dt}$ (blau) deutlich widerspiegeln. Dies motiviert zu einer Bestimmung des Flusswinkels basierend auf der alleinigen Auswertung des Differenz-Stromänderungsraumzeigers $\frac{di_{12}}{dt}$ (violett), der nur aus den Messungen in aktiven Zuständen gebildet wird.

Auswertung zweier aktiver Zustände einer Dreischuss-Sequenz

Die parasitären Effekte in den Kurzschlussmessungen beeinträchtigen die Auswertung nach Gleichung (5.3) sehr stark. Da die gewünschte Information über die Flusslage jedoch auch im Differenz-Stromänderungsraumzeiger $\frac{di_{12}}{dt}$ enthalten ist, wird versucht daraus den Flusswinkel zu bestimmen.

Um die störenden Oberwellen des Signals $\frac{di_{12}}{dt}$ genauer analysieren zu können, wird in einem ersten Schritt eine Fourier-Analyse durchgeführt. Aus dem komplexen Spektrum des Differenz-Stromänderungsraumzeigers $\frac{di_{12}}{dt}$ können die -3., -1., 3. Harmonische, sowie ein Gleichanteil als die größten, störenden Harmonischen ausgemacht werden. Weiters ist die 2. Harmonische im Spektrum der Differenz-Stromänderung vorherrschend, welche die Information über die Sättigung enthält, und ausgewertet werden soll.

Da zusätzlich eine Lastabhängigkeit des Signals $\frac{di_{12}}{dt}$ ausgemacht werden konnte, wurde versucht über ein Neuronales Netz(ANN) die lastabhängigen Komponenten(Betrag und Winkel) der einzelnen Spektralanteile im Nutzsignal zu lernen und nach Aufbereitung zu eliminieren. Als Eingänge für das Neuronale Netz dient der Statorstrom im flussfesten Koordinatensystem. Nach dem Training ist das ANN im Stande, zu jedem bliebigem Arbeitspunkt die Betäge und Winkel der störenden Oberwellen zu bestimmen und als Ausgang zur Verfügung zu stellen. Diese werden zu einem komplexen Signal zusammengefasst und aufsummiert. Das Störsignal aus den drei größten Oberwellen und dem Gleichanteil wird infolge vom Differenz-Stromänderungsraumzeiger subtrahiert, wodurch die vorherrschende 2. Harmonische größtenteils bereinigt wird (vgl. Abbildung 5.4).

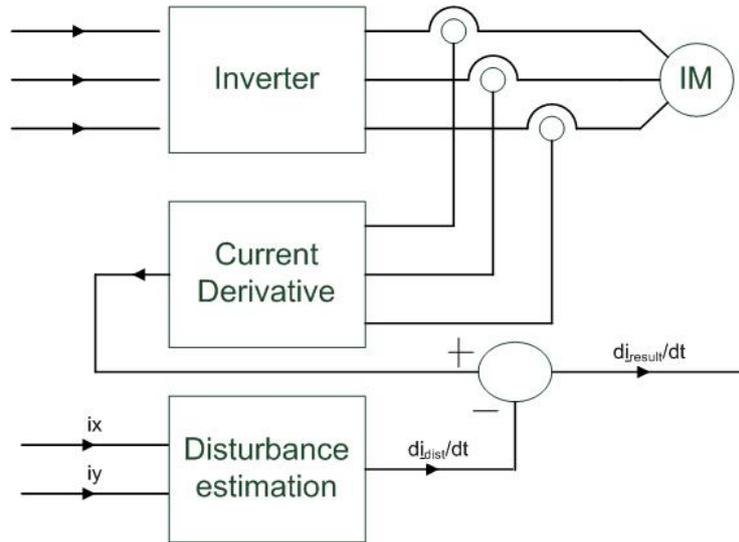


Abbildung 5.4: Blockschaltbild der Auswertung basierend auf Injektion zweier aufeinanderfolgender Zustände

Die Trajektorie des resultierenden Raumzeigers, die durch Subtraktion des Störsignals vom gemessenen Differenz-Stromänderungsraumzeiger bestimmt wird, ist in Abbildung 5.5 für den Lastfall $i_y = 0.7$ p.u. dargestellt. Die dominierende 2. Harmonische im Auswertesignal ist dabei eindeutig zu erkennen.

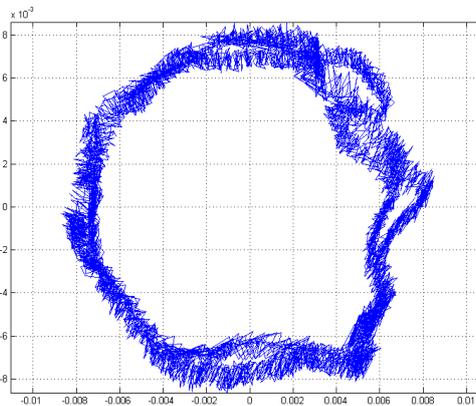


Abbildung 5.5: Differenz-Stromänderungsraumzeiger $\frac{di_{12}}{dt}$ korrigiert durch das Störsignal, das von einem ANN bestimmt wurde, bei Belastung mit $i_y = 0.7$ p.u

Durch Argumentbildung kann nun aus dem aufbereiteten Raumzeiger der resultierende Winkel bestimmt werden. In Abbildung 5.6 ist der Winkelverlauf zusammen mit dem

doppelten Flusswinkel als Referenzwinkel dargestellt. Der nicht so glatte Verlauf des gemessenen Signals(blau) im Vergleich zum doppelten Rotorflusswinkel(grün) hat seine Ursache in höheren störenden Harmonischen, die nicht weiter kompensiert wurden. Durch Einbindung einer größeren Anzahl von störenden Spektralkomponenten in die Kompensation ist natürlich eine weitere Signalverbesserung zu erzielen.

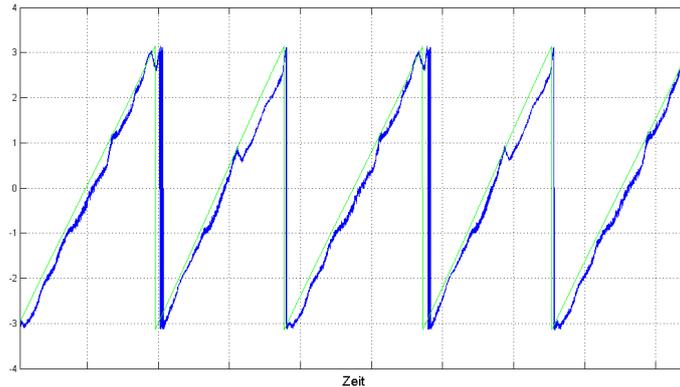


Abbildung 5.6: Winkelverlauf des bereinigten Signals(blau) im Vergleich zum doppelten Flusswinkel(grün); $i_y = 0.7, p.u.$

In diesem Kapitel wurde gezeigt, dass mit Hilfe von allein zwei aktiven Zuständen der PWM eine Bestimmung des Flusswinkels aus dem resultierenden Differenz-Stromänderungsraumzeiger prinzipiell möglich ist. Im Zuge der Untersuchung stellte sich jedoch heraus, dass die notwendige Implementierung mehrerer ANN mit samt den dazugehörigen Trainingssetups aufwendig ist. Da für jede störende Oberwelle aufgrund der Lastabhängigkeit ein eigenes ANN implementiert werden muss, - und dies für jeden Sektor. Zudem wurde für den hier präsentierten Ansatz angenommen, dass die Schaltzustände der PWM ausreichend lange anliegen, was nicht unbedingt der Fall sein muss, wie im nächsten Abschnitt gezeigt wird.

5.3 Flusswinkelbestimmung aus einer modifizierten Stromregler-PWM

Ein gewünschter Spannungsraumzeiger wird, wie bereits ausgeführt, aus zwei benachbarten aktiven Zuständen und dem Kurzschlusszustand zusammengesetzt. Daraus ergeben

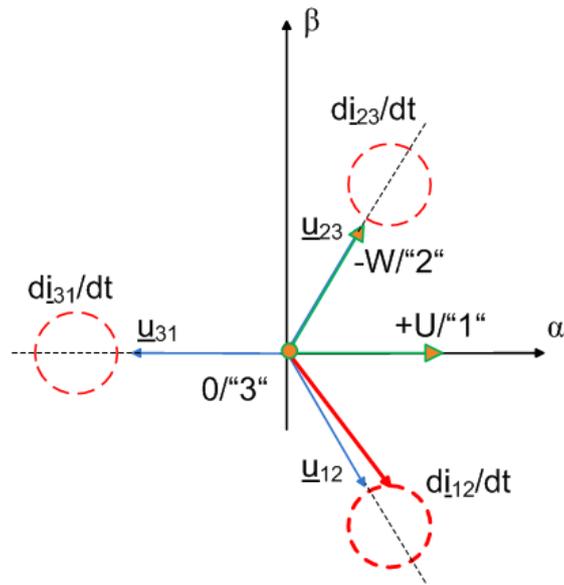


Abbildung 5.7: Lage der Differenz-Stromänderungsraumzeiger für den ersten PWM-Spannungssektor

sich sechs PWM-Sektoren, wie in Abbildung 5.2 ersichtlich. Aus Messungen in den zwei aktiven Schaltzuständen kann nun ein für die Auswertung verwendbarer Differenz-Stromänderungsraumzeiger $\frac{di_{12}}{dt}$ gebildet werden, der die Information über den Flusswinkel beinhaltet. Im weiteren Verlauf der vorliegenden Arbeit, ist, wenn nicht explizit anders angegeben, als Differenz-Stromänderungsraumzeiger der Differenz-Stromänderungsraumzeiger $\frac{di_{12}}{dt}$ zu verstehen.

Vor der direkten Bestimmung des doppelten Flusswinkels aus der PWM des Stromreglers wird zunächst der Verlauf des Differenz-Stromänderungsraumzeigers in jedem PWM-Spannungssektor untersucht. Dazu wird periodisch ein spezieller Testspannungsraumzeiger mittels PWM angelegt und die resultierenden Stromänderungen bestimmt. Diese Testimpulssequenz wird dabei so gewählt, dass sie als Sequenz der Stromregler-PWM interpretiert werden könnte. Der Zusammenhang zwischen Differenz-Spannungsraumzeiger und Differenz-Stromänderungsraumzeiger ist exemplarisch für den PWM-Sektor I in Abbildung 5.7 schematisch dargestellt.

Mit Hilfe eines Testspannungsraumzeigers \underline{u}^* wird dieser Zusammenhang zunächst für den den ersten PWM-Sektor I verifiziert. Daraus lässt sich der resultierende Verlauf von $\frac{di_{12}}{dt}$ unabhängig von der aktuellen Richtung der Grundwellengrößen eruieren. Auf diesel-

be Weise werden auch die Trajektorien für $\frac{di_{12}}{dt}$ in den Sektoren II bis VI bestimmt. Die Testspannungsraumzeiger \underline{u}^* werden dabei immer so gewählt, dass sie in die Mitte des jeweiligen Sektors zeigen. Die Trajektorien von $\frac{di_{12}}{dt}$ für die sechs PWM-Sektoren sind in Abbildung 5.8 für den Lastfall $i_y = 0.2$ p.u. dargestellt.

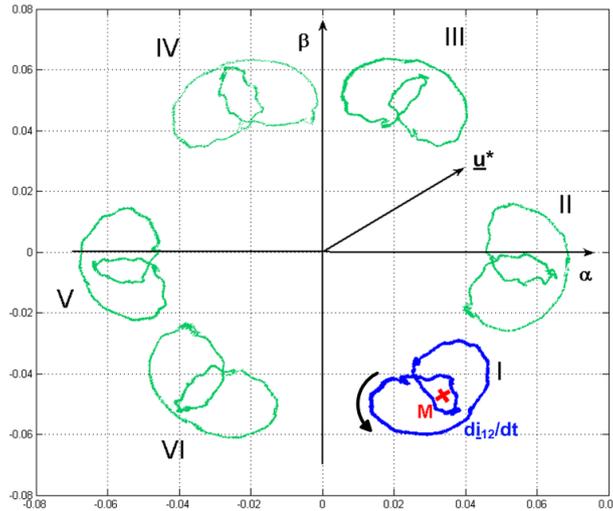


Abbildung 5.8: Verlauf des Differenz-Stromänderungsraumzeigers $\frac{di_{12}}{dt}$ für injizierte Testspannungen in den sechs Sektoren bei einer Last von $i_y=0.2$

Der Differenz-Stromänderungsraumzeiger für den ersten PWM-Sektor ist im Bild blau eingezeichnet. Er resultiert aus dem Test-Spannungsraumzeiger \underline{u}^* im ersten Sektor (schwarz). Die übrigen Trajektorien sind grün eingezeichnet mit der jeweiligen Zuordnung zum entsprechenden PWM-Sektor. Die vorherrschende +2. Harmonische, welche mit der Sättigung einhergeht, ist klar in den Auswertesignalen ersichtlich. Während einer elektrischen Periode verläuft der Differenz-Stromänderungsraumzeiger $\frac{di_{12}}{dt}$ zweimal um den Mittelpunkt M (vgl. Abbildung 5.8).

5.3.1 Modifikation der Stromregler-PWM

Wenn gleich die injizierten Testspannungsimpulse zufolge ihrer Form auch als normale Stromregler-PWM interpretiert werden könnten, entspricht der bisherige Ansatz trotzdem im Prinzip einer Injektionsmethode. Das Ziel ist es nun, direkt aus der PWM, ohne Injektionen die Winkelinformation zu extrahieren.

Die Qualität der Flusswinkelbestimmung hängt nicht unwesentlich von der Stromänderungsmessung in den aktiven Zuständen ab. Die Stromänderung kann entweder mit einmaligem Messen durch Stromänderungssensoren durchgeführt werden, oder mit zweimaligem Messen des Stroms und anschließender Differenzbildung (vgl. Abbildung 5.9).

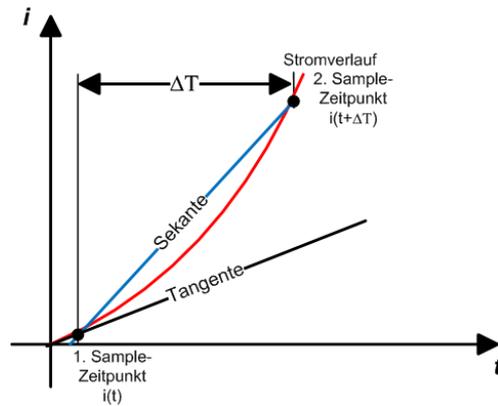


Abbildung 5.9: Messung der Stromanstiege mit Hilfe zweier Strommessungen; Quelle: [3]

Sofern der Stromanstieg einem annähernd linearen Verlauf folgt, ist die $\frac{di}{dt}$ -Bestimmung mittels zweifacher Strommessung durchaus zulässig. Zwischen erster und zweiter Messung muss dabei ein Zeitabstand ΔT eingehalten werden, damit die Messung korrekt ist. Die Stromänderung kann dabei folgendermaßen berechnet werden.

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{\Delta i}{\Delta T} = \frac{i(t + \Delta T) - i(t)}{\Delta T} \quad (5.9)$$

Betrachtet man die PWM¹ für Spannungsraumzeiger in der Nähe der Sektorgrenzen (vgl. Abbildung 5.10, links), so ist leicht ersichtlich, dass diese eine sehr kurze Aktivzeit² ΔT_A für einen der beiden aktiven Schaltzustände besitzen.

Im rechten Teilbild sind die Schalthandlungen der PWM exemplarisch für einen Spannungsraumzeiger \underline{u}_{Soll} in Sektor I abgebildet, der in der Nähe der unteren Sektorgrenze $+U$ liegt. Aufgrund der Nähe zur unteren Sektorgrenze wird folglich der zweite aktive Zustand $-W$ nur sehr kurz angelegt.

Die erste Strommessung $i(t)$ nach der Schalthandlung kann erst nach dem Einschwingen des Stroms stattfinden ($\Delta T_s = 4.5\mu s$). Zur zweiten Strommessung ist eine Messzeitdifferenz ($\Delta T = 12.5\mu s$) abzuwarten. Das bedeutet, dass für eine korrekte $\frac{di}{dt}$ -Bestimmung

¹In weiterer Folge wurde mit einer Asymmetrischen PWM gearbeitet

²Als Aktivzeit wird jene Zeitdauer bezeichnet, die ein Schaltzustand anliegt.

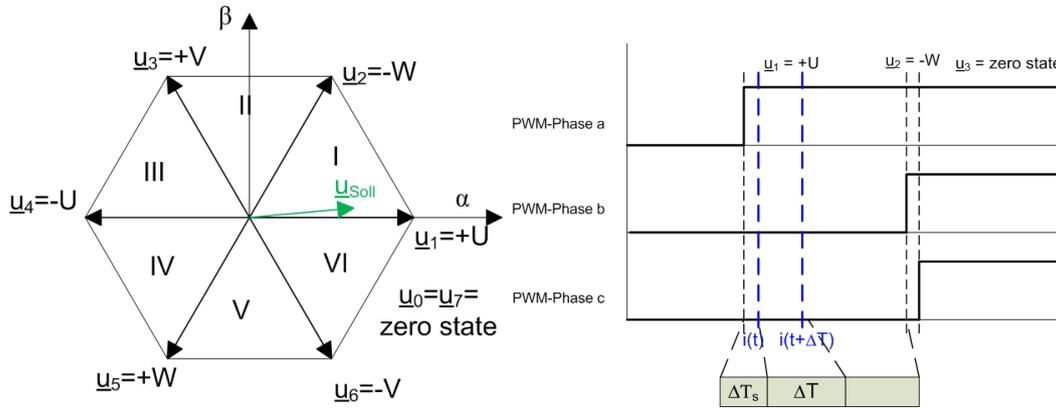


Abbildung 5.10: Messung der Stromanstiege während einer PWM-Sequenz

mittels zweifachen Absolutwertmessungen und Differenzbildung eine minimale Aktivzeit $\Delta T_A = \Delta T_s + \Delta T = 17\mu s$ notwendig ist. Im skizzierten Beispiel wird dieses geforderte Kriterium nicht erfüllt, und somit ist für einen derartigen Spannungsraumzeiger keine gültige Stromänderungsbestimmung möglich. Die hier genannten Zahlenwerte der einzelnen Zeitintervalle wurden hierbei empirisch ermittelt.

Mit Blick auf die Grundwelle der Ausgangsspannung des Stromreglers, welche periodisch alle PWM-Sektoren durchläuft, tritt die Problematik einer ungültigen Stromänderungsbestimmung immer im Bereich der Sektorgrenzen auf. Daher bedarf es eines Eingriffs in die PWM, um zu beliebigen Zeitpunkten eine Stromänderungsmessung durchführen zu können. Grundsätzlich gibt es mehrere Möglichkeiten eine minimale Aktivzeit (folglich eine gültige Messung) sicherzustellen. Zum einen können zusätzliche Kompensationschalthandlungen in die entgegengesetzte Richtung eingeführt werden, wie beispielsweise in [11].

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein anderer Ansatz realisiert. Dabei wird der vom Stromregler geforderte Spannungsraumzeiger \underline{u}_{Soll} (grün), wenn nötig, für eine PWM-Periode soweit modifiziert (mittels Prasadrehung bzw. Amplitudenvergrößerung), sodass eine gültige Messung ermöglicht wird (vgl. Abbildung 5.11). Im Sinne der PWM entspricht dies einer Schaltzeitpunktverschiebung, sodass jeder aktive Zustand die benötigte Aktivzeit besitzt.

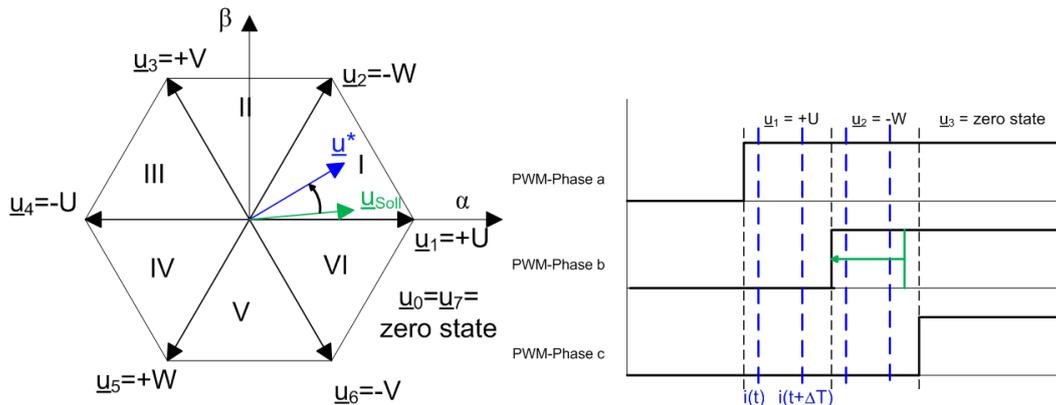


Abbildung 5.11: Spannungsraumzeiger-Modifikation an den Sektorgrenzen

Eine ähnliche Situation ergibt sich auch beim Einsatz von CDI-Sensoren zur direkten Bestimmung des Stromänderung. Klarerweise verringert sich die geforderte minimale Aktivzeit eines Schaltzustandes für ein gültiges Messergebnis, da ja nur ein Samplepunkt benötigt wird. Das Problem auch an den Sektorgrenzen jederzeit gültige Messungen durchführen zu können und die Lösung mittels der implementierten Modifikation der PWM bleibt unverändert und wurde realisiert. Als benötigte Aktivzeit beim Einsatz von CDI-Sensoren konnte empirisch $\Delta T_A = 7.5\mu s$ eruiert werden (vgl. Abbildung 5.12). Eine detail-

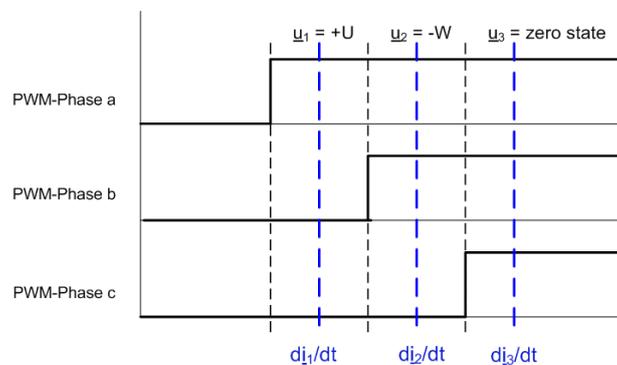


Abbildung 5.12: Messung der Stromänderung durch einmaliges Messen mit CDI-Sensoren

lierte Beschreibung der im Rahmen der Diplomarbeit implementierten Programme für die PWM-Modifikation und Messzeitpunktadaption, kann in Kapitel 6 nachgelesen werden.

Mit Hilfe dieser realisierten Modifikation kann nun zu jedem Zeitpunkt eine gültige Stromänderungsmessung in den beiden aktiven Schaltzuständen durchgeführt werden. Die daraus resultierende, transiente Arbeitspunktabweichung wird dabei im nächsten PWM-Zyklus vom Stromregler wieder ausgeregelt.

5.3.2 Auswertung der Stromantwort der Grundwellen-PWM

Wie bereits ausgeführt, durchläuft die Grundwelle der Ausgangsspannung des Stromreglers periodisch alle PWM-Sektoren. Diese Tatsache wird nun dahingehend ausgenutzt, dass dieser rotierende Spannungsraumzeiger als rotierender Test-Spannungsraumzeiger interpretiert und verwendet wird.

Im weitem Verlauf dieser Arbeit wird, falls nicht anders angegeben, der Test-Spannungsraumzeiger gleich dem gewünschten Soll-Spannungsraumzeiger des Stromreglers gesetzt. Mit diesem Schritt ist die im Rahmen dieser Arbeit geforderte Implementierung der $\frac{di}{dt}$ -Bestimmung aus den Schalthandlungen der Stromregler-PWM realisiert worden.

In Kombination mit der zuvor beschriebenen und implementierten Modifikation steht nun eine Möglichkeit zur Verfügung, während der PWM des Stromreglers in bestimmten Abständen eine korrekte Messung der Stromänderung in den beiden aktiven Zuständen zu erzwingen. Daraus kann in weiterer Folge jeweils der Differenz-Stromänderungsraumzeiger $\frac{di_{12}}{dt}$ für den entsprechenden Testspannungsraumzeiger errechnet werden.

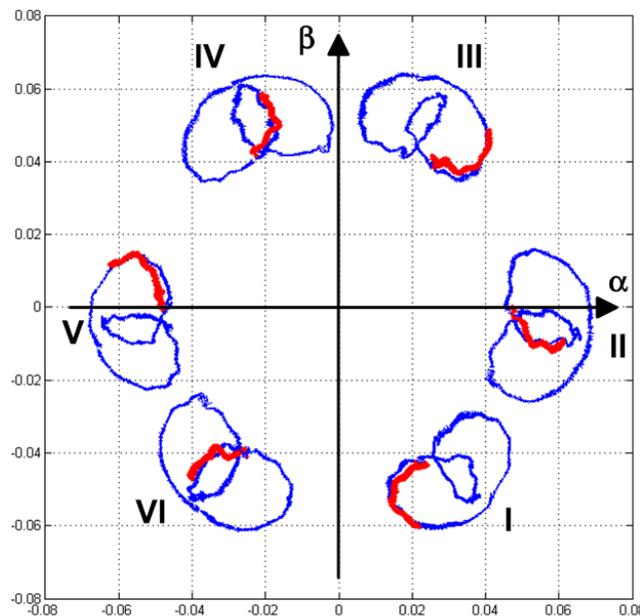


Abbildung 5.13: Trajektorie des Differenz-Stromänderungsraumzeigers $\frac{di_{12}}{dt}$ bestimmt aus der modifizierten Grundwellen-PWM(rot) mit Referenztrajektorien(blau); Lastfall: $i_y = 0.2\text{p.u.}$

Zufolge der rotierenden Grundwelle der Stromregler-Ausgangsspannung, liegt auch der Testspannungsraumzeiger nicht mehr unverändert in einem Sektor. Daher besitzt die dazugehörige Trajektorie des Differenz-Stromänderungssignals $\frac{di_{12}}{dt}$ (rot) keinen geschlossenen Verlauf mehr (vgl. Abbildung 5.13). Vielmehr beschreibt der resultierende Differenz-Stromänderungsraumzeiger aus der direkten PWM-Auswertung in jedem PWM-Sektor ein Teilsegment, welches dem Verlauf des entsprechenden Differenz-Stromänderungsraumzeigers aus einer Injektion mit einem konstanten Spannungsraumzeiger ähnelt. Da der Test-Spannungsraumzeiger nun rotiert und wenn nötig an den Sektorübergängen eine Modifikation der PWM vorgenommen wird, liegen die roten Segmente nicht genau auf den Referenz-Trajektorien. Zufolge der dominierenden 2. Harmonischen (Sättigung) im $\frac{di_{12}}{dt}$ ist die Frequenz der Trajektorie des Differenz-Stromänderungsraumzeigers doppelt so hoch wie die Frequenz der Grundwellengrößen. Das bedeutet, dass sich der Differenz-Stromänderungsraumzeiger, während einer elektrischen Umdrehung des Spannungsraumzeigers, zwei Umdrehungen zurücklegt. Bezogen auf einen Spannungs-Sektor von 60° , bedeute dies, dass das korrespondierende Segment des Differenz-Stromänderungsraumzeigers einen Winkel von 120° zurücklegt.

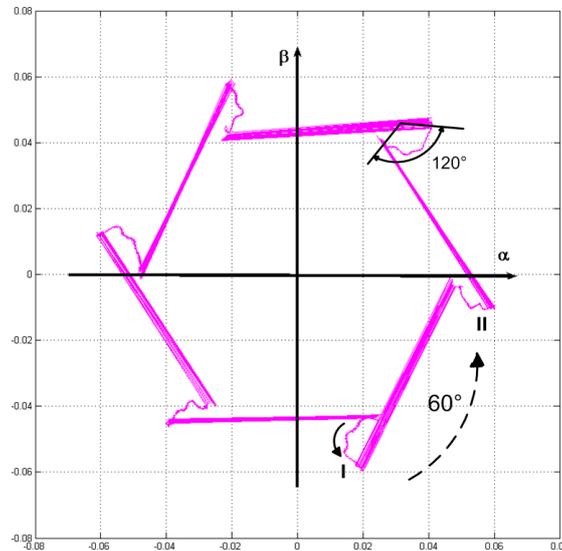


Abbildung 5.14: Trajektorie des Differenz-Stromänderungsraumzeigers $\frac{di_{12}}{dt}$ für zwei elektrische Umdrehungen bestimmt aus der modifizierten Grundwellen-PWM; Lastfall: $i_y = 0.2\text{p.u.}$

Wechselt der Spannungsraumzeiger an der Sektorgrenze von einem PWM-Sektor in den nächsten (alle 60 Grad), so dreht sich das Zentrum der Trajektorie des Differenz-Stromänderungsraumzeiger um 60 Grad weiter. Dieser Vorgang ist an den geraden Linien in Abbildung 5.14 zu erkennen, welche die einzelnen 120 Grad Segmente verbinden. Für jeden der sechs PWM-Sektoren existiert also je ein 120 Grad Segment in der $\frac{di_{12}}{dt}$ Trajektorie. Eine vollständige Drehung des Differenz-Stromänderungsraumzeigers entspricht demnach einer Rotation der Grundwelle um $6 \cdot 120^\circ = 2 \cdot 360^\circ$, d.h. einer doppelten elektrischen Umdrehung.

Ausgehend von den nun bekannten Differenz-Stromänderungsmesswerten mit der korrespondierenden Lageinformation der $\frac{di_{12}}{dt}$ -Segmente, soll für die sensorlose Regelung der Winkel des Flussverkettungsraumzeigers ermittelt werden. Die eigentliche Extraktion der Flusswinkelinformation aus dem Differenz-Stromänderungssignal wird im folgenden Kapitel beschrieben. Im Anschluss daran sind die zum Zwecke der Verifikation des Verfahrens durchgeführten Messergebnisse abgebildet und beschrieben.

Division durch den Differenz-Spannungsraumzeiger

Ausgangspunkt für die weiteren Überlegungen ist der gemessene Differenz-Stromänderungsraumzeiger $\frac{di_{12}}{dt}$ aus Abbildung 5.14.

In der Gleichung (2.25) wird die Inform-Funktion als Verhältnis von Differenz-Stromänderungsraumzeiger zum entsprechenden Differenz-Spannungsraumzeiger definiert.

$$\underline{y}_{INF,I-II}(2\xi_{1-2}) = \frac{\frac{di_{S,12}}{d\tau}}{\underline{u}_{S,12}}$$

Wie bereits ausgeführt, liegen die Segmente des Differenz-Stromänderungsraumzeigers jeweils in der Richtung des dazugehörigen, angelegten Differenz-Spannungsraumzeigers. Die Differenz-Spannungsraumzeiger für die jeweiligen PWM-Sektoren I bis VI sind aus den Schaltzuständen berechenbar und Tabelle 5.1 zu entnehmen. Daher kann für jeden Differenz-Stromänderungsraumzeiger (eines 120° Segments der Trajektorie) diese Division mit dem dazugehörigen Differenz-Spannungsraumzeiger durchgeführt werden.

Wie in Abbildung 5.15 ersichtlich, entspricht diese Division im Prinzip einer Drehung der Segmente um den Winkel der zugehörigen Differenz-Spannungsraumzeiger. Durch die beschriebene Drehung um den Winkel des jeweiligen Differenz-Spannungsraumzeigers liegen die sechs 120°-Segmente nun alle auf der positiven realen Achse und überlagern sich.

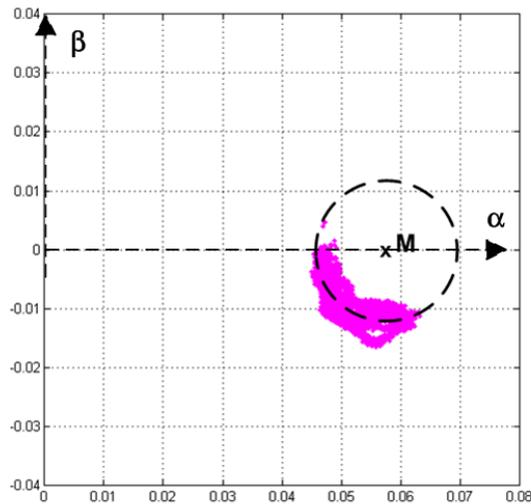


Abbildung 5.15: Differenz-Stromänderungsraumzeiger nach der Division durch den entsprechenden Differenz-Spannungsraumzeiger

Aus Abbildung 5.15 kann entnommen werden, dass alle sechs Segmente durch den selben Kreis approximiert werden können. Durch die Detektion des Kreises ist dessen Mittelpunkt bekannt und kann im Anschluss vom aufbereiteten Differenz-Stromänderungssignal subtrahiert werden, wodurch der Offset beseitigt wird (vgl. Abbildung (5.16)). Somit liegen alle 120° -Segmente in der komplexen Ebene um den Ursprung und überlagern sich. Das Programm für die notwendige Offsetbestimmung durch die Kreisapproximation ist samt Beschreibung in Kapitel 6 zu finden.

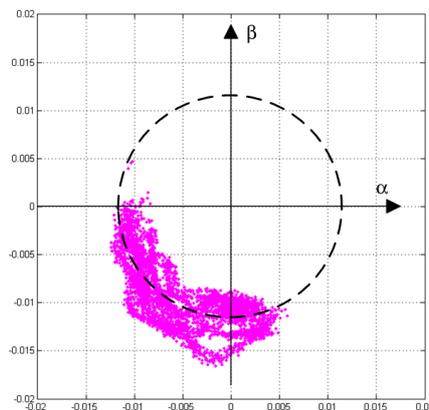


Abbildung 5.16: Differenz-Stromänderungssignal nach der Offsetbereinigung

Da aber jedes Teilstück einen anderen 120° -Abschnitt des Flusswinkels beschreibt, bedarf es einer Drehung im gemeinsamen Koordinatensystem um einen bestimmten Winkel. Dieser Drehwinkel errechnet sich aus dem Winkel des entsprechenden Differenz-Spannungsraumzeigers multipliziert mit der Ordnungszahl jener Harmonischen die mit der Sättigung korreliert. Da diese Harmonische, wie bereits erwähnt, eine +2. Harmonische zur Grundwelle ist, ergibt sich der Drehwinkel zu $2 \cdot \arg(\underline{u}_{12})$. Die Winkel des Differenz-Spannungsraumzeigers können aus Tabelle 5.1 entnommen werden. Exemplarisch errechnet sich nun dieser Drehwinkel für das Trajektorien-Teilstück des Sektor I, zu $2 \cdot (-60) = -120$. Die Drehwinkel für alle Segmente sind in Tabelle 5.2 aufgelistet:

Sektor	$\arg(\underline{u}_{12})$	Drehwinkel
I:	-60°	-120°
II:	0°	0°
III:	60°	120°
IV:	120°	240°
V:	180°	360°
VI:	-120°	-240°

Tabelle 5.2: Drehwinkel für die Segmente des Differenz-Stromänderungsraumzeiger

Durch Anwendung dieser Transformation auf alle Segmente ergibt sich für das resultierende Signal ein geschlossener Kurvenverlauf (vgl. Abbildung 5.17, oben). Im unteren Teilbild ist der dazugehörige Winkelverlauf (magenta) im Vergleich zum Referenzwinkel (grün) zu sehen.

Wie in Abbildung 5.17 erkenntlich, rotiert das resultierende Signal während einer elektrischen Umdrehung zweimal um den Ursprung. Wie bereits ausgeführt, begründet sich dies in der dominierenden 2. Harmonischen (=Sättigungsharmonische) im Auswertesignal.

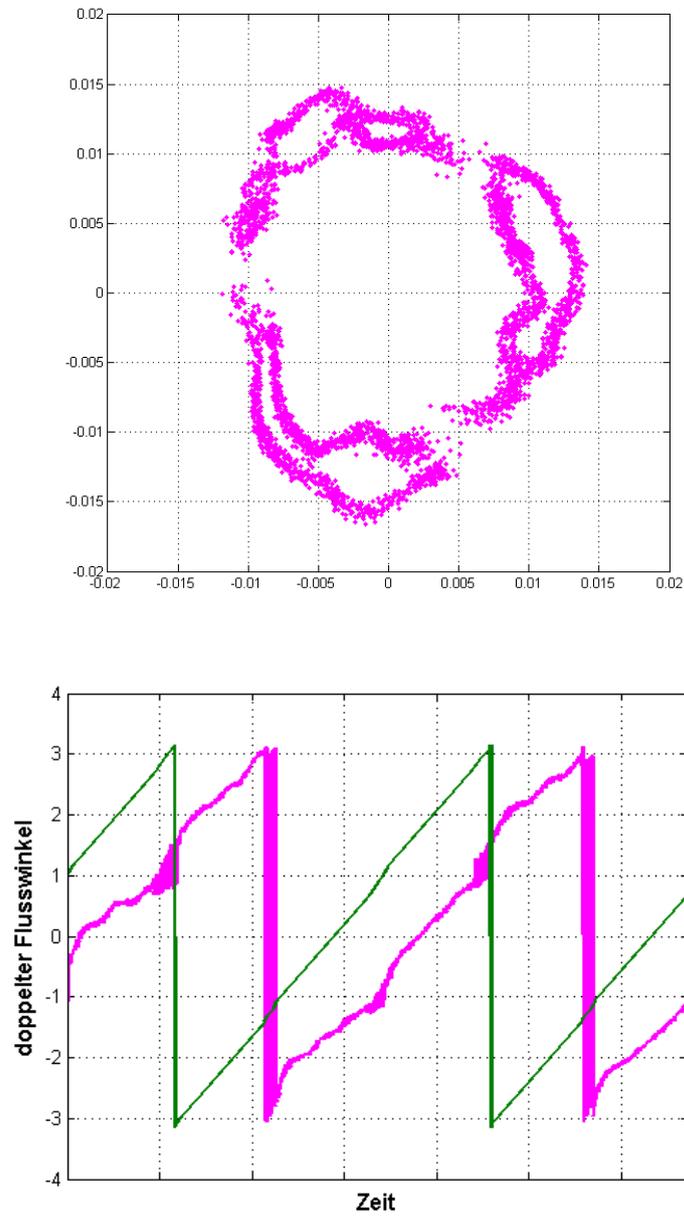


Abbildung 5.17: oben: Verlauf des Ergebnis-Raumzeigers; unten: resultierender Winkelverlauf; $i_y = 0.2$

Das Verhalten des Ergebniswinkels aus der sensorlosen Bestimmung bei einem Lastsprung beschreibt Abbildung 5.18. Dazu wurde die Testmaschine mit einer Belastungsmaschine mechanisch gekoppelt, und zu einem bestimmten Zeitpunkt das Lastmoment von $i_y = 0.2$ auf $i_y = 0.8$ erhöht. Dabei sei erwähnt, dass eine Lastabhängigkeit des Differenzstromänderungssignals ausgemacht werden konnte. Ansätze zur Kompensation sind in Kapitel 6 zu finden.

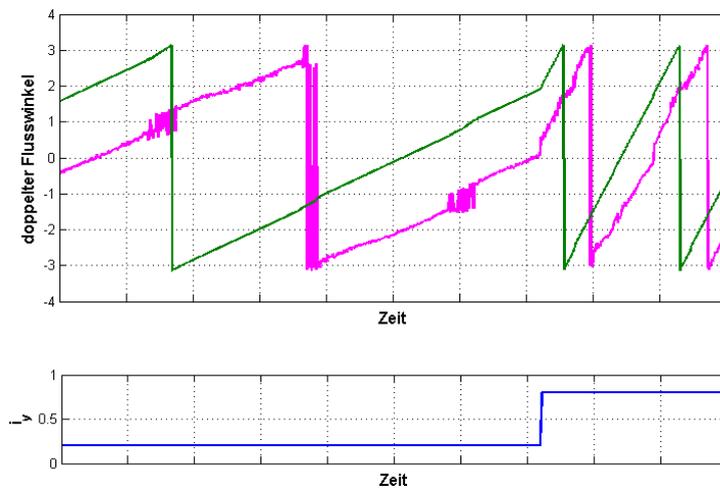


Abbildung 5.18: resultierender Winkelverlauf für einen Lastsprung von $i_y = 0.2$ auf $i_y = 0.8$ bei mechanischem Stillstand

Kapitel 6

Implementierung

6.1 Totzeitkompensation

In Abschnitt 4 wurde ein Ansatz präsentiert, der eine Kompensation der durch die Totzeit des Umrichters bewirkten Arbeitspunktabweichung, während eines Inform-Zyklus, ermöglicht. Dabei müssen zur Verschiebung der Schaltzeitpunkte einige Parameter bekannt sein:

- idealer Schaltzeitpunkt
- vorzunehmende Schalthandlung
- Stromrichtung
- Totzeit

Wie in Kapitel 3 bereits erwähnt, werden die Schaltzeitpunkte des Stromreglers vom dSpace-Controller über die Schnittstellenplatine an das FPGA geschickt. Da während eines Inform-Zyklus der Stromregler inaktiv ist, werden diese Schaltsignale ignoriert und aus einer Tabelle am FPGA die jeweiligen Inform-Sequenzen ausgelesen. In dieser Tabelle sind zeilenweise die Schalthandlung, der Schaltzeitpunkt und die zwei Messzeitpunkte zu den Inform-Sequenzen(+U/+V/+W) abgelegt. Der Wert der Kompensationszeit (entspricht der am Umrichter eingestellten Totzeit) kann über den Host-PC eingegeben werden. Die Vorzeichen der einzelnen Strangströme (Stromrichtungen), werden zu Beginn einer jeden PWM-Periode, aus den über ADC's eingelesen Stromwerten bestimmt. Da alle Werte für

die Kompensationsmethode bekannt sind, kann in einfacher Weise eine Schaltzeitpunktverschiebung vorgenommen werden (vgl. Abbildungen 6.1 und 6.2).

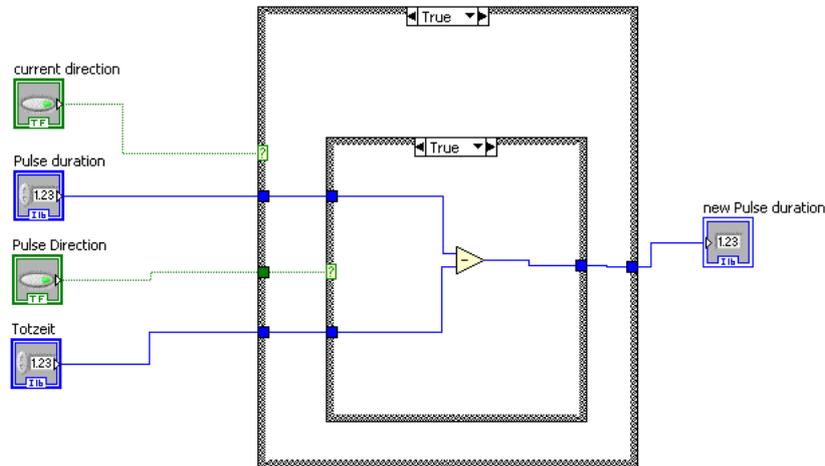


Abbildung 6.1: Kompensation der Totzeit bei positiver Stromrichtung und gleichzeitigem Einschaltbefehl (pulsedirection = true)

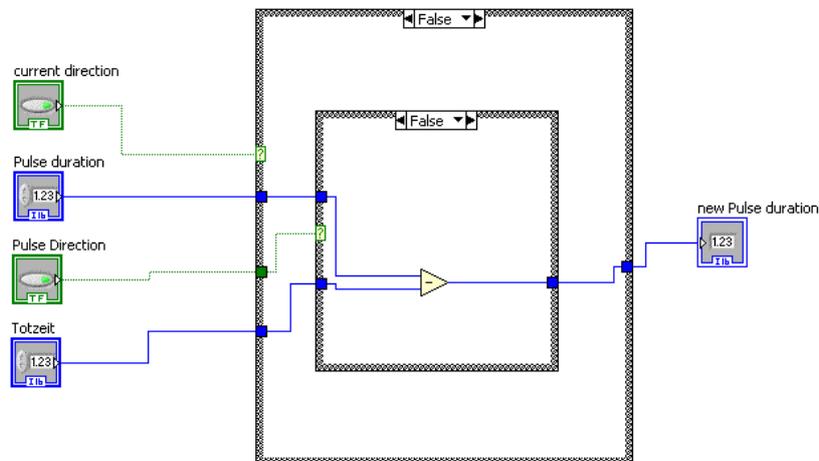


Abbildung 6.2: Kompensation der Totzeit bei negativer Stromrichtung und gleichzeitigem Ausschaltbefehl (pulsedirection = false)

Die Variablen im Labview Programm in Abbildungen 6.1 und 6.2 sind in Tabelle 6.1 erklärt.

Da die Informsequenzen mit einem für $6\mu\text{s}$ anliegenden Kurzschlusszustand beginnen, bleibt für die beschriebene Adaption der Zeitpunkte genügend Zeit. Zu Beginn einer Informsequenz, werden die einzelnen Parameter untersucht. Dabei wird jeder Wechselrichterzweig

current Direction	Stromrichtung (SR)	TRUE ... positive SR FALSE ... negative SR
Pulse duration	Schaltzeitpunkt aus der Tabelle	
Pulse Direction	Schalthandlung des Leistungselements	TRUE ... oberer Transistor ein FALSE ... unterer Transistor ein
Totzeit	Wert der Kompensationszeit	
new Pulse duration	adaptierter Schaltzeitpunkt	

Tabelle 6.1: Variablenbezeichnungen im Labview-Programm

separat betrachtet. Bei positiver Stromrichtung und gleichzeitigem Einschaltbefehl wird der aktuelle Schaltzeitpunkt aus der Tabelle um den Kompensationswert der Totzeit zeitlich vorverlegt. Daher ergibt sich

$$\text{newPulseduration} = \text{Pulseduration} - \text{Totzeit} \quad (6.1)$$

Analog wird bei negativer Stromrichtung und entsprechenden Ausschaltbefehl der Schaltzeitpunkt des entsprechenden Wechselrichterzweiges adaptiert. Aus dem idealen Schaltzeitpunkt für alle Phasen aus der Tabelle werden so drei Schaltzeitpunkte generiert - einer für jeden Wechselrichterzweig. Wenn ein Zeitpunkt erreicht wird, wird die gewünschte Schalthandlung im entsprechenden Wechselrichterzweig durchgeführt.

6.2 Integration der Inform-Auswertung in die Stromregler-PWM

In den folgenden Abschnitten werden die wesentlichen Neuerungen des in Kapitel 5 präsentierten Ansatzes zur Flusswinkelbestimmung aus der Stromregler-PWM anhand der dabei entstandenen Implementierung besprochen. Dabei wird in chronologischer Reihenfolge vorgegangen, um den Entwicklungszyklus (vgl. Abbildung 6.3) genauer nachvollziehen zu können. Die rot markierten Blöcke werden nun noch im Detail behandelt.

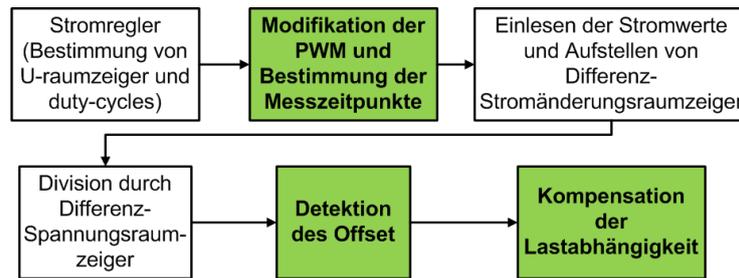


Abbildung 6.3: Ablaufdiagramm eines Aufrufs zur Winkelbestimmung aus der Stromregler-PWM

Modifikation der Stromregler-PWM und Berechnung der Messzeitpunkte

Die Modifikation des Soll-Spannungsraumzeigers des Stromreglers spielt eine zentrale Rolle in der Erfassung der Stromänderung in den aktiven Zuständen der PWM. Wie bereits in Kapitel 5 erwähnt, kann ein beliebiger Spannungsraumzeiger aus zwei benachbarten Zuständen in Kombination mit einem Kurzschlusszustand synthetisiert werden. An den Sektorgrenzen reicht die Aktivzeit von einem der beiden Zustände für eine Bestimmung der Stromänderung meist nicht aus. In einem ersten Schritt wurde daher eine asymmetrische PWM implementiert, da bei dieser Form der PWM alle Zustände länger anliegen, insbesondere auch die aktiven Zustände. An den Sektorgrenzen muss aber auch diese PWM noch modifiziert werden, und zwar derart, dass eine korrekte Messung in beiden aktiven Zuständen möglich ist.

Hysterese an den Sektorgrenzen

Die Zuordnung einer Sektorgrenze bzw. des dazugehörigen Spannungsraumzeigers zu einem der beiden anliegenden Sektoren ist problematisch. Daher wurde eine Art Hysterese implementiert, die in einem Bereich von $\pm 0.85^\circ$ um jede Sektorgrenze eine Modifikation der PWM unterbindet. Damit ist sichergestellt, dass sich der zu modifizierende Spannungsraumzeiger immer in einem bestimmten Sektor befindet. Die damit einhergehende Unterbindung der Winkelbestimmung aus der PWM für diese "verbotene" Spannungsraumzeiger-Zone ist unproblematisch, da ja aus dem nächsten gültigen Spannungsraumzeiger die komplette 360° Winkelinformation eruiert werden kann.

Adaption der Amplitude des Soll-Spannungsraumzeigers

Für eine korrekte Bestimmung der Stromänderung muss gleichermaßen für Absolutwert-Stromsensoren sowie für Stromänderungssensoren die Aktivzeit ΔT_A beider Zustände \underline{u}_1 und \underline{u}_2 eine minimale Dauer aufweisen. Vor allem in Situationen, in denen der Stromregler einen betragsmäßig kleinen Spannungsraumzeiger fordert, muss für eine korrekte Stromänderungsmessung sichergestellt werden, dass beide aktive Zustände diese minimale Dauer anliegen. Die geforderte minimale Aktivzeit ΔT_A errechnet sich dabei aus der Einschwingdauer des Stroms ΔT_S , sowie der Zeit, die für eine Messung benötigt wird ΔT , also

$$\Delta T_A = \Delta T_S + \Delta T \quad (6.2)$$

Empirisch konnte $\Delta T_S = 4.5\mu s$ ermittelt werden. Die Messzeit liegt bei den verwendeten Absolutwert-Stromsensoren¹ $\Delta T = 12.5\mu s$. Die Aktivzeit eines Zustandes muss also unter Verwendung der genannten Absolutwert-Stromsensoren $\Delta T_A = 17\mu s$ betragen. Die Sicherstellung dieser Zeit wirkt sich in einer betragsmäßigen Anpassung des Spannungsraumzeigers aus. Die Modifikation wird auf der Seite des FPGA durchgeführt, daher liegt der Spannungsraumzeiger in Form von duty-cycles vor. Es werden zuerst aus den drei

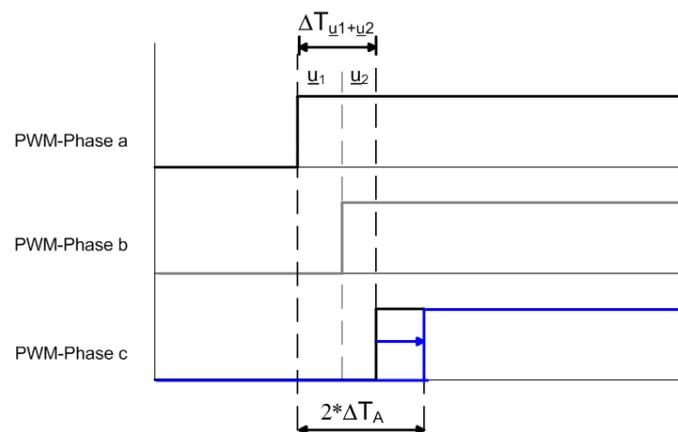


Abbildung 6.4: Amplitudenmodifikation des Spannungsraumzeigers: Der letzte Schaltzeitpunkt wird nach hinten verschoben(blau), damit zweimal die Stromänderung bestimmt werden kann

Schaltzeitpunkten der erste und der letzte bestimmt. Daraus kann durch Differenzbildung ermittelt werden, wielange die Pulsdauer beider aktiver Zustände ΔT_{u1+u2} zusammen beträgt. Ist diese gesamte Aktivzeit kleiner als $2 \cdot \Delta T_A$, so wird der letzte Schaltzeitpunkt

¹Kompensation-Stromsensoren der Firma Vacuumschmelze; Typ: ZKB464/201

so weit nach hinten verschoben, bis die doppelte geforderte minimale Aktivzeit $2 \cdot \Delta T_A$ anliegt (vgl. Abbildung 6.4). Da dieser Vorgang keine zeitkritische Handlung ist, wurde die Implementierung (vgl. Abbildung 6.5) in Richtung Speicherverbrauch optimiert und keine Variablen verwendet.

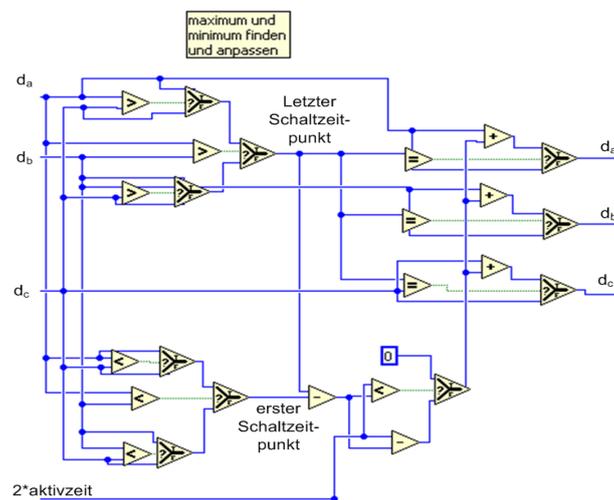


Abbildung 6.5: Labview Programmteil zur Amplitudenmodifikation des Spannungsraumzeigers

Adaption des Winkels des Soll-Spannungsraumzeigers

Zu diesem Zeitpunkt ist somit sichergestellt, dass nach der (eventuellen) Amplitudenmodifikation des Soll-Spannungsraumzeigers beide aktiven Schaltzustände zusammen mindestens eine Zeit von $2 * \Delta T_A$ anliegen. Es ist jedoch nicht garantiert, dass sich diese Gesamtzeit gleichmäßig auf beide Zustände aufteilt, d.h. für jeden aktiven Schaltzustand die geforderte minimale Aktivzeit ΔT_A vorliegt. Aus den Schaltzeitpunkten der drei Phasen kann der Sektor bestimmt werden, in dem der Spannungsraumzeiger liegt. Um die minimale Aktivzeit für beide Zustände zu gewährleisten, muss nun noch der zweite Schaltzeitpunkt modifiziert werden (vgl. Abbildung 6.6).

Der zweite Schaltzeitpunkt muss derart angepasst werden, dass die Dauer des Zustandes, der weniger als die geforderte Aktivzeit anliegt, auf die Mindestdauer verlängert wird. Diese Modifikation entspricht im Prinzip einer Drehung des Spannungsraumzeigers in die Richtung der Sektormitte. In der Implementierung (vgl. Abbildung 6.7) wurde dabei zuerst

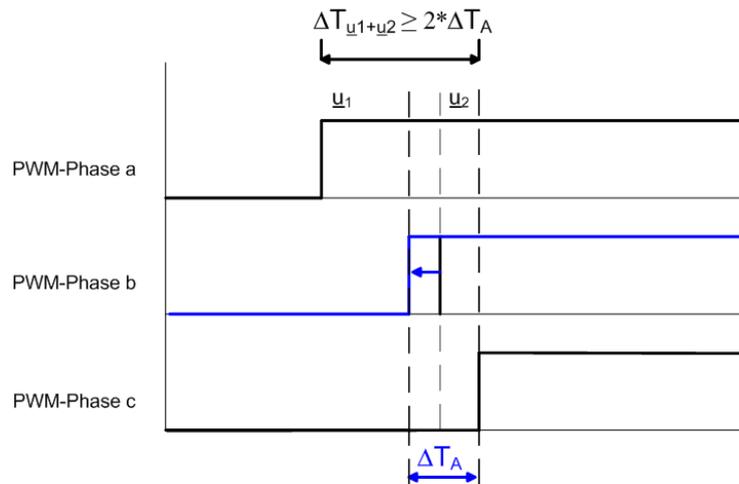


Abbildung 6.6: Winkelmodifikation des Spannungsraumzeigers

aus den Schaltzeitpunkten bestimmt, in welchem Sektor sich der Spannungsraumzeiger befindet, da dadurch auch bekannt ist, welcher der zu modifizierende zweite Schaltzeitpunkt ist.

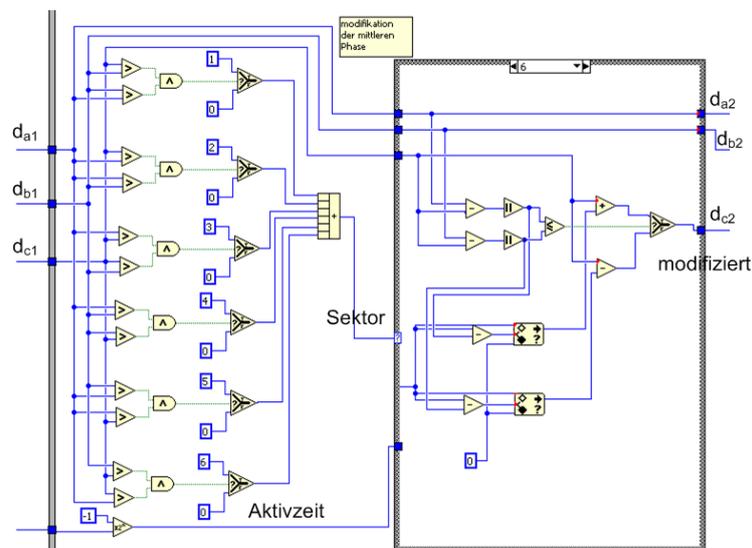


Abbildung 6.7: Labview-Programmteil zur Winkelmodifikation des Spannungsraumzeigers

Berechnung der Messzeitpunkte

Durch die vorhin beschriebene Modifikation ist nun garantiert, dass die Stromänderung in den beiden aktiven Zuständen bestimmt werden kann. Abhängig von den Schaltzeitpunk-

ten kann daher durch Addition von ΔT_S (Zeit zum Einschwingen des Stroms) der jeweilige Messzeitpunkt bestimmt werden.

Anmerkung: Wird ein Messzeitpunkt erreicht, wird ein Interrupt an das dSpace-System geschickt. Dort wird eine Routine ausgeführt, die die Werte von den ADCs einliest. Da diese Routine eine Turnaround-Zeit von $6\mu s$ besitzt, dürfen zwei Messzeitpunkte nicht näher aneinanderliegen. Es hat sich als sinnvoll herausgestellt, die Zeit ΔT_S auf $6\mu s$ zu erhöhen, damit dieser Interrupt Overrun nicht auftritt.

6.3 Approximation eines Kreises an eine Punktwolke

Durch die zuvor beschriebene Modifikation des Soll-Spannungsraumzeigers wird eine korrekte Erfassung der Stromänderung ermöglicht und durchgeführt. Die eingelesenen Stromänderungswerte der Messungen in den aktiven Zuständen werden nun zu einem Differenz-Stromänderungsraumzeiger aufbereitet (vgl. Abbildung 5.14). Da der Sektor des angelegten Spannungsraumzeigers bekannt ist, kann der Differenz-Spannungsraumzeiger gebildet werden. Die Division des Differenz-Stromänderungsraumzeigers durch den Differenz-Spannungsraumzeiger bewirkt, dass die 120° -Segmente nun überlagernd auf der positiven reellen Achse des gemeinsamen Koordinatensystems liegen.

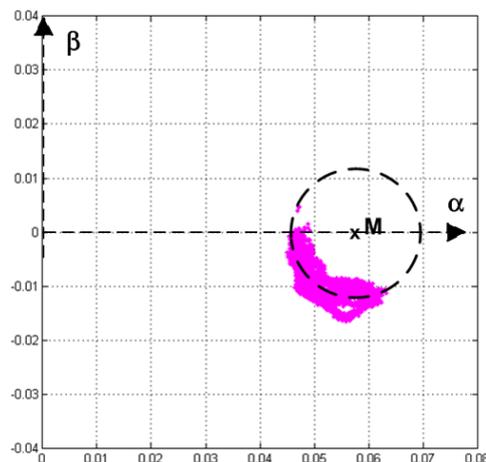


Abbildung 6.8: Differenz-Stromänderungsraumzeiger nach der Division durch den entsprechenden Differenz-Spannungsraumzeiger

Da die offsetbehafteten Segmente, wie in Kapitel 5 ausführlich beschrieben, 120° eines

Kreises beschreiben (vgl. Abbildung 6.8), und der Mittelpunkt dieses Kreises für eine Offsetbereinigung herangezogen werden kann, wird im folgenden eine Methode beschrieben, wie dieser Kreis automatisch bestimmt werden kann.

Der erste Versuch einer Kreis-Approximation basierend auf der Methode der kleinsten Fehlerquadrate lieferte für kleinere Lasten ($i_y = 0.1$ bis $i_y = 0.3$) durchaus akzeptable Ergebnisse (vgl. Abbildung 6.9, linkes Teilbild). Dabei wird die Annahme getroffen, dass der Mittelpunkt des Kreises auf der positiven, reellen Achse zu liegen kommt. Bei höheren Lasten werden die Ergebnisse zunehmend schlechter, aufgrund des stärker auftretenden Rauschens. (vgl. Abbildung 6.9, rechtes Teilbild).

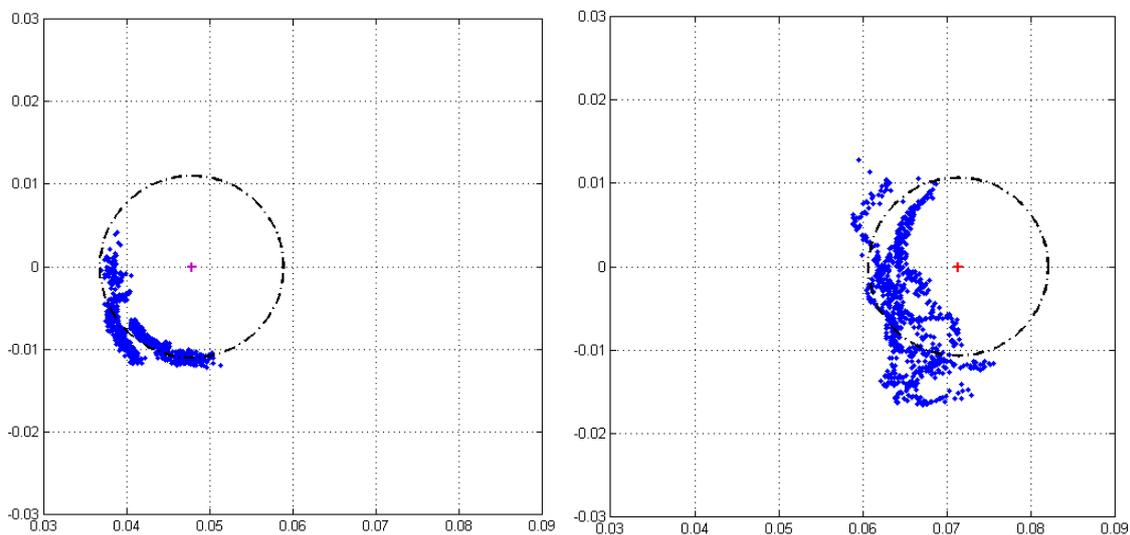


Abbildung 6.9: Approximation eines Kreises durch die Methode der kleinsten Fehlerquadrate. links: $i_y = 0.1$; rechts: $i_y = 0.6$

Da schon die kleinsten Abweichungen des Mittelpunktes die später folgende Drehung beeinflusst, kann die Methode in dieser Form nicht weiter verwendet werden.

RANSAC

Eine sehr robuste Methode ein bestimmtes Modell an verrauschte Daten anzupassen, ist der RANSAC-Algorithmus (Random Sample Consensus) [16]. Im Gegensatz zu konventionellen Methoden, die so viele Daten wie möglich verwenden um ein Modell zu finden, versucht die Ransac-Prozedur ein Modell aus einer kleinen Menge des Datensets zu bestimmen, und

danach konsistente Daten dazu zu finden. Anhand der vorliegenden Situation, kann das Verfahren anschaulich erklärt werden. Für eine formale Beschreibung sei auf [16] verwiesen.

In dem vorliegenden Beispiel wird versucht, einen Kreis an eine zwei-dimensionale Punktwolke anzupassen. Der Ransac-Ansatz geht dabei folgendermaßen vor:

- Bestimme einen Kreis(Radius und Mittelpunkt) aus drei Punkten der vorliegenden Datenmenge
- Bestimme die Menge der Punkte, deren Abstand vom Modell gering genug ist, um als kompatibel angenommen werden zu können (Diese Menge ist das Consensus Set)
- Wenn das Consensus Set größer als ein voreingestellter Schwellwert ist, wird aus diesem Consensus Set ein neues, besseres Modell mit einer Methode der kleinsten Fehlerquadrate bestimmt. Damit wird von einem konsistenten Datensatz ausgegangen und somit garantiert, dass das Modell für einen Großteil der Daten passend ist.
- Dieser Vorgang wird solange wiederholt, bis ein Modell mit genügend kleinem Fehler gefunden wurde.

Der Vorteil dabei ist, dass ein Modell, das aus einer Menge bestimmt wurde, die einen Ausreißer enthält, nicht genügend unterstützende Punkte finden wird, um weiter berücksichtigt zu werden. Somit wird am Ende des Algorithmus das Modell mit dem kleinsten Fehler ausgegeben.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden zur Approximation des Kreises noch zwei Einschränkungen vorgenommen.

- Für den Radius r des Modells muss gelten: $0.008 < r < 0.02$
- Der Mittelpunkt des Kreises liegt auf der positiven reellen Achse. Daher muss nur eine Komponente des Mittelpunktes bestimmt werden.

In Abbildung 6.10 ist der resultierende Kreis für eine Last von $i_y = 0.1$ abgebildet. Die blauen Punkte kennzeichnen den Datensatz, der approximiert werden soll. Die roten Punkte stellen die Elemente des Consensus-Set dar, aus denen das verfeinerte Modell(schwarzer Kreis) bestimmt wurde.

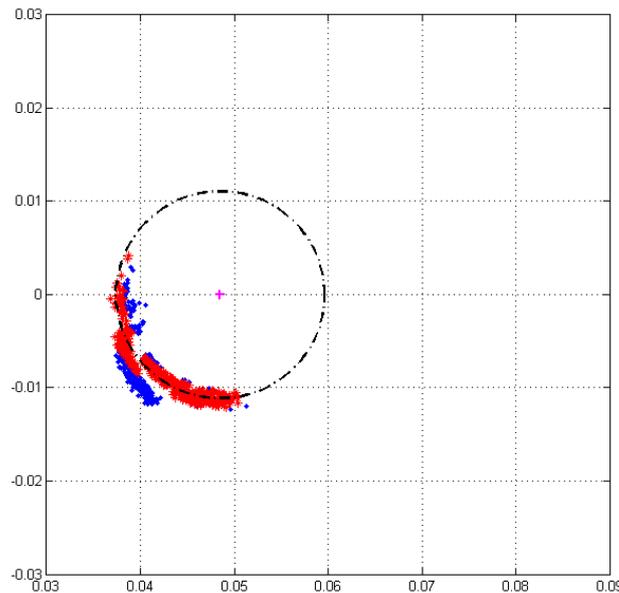


Abbildung 6.10: Approximation eines Kreises durch die Ransac-Methode. Datenpunkte (blau), rote Datenpunkte kennzeichnen das Consensus Set; $i_y = 0.1$

6.4 Lastabhängigkeit der Mittelpunkte/Segmente

Im Zuge der Untersuchungen des Differenz-Stromänderungssignals ist eine Lastabhängigkeit ausgemacht worden. Dabei verlaufen die 120° Segmente zwar immer auf einem Kreis, der Offset nimmt aber entlang der positiven, reellen Achse mit steigender Last zu. In Abbildung 6.11 ist die Verschiebung des aufbereiteten Differenz-Stromänderungssignals entlang der positiven reellen Achse zu sehen. Dabei kennzeichnet jede Farbe das Signal für einen anderen Lastzustand, von links nach rechts:

$i_y = 0.1$	blau	$i_y = 0.2$	rot
$i_y = 0.3$	cyan	$i_y = 0.4$	magenta
$i_y = 0.5$	gelb	$i_y = 0.6$	schwarz
$i_y = 0.7$	grün	$i_y = 0.8$	blau

Auffallend ist auch, dass mit zunehmender Last, störende Oberwellen die Qualität des Signals stark beeinträchtigen. In den Abbildung 6.12- 6.14 ist deutlich zu sehen, dass gegenüber der Methode der kleinsten Fehlerquadrate, die alle Datenpunkte zur Approximation verwendet, vor allem bei höheren Lasten der Ransac-Ansatz robuster ist.

Durch die zuvor beschriebene Methode ist es möglich, den Offset, der ja den Mittelpunk-

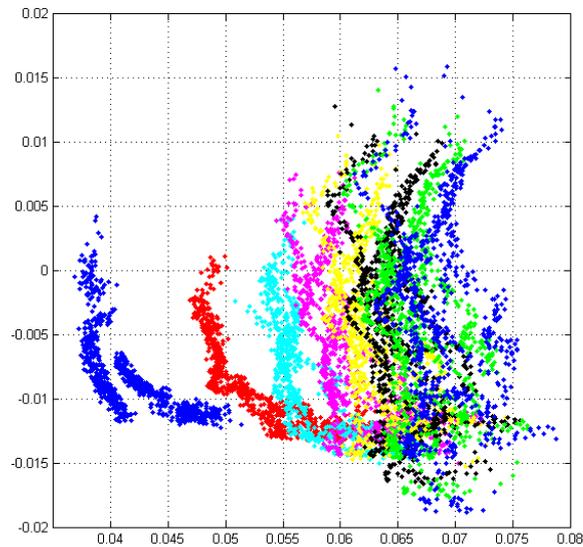


Abbildung 6.11: Lastabhängigkeit des Offsets

ten der Kreise entspricht, automatisch zu detektieren. Über eine Ausgleichsfunktion kann so die Abhängigkeit des Offsets von der Last approximiert und so während des Betriebs der korrekte Offset subtrahiert werden. Zur Verifikation wurde ein Lastsprung durchgeführt, der zeigt, dass der Offset von der Ausgleichsfunktion korrekt an die sich ändernde Last angepasst wird.

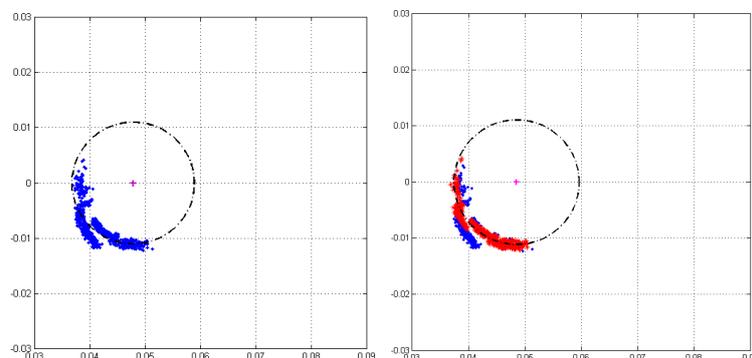


Abbildung 6.12: Vergleich der beiden Approximationsansätze. links: Methode der kleinsten Fehlerquadrate; rechts: Ransac-Ansatz; $i_y = 0.1$

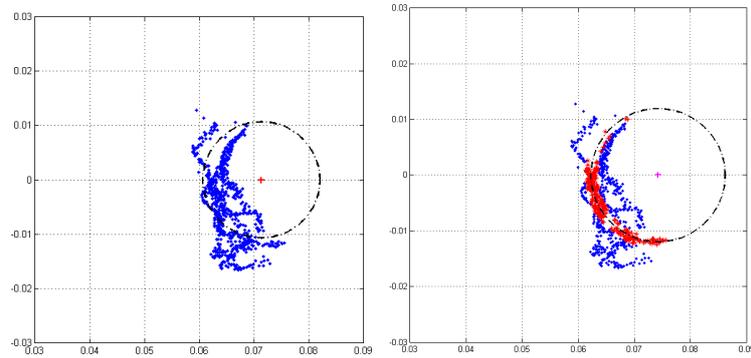


Abbildung 6.13: Vergleich der beiden Approximationsansätze. links: Methode der kleinsten Fehlerquadrate; rechts: Ransac-Ansatz; links: $i_y = 0.6$

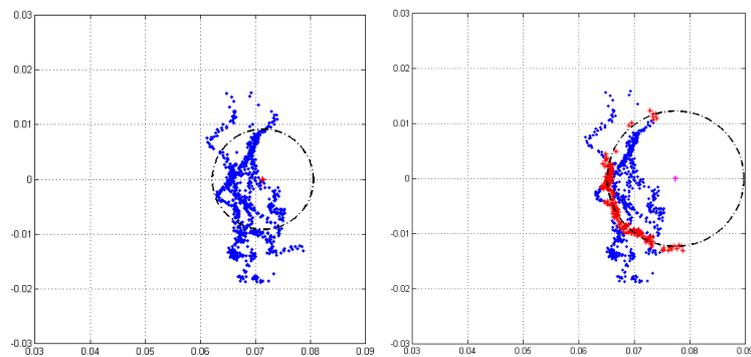


Abbildung 6.14: Vergleich der beiden Approximationsansätze. links: Methode der kleinsten Fehlerquadrate; rechts: Ransac-Ansatz; unten: $i_y = 0.8$

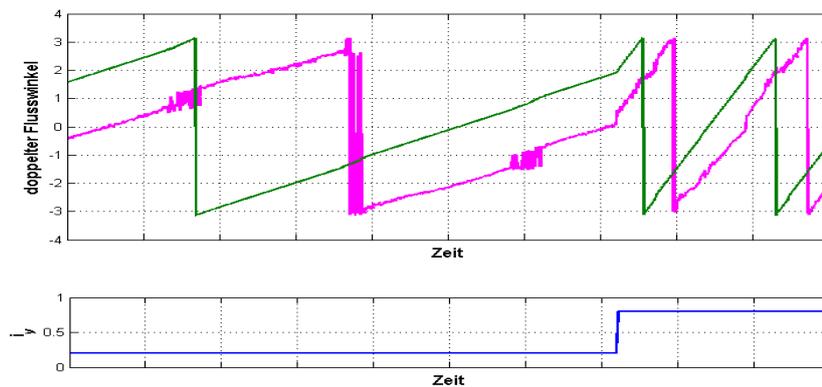


Abbildung 6.15: Lastsprung von $i_y = 0.2$ auf $i_y = 0.8$

Kapitel 7

Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurden zwei Ziele verfolgt. Im ersten Teil wurde eine neue Methode zur Kompensation der Umrichtertotzeit während eines Informverfahrens implementiert. Dabei wurden die Schaltzeitpunkte in Abhängigkeit von der Stromrichtung und der durchzuführenden Schalthandlung derart angepasst, dass die Arbeitspunktabweichung während einer Inform-Sequenz weitestgehend eliminiert werden konnte.

Im zweiten Teil der Arbeit wurde ein neuer Ansatz zur sensorlosen Regelung implementiert. Dabei wird der für die sensorlose feldorientierte Regelung benötigte Flusswinkel direkt aus den beiden aktiven Zuständen der PWM des Stromreglers bestimmt ohne definierte Testimpulse anlegen zu müssen. Damit auch zu jedem beliebigen Zeitpunkt eine Stromänderungsmessung durchgeführt werden kann, ist eine Modifikation des geforderten Soll-Spannungsraumzeigers erforderlich, damit eine Bestimmung der Stromänderung zu jedem beliebigen Zeitpunkt durchgeführt werden kann.

Es hat sich gezeigt, dass vor allem bei kleineren Lasten eine gute Detektion des Flusswinkels durchführbar ist. Bei größeren Lasten treten vermehrt Oberwellen auf, die den Auswertalgorithmus stark beeinträchtigen.

Um die Qualität des Signals zu verbessern, gibt es mehrere Möglichkeiten, die aus zeitlichen Gründen leider nicht mehr näher untersucht worden sind. Zum einen besteht die Möglichkeit durch Stromänderungssensoren die Auswirkungen der Modifikation auf den Stromregler zu verringern, weil dadurch in einem größeren Bereich der Spannungssektoren eine korrekte Stromänderungserfassung durchgeführt werden kann. Weiters empfiehlt sich der Einsatz von Neuronalen Netzen zur Kompensation der Lastabhängigkeit, deren Einfluss auf die Auswertung beträchtlich ist. Eine Adaption der im ersten Teil implementierten

Totzeitkompensation für den Stromregler würde ebenso die Erfassung der Stromänderung in den aktiven Zuständen verbessern.

Anhang A

mlib/mtrace Beispielapplikation

```
% mfile , das mit Hilfe von mlib/mtrace einen Lastsprung von iy = 0.1  
% auf iy = 0.8 durchfuehrt und die gewuenschten Werte aufnimmt  
% daten werden in eine Matrix geschrieben und zur Weiterverarbeitung  
% gespeichert
```

```
% select processor board 'ds1103'  
mlib('SelectBoard','ds1103');  
% select variables to be traced and obtain their descriptors  
iy_name = {[ 'Model_Root/Function-Call\nSubsystem1/' ...  
            'Feldorientierte_Sollstromvorgabe/' ...  
            'iy-SOLL-Vorgabe/Value' ]};  
iy_dsc = mlib('GetTrcVar',iy_name);  
didt12_names = {'Labels/aufnahme_di_dt12'; 'Labels/strom_sprung'};  
didt12_var = mlib('GetTrcVar',didt12_names);  
  
data = [];  
for iy_soll = 0.1:0.7:0.8  
    param_iy = {iy_soll};  
    mlib('Write', iy_dsc, 'Data', param_iy);  
  
% Capture Variables
```

```
mllib('Set','Trigger','ON',...
      'TriggerLevel',0.9,...           % trigger level, when
                                       % capture should start
      'TriggerEdge','falling',...     % trigger on rising or
                                       % falling edge
      'TriggerVariable', didt12_var(2),... % trigger on variable
                                       % stromsprung
      'TraceVars', didt12_var,...      % capture variables
      'NumSamples',5000,...           % number of samples
      'Delay',0);                     % delay
mllib('StartCapture');                % start capture
while mllib('CaptureState')~=0,end   % wait until done

% fetch after capture is complete
out_data = mllib('FetchData');
data = [data, out_data(1,:)+j*out_data(2,:)];
end
save(['didt_sprung_iy_0108.mat'], 'data');
```

Literaturverzeichnis

- [1] M. Schrödl: *Elektrische Antriebe und Maschinen*, Institut für Elektrische Maschinen und Antriebe, Technische Universität Wien, 1998
- [2] T. Wolbank: *Geberloser Traktionsantrieb mit Asynchronmaschine für batteriebetriebene Fahrzeuge unter Verwendung des Inform-Verfahrens*, Dissertation, Institut für Elektrische Maschinen und Antriebe, Technische Universität Wien, 1995
- [3] J. Machl: *Optimizing Pulse Pattern and Signal Processing for Injection Based Sensorless Control Methods of Induction Machine Drives*, Dissertation, Institut für Elektrische Maschinen und Antriebe, Technische Universität Wien, 2005
- [4] P. Weinmeier, *Lagegeberlose hochdynamische Regelung eines Hybrid-Reluktanzmotors im unteren Drehzahlbereich bis zum Stillstand*, Dissertation, Institut für Elektrische Maschinen und Antriebe, Technische Universität Wien, 1998
- [5] U-H. Rieder, *Optimierung der sensorlosen Regelung von permanenterregten Außenläufer-Synchronmaschinen*, Dissertation, Institut für Elektrische Maschinen und Antriebe, Technische Universität Wien, 2005
- [6] M. Eder, *Anwendung des INFORM-Verfahrens zur geberlosen Feldorientierung der Asynchronmaschine eines Traktionsantriebes bei Flußstillstand und kleinen Drehzahlen*, Dissertation, Institut für Elektrische Maschinen und Antriebe, Technische Universität Wien, 1997
- [7] T. Wolbank, M. Vogelsberger, M. Riepler: *Identification and compensation of inverter dead-time effect on zero speed sensorless control of AC machines based on voltage pulse injection*, IEEE PESC, Rhodos, 2008

- [8] M. Vogelsberger, M. Riepler, et. al.: *Integration of Transient and Fundamental Wave Excitation for Zero Speed Sensorless Control of ac Machines*, Proceedings of IEEE ICEM, Vilamoura, Paper ID 1338, 2008
- [9] M. Schrödl: *Sensorless Control of AC Machines an Low Speed and Standstill based on the Inform Method*, Proceedings of IEEE IAS, Vol.1, Seite 270-277, 1996
- [10] T. Wolbank, J. Machl: *Influence of Inverter-nonlinearity and Measurement Setup on Zero Speed Sensorless Control of AC Machines Based on Voltage Pulse Injection*, Proceedings of IEEE IECON, Raleigh, pp. 1568-1573, 2005
- [11] T. Wolbank, J. Machl: *A modified PWM scheme in order to obtain spatial information of ac machines without mechanical sensor*, Proceedings IEEE APEC, pp.310-315,2002, Dallas, TX.
- [12] H. Giuliani, *Kombination von Grundwellenmodellen und Injektionsmethoden zur sensorlosen Regelung von Asynchronmaschinen*, Diplomarbeit, Institut für Elektrische Maschinen und Antriebe, Technische Universität Wien, 2004
- [13] R. Stumberger, *Autonome Erfassung der lastabhängigen Sättigung von Drehstrommaschinen unter Verwendung Neuronaler Netze*, Diplomarbeit, Institut für Elektrische Maschinen und Antriebe, Technische Universität Wien, 2007
- [14] T. Jäger, *Regelung einer Asynchronmaschine mit neuronalen Netzen ohne mechanischen Sensor*, Diplomarbeit, Institut für Elektrische Maschinen und Antriebe, Technische Universität Wien, 2004
- [15] dSpace: *Mlib/Mtrace - Matlab-dSpace Interface Libraries*, dSpace GmbH, Deutschland, Mai 1999
- [16] Martin A. Fischler, Robert C. Bolles, *Random Sample Consensus: A Paradigm for Model Fitting with Applications to Image Analysis and Automated Cartography*, Communications of the ACM, New York, Juni 1981