

Fachbereich Mechatronik und Maschinenbau

Labor für Aktorik und Systemdynamik

Abschlussarbeit zur Erlangung des akademischen Grades

Bachelor of Engineering

Thema:

**Modellbasierte Implementierung  
einer Direkten Selbstregelung**

Vorgelegt von:

Name: Tim Jagodzinski

Matrikelnummer: 011205654

Prüfer 1:

Prof. Dr. - Ing. Arno Bergmann

Prüfer 2:

Prof. Dr. - Ing. Peter Brychta

**Inhalt**

I. Eidesstattliche Erklärung..... 3

II. Danksagung..... 4

III. Nomenklatur ..... 5

    Indizes..... 5

    Formelzeichen..... 5

    Abkürzungen ..... 6

1  Einleitung und Aufgabenstellung..... 7

2  Versuchsaufbau und Software ..... 8

    2.1  Der Versuchsstand ..... 8

    2.2  Die Software Matlab/Simulink ..... 9

3  Die Asynchronmaschine ..... 10

    3.1  Drehmomentbildung innerhalb der Asynchronmaschine ..... 11

    3.2  Die Asynchronmaschine in Raumzeigerdarstellung ..... 12

4  Clarke Transformation ..... 17

5  Der Frequenzumrichter ..... 18

6  Funktionsbeschreibung der Direkten Selbstregelung ..... 20

    6.1  Grundregelstruktur..... 23

    6.2  Flussselbststeuerung..... 23

    6.3  Mögliche Erweiterungen ..... 26

        6.3.1  Indirekte Statorgrößenregelung ..... 26

        6.3.2  Bahnlangenänderung ..... 27

7  Weitere Regelverfahren ..... 29

    7.1  Direct Torque Control ..... 29

    7.2  Die Feldorientierte Regelung ..... 30

8  Theoretischer Vergleich der Regelungen ..... 33

9  Implementierung der Direkten Selbstregelung ..... 34

    9.1  Erstellung des Regelkreises ..... 34

---

9.2	Arbeiten am Motormodell.....	40
10	Verifikation .....	42
11	Vergleich DSR und FOC .....	47
11.1	Messung der Leistungsaufnahme .....	47
11.2	Messung der Drehzahlvarianz .....	48
11.3	Messung der Regeldynamik .....	49
12	Fazit.....	52
13	Ausblick.....	53
IV.	Abbildungsverzeichnis .....	54
V.	Quellenverzeichnis .....	56

## **I. Eidesstattliche Erklärung**

Ich versichere, dass ich die Arbeit selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt sowie Zitate kenntlich gemacht habe.

Die Regelungen der geltenden Prüfungsordnung zu Versäumnis, Rücktritt, Täuschung und Ordnungsverstoß habe ich zur Kenntnis genommen.

Diese Arbeit hat in gleicher oder ähnlicher Form keiner Prüfungsbehörde vorgelegen.

Bochum den 09.03.2015

## **II. Danksagung**

Hiermit möchte ich allen danken, die mich bei der Bearbeitung dieser Bachelorarbeit unterstützt und motiviert haben.

Besonderer Dank gilt Herrn Bergmann, der mir ermöglicht hat dieses interessante Thema zu bearbeiten und bei der Betreuung immer sehr engagiert war. Die zahlreichen Fachgespräche waren für dieses Projekt unerlässlich und sehr zielführend.

Des Weiteren möchte ich Herrn Putz und Herrn Brychta für ihre gute Betreuung und ihre fachliche Unterstützung danken.

### III. Nomenklatur

#### Indizes

a, b, c	Stränge des Dreiphasensystems
$\alpha, \beta$	Achsen des statorfesten Koordinatensystems
d, q	Achsen des rotorflussfesten Koordinatensystems
B	Bezugssystem
$\mu$	Magnetisierungsgröße
$\sigma$	Streugröße
*	Bezugsgröße
s	Statorgröße
r	Rotorgröße
n	Nenngröße
zw	Zwischenkreis

#### Formelzeichen

$I$	Strom
$U$	Spannung
$R$	Ohmscher Widerstand
$\Psi$	Verketteter Fluss
$\vartheta$	Winkel zwischen Magnetisierung und Rotorfluss
$B$	Magnetische Flussdichte
$M$	Drehmoment
$\omega$	Winkelgeschwindigkeit
$Z_p$	Polpaarzahl

### III. Nomenklatur

---

<i>L</i>	Induktivität
<i>s</i>	Schaltstellung
<i>P</i>	Leistung
<i>n</i>	Drehzahl

### Abkürzungen

ASM	Asynchron Maschine
DSP	Digitaler Signalprozessor
DSR	Direkte Selbstregelung
DTC	Direct Torque Control
FOC	Feldorientierte Regelung
GNM	Gleichstromnebenschlussmaschine
KS	Koordinatensystem
PWM	Pulsweitenmodulation

## **1 Einleitung und Aufgabenstellung**

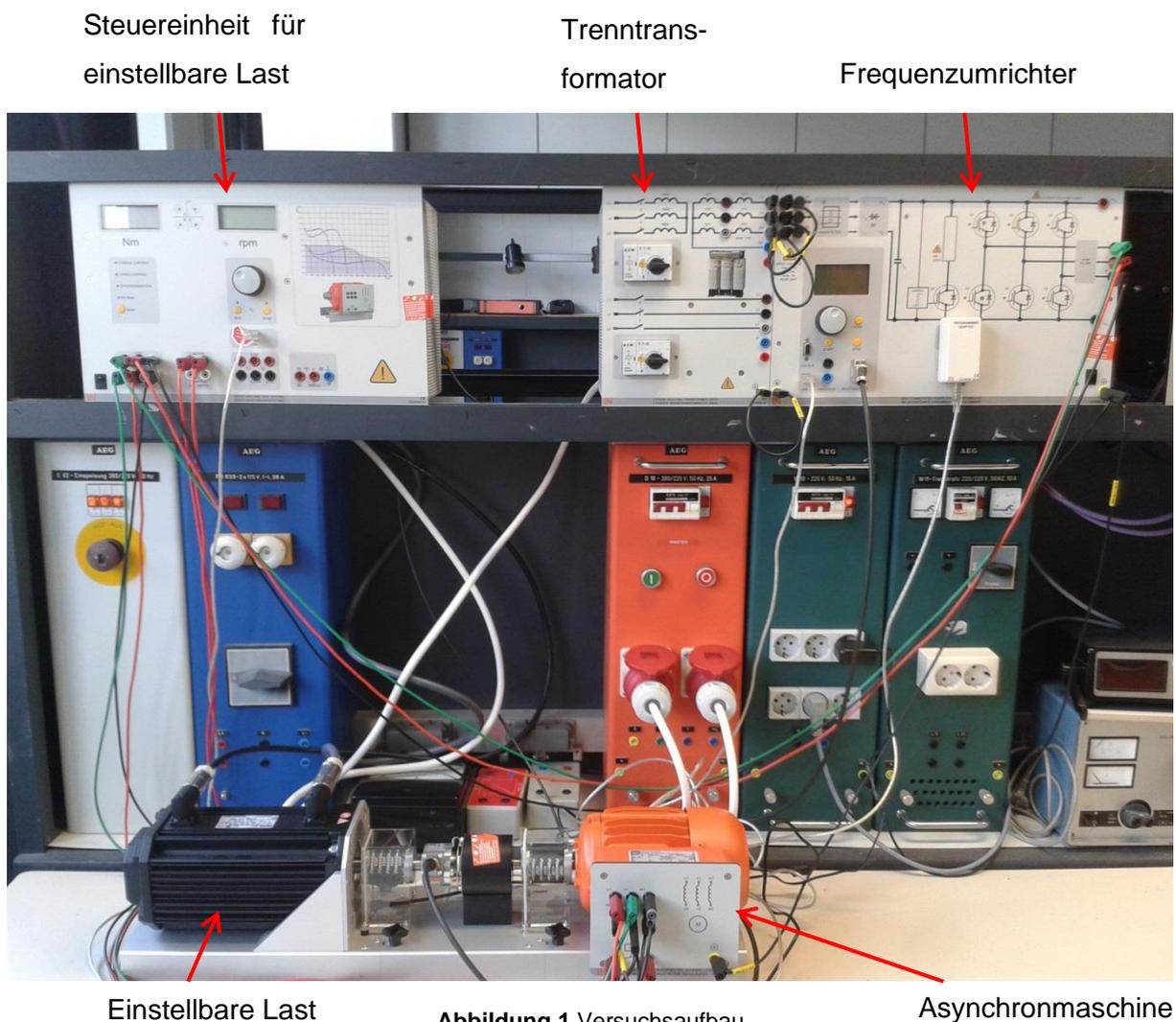
In der modernen Technik werden zunehmend drehzahlgeregelte elektronische Antriebe verwendet. Dementsprechend wird auch die Art der Regelung zunehmend interessanter, da sich dort unter anderem Potenzial zu Energieeinsparung und Dynamikverbesserung verbirgt. Es gibt viele Regelverfahren, jedoch wird üblicherweise die feldorientierte Regelung verwendet. Das Potenzial anderer Regelungsverfahren bleibt unentdeckt. Aus diesem Grund befasst sich diese Arbeit mit dem Thema „Direkte Selbstregelung“. Dieses Verfahren wurde Ursprünglich für den Antrieb des Intercityexpress entwickelt und ist für Hochleistungswechselrichter ausgelegt worden [1]. Zusätzlich soll die Möglichkeit der modellbasierten Implementierung genutzt werden, da so die Optimierung und Anpassung auf andere Systeme schnell realisierbar ist.

Aufgabe dieses Projektes ist es mittels Matlab/Simulink eine Direkte Selbstregelung auf einem Versuchsstand der Hochschule Bochum zu Implementieren. Dabei soll die Direkte Selbstregelung in Bezug auf ihren Energieverbrauch und ihre Dynamik mit einer Feldorientierten Regelung (FOC) verglichen werden. Hierzu werden im Folgenden die nötigen Grundlagen, sowie auch die Regelungen erläutert. Zum Vergleich zur Direkten Selbstregelung werden noch die Direct Torque Control und die Feldorientierte Regelung theoretisch erläutert.

## 2 Versuchsaufbau und Software

### 2.1 Der Versuchsstand

Der Versuchsstand auf dem die Implementierung stattfindet, ist eine Anlage der Firma Lukas-Nülle. Der Versuchsstand wurde für didaktische Zwecke entworfen und ist vielseitig verwendbar. Der Aufbau umfasst unter anderem eine Asynchronmaschine, einen Frequenzumrichter, eine Synchronmaschine als einstellbare Last sowie einer Steuereinheit für diese. Die Regelung wurde, wie im Weiteren noch gezeigt wird, über die Software Matlab/Simulink an einem externen Computer realisiert.



In Abbildung 1 ist der gesamte Versuchsaufbau dargestellt. Der Motor ist im Stern angeschlossen und hat eine Nennleistung von 0,37 kW. Der Frequenzumrichter liefert, in dieser Anschlussart, eine Zwischenkreisspannung von etwa  $U_{zw} = 240$  V.

## 2.2 Die Software Matlab/Simulink

Zur Implementierung wird das Programm Matlab/Simulink verwendet. Dieses Programm wird verwendet um Simulationen zu erstellen und durchzuführen. Dazu werden grafische Schaltblöcke dazu verwendet die Logik sowie die Gleichungen eines Systems zu beschreiben. Es gibt es zeitkontinuierliche Blöcke, die nur für Simulationen verwendet werden können und diskrete Blöcke welche sich auch zum Betrieb auf einem Digitalen Signalprozessor (DSP) zum Beispiel einem Frequenzumrichter implementieren lassen. Zur Simulation stehen unterschiedliche „Solver“ zur Verfügung, die je nach Anwendungsfall geändert werden können oder müssen.

### 3 Die Asynchronmaschine

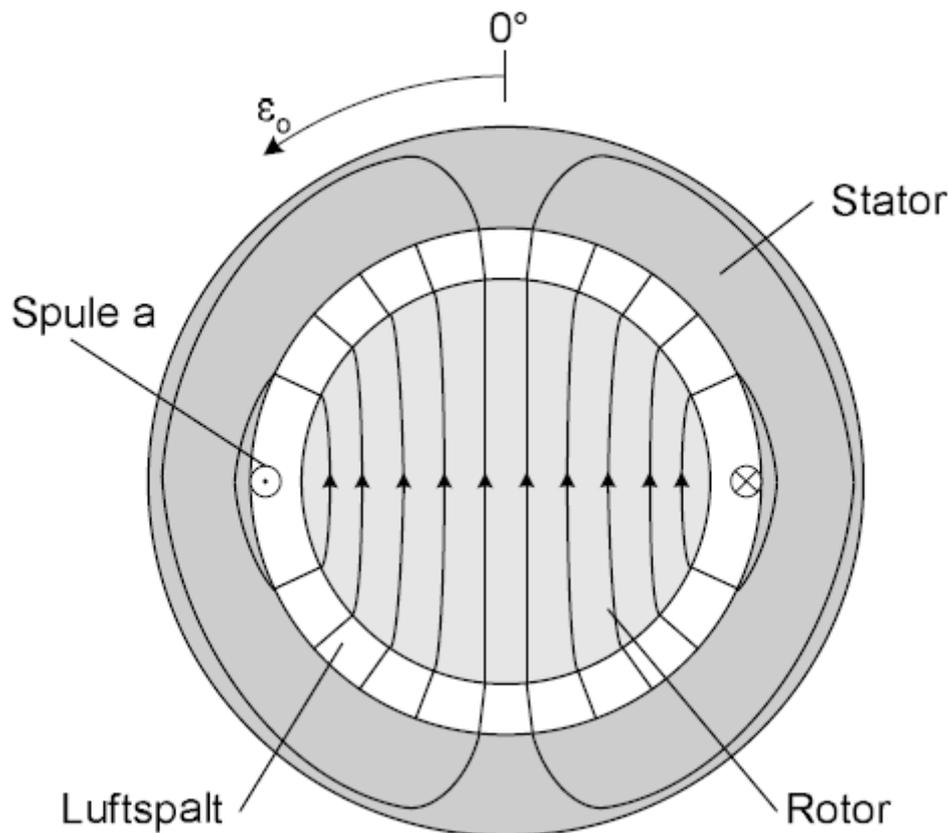


Abbildung 2 Asynchronmaschine [2]

Die Asynchronmaschine (ASM) ist eine der am häufigsten verwendeten Bauart von Elektromotoren in der modernen Industrie. Sie zeichnet sich durch ihren vergleichsweise einfachen Aufbau sowie durch ihre Robustheit aus. Die ASM besteht aus zwei wesentlichen Bauelementen, zum einen den Stator welcher fest steht und mit Netzspannung versorgt wird, sowie dem beweglichen Rotor in den die Spannung und dadurch der Strom induziert wird. Stator und Rotor interagieren lediglich durch Induktion miteinander, deswegen ist die ASM auch als Induktionsmaschine bekannt [12]. Das einzige Verschleißteil ist daher die Lagerung des Rotors. Der grundsätzliche Aufbau der ASM ist in Abbildung 1 dargestellt. Dort erkennbar ist die Anordnung eines Spulenpaares (Spule a) und dessen Feldlinien. Bei einem mit Drehstrom versorgten Motor sind die zwei weiteren Spulenpaare jeweils um  $120^\circ$  versetzt. Durch die räumliche Verschiebung der Spulen sowie der zeitliche Verschiebung der drei Wechselspannungen entsteht ein Drehfeld. Durch das drehende Feld entsteht eine Relativbewegung zum Rotor (Schlupf) in den dadurch eine Spannung induziert wird.

### 3.1 Drehmomentbildung innerhalb der Asynchronmaschine

Eine ASM bildet ihr Drehmoment mittels der Lorentzkraft. Der Drehmomentverlauf, nahe Nenndrehfrequenz, ist vergleichbar mit dem einer Gleichstromnebenschlussmaschine (GNM) [2]. Bei der GNM steigt das Moment, je niedriger die Drehzahl ist, da sich der momentbildende Ankerstrom immer weiter vergrößert. Bei der ASM entsteht der momentbildende Strom jedoch erst durch die vom Schlupf induzierte Spannung. Je größer der Schlupf ist, desto höher ist die Spannung und mit ihr der Strom. Dieser Vorgang ist für geringe Schlupfwerte ähnlich linear wie bei der GNM, jedoch nicht wie bei dieser beliebig fortführbar. Durch die Induktivität des Rotors verzögert sich die Strombildung bei steigendem Schlupf immer weiter zur Spannung, sodass das Strommaximum nicht mehr im Flussdichtemaximum liegt. An diesem Punkt sinkt das Drehmoment wieder (Kippunkt). Wird der Schlupf weiter vergrößert, sinkt der induzierte Strom durch die steigende Reaktanz des Rotors.

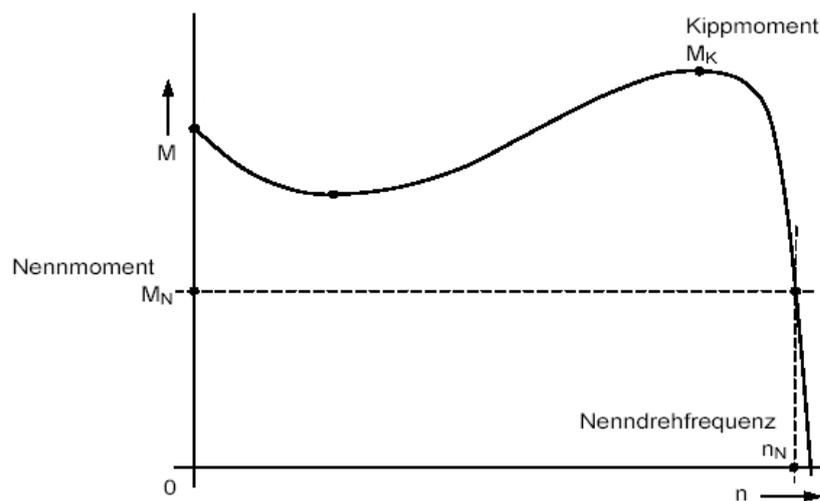


Abbildung 3 Drehmomentkennlinie ASM [12]

### 3.2 Die Asynchronmaschine in Raumzeigerdarstellung

Bei Regelung einer ASM bietet es sich an dies Mithilfe der Raumzeigerdarstellung zu tun, da man die Regelgrößen so in einem räumlichen und zeitlichen Zusammenhang darstellen kann. Die Position der einzelnen Zeiger sind hier aus dem  $\Gamma$ -Ersatzschaltbild der ASM (Abbildung 4) errechenbar. Das  $\Gamma$ -Ersatzschaltbild zeichnet sich dadurch aus, dass die Streuinduktivitäten komplett auf den Rotor übertragen wurden. Diese Eigenschaft erleichtert die Verwendung für Statorflussorientierte Regelungen [1].

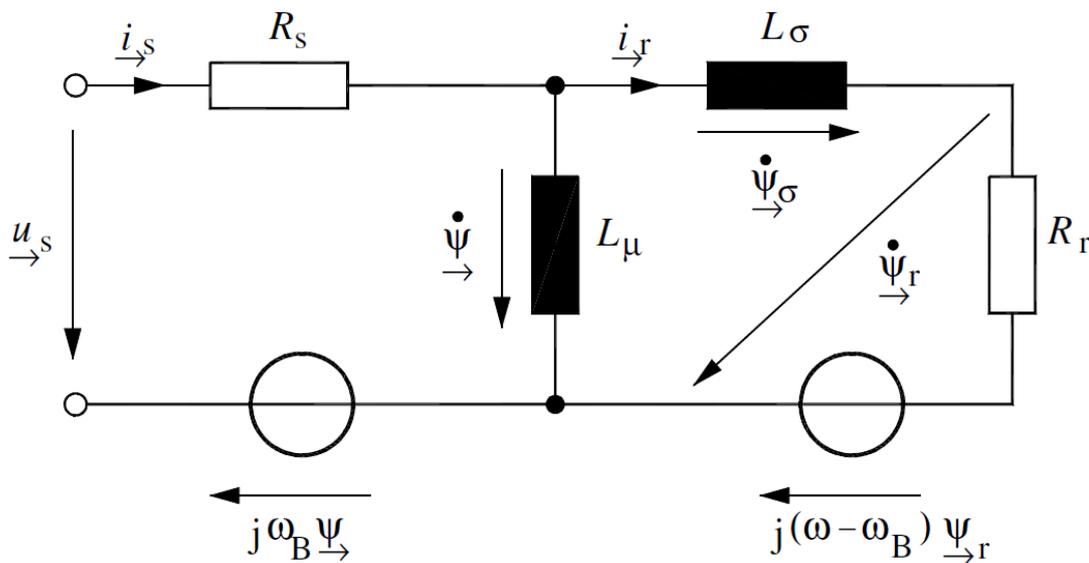


Abbildung 4  $\Gamma$ -Ersatzschaltbild [12]

$L_\mu$  steht in diesem Ersatzschaltbild für die effektive Magnetisierungsinduktivität bzw. erzeugt diese den Magnetisierungsfluss der Rotor und Stator miteinander koppelt.  $L_\sigma$  ist die zusammengefasste Streuinduktivität von Stator und Rotorkreis.  $R_s$  sowie  $R_r$  sind die ohmschen Widerstände von Stator und Rotor. Die eingezeichneten Spannungsquellen  $j\omega_B\underline{\Psi}$  und  $j(\omega - \omega_B)\underline{\Psi}_r$  treten durch Transformation der Differentialgleichungen auf, die bei der Verrechnung des Rotor- und Statorkreises zu einem Kreis durchgeführt werden [12]. In diesem Fall ist  $\omega$  die Kreisfrequenz des Rotors und  $\omega_B$  die Bezugskreisfrequenz, welche aufgrund der Regelung in einem festen Bezugssystem gleich null ist. Daraus folgt für die Spannungsquellen:

$$j\omega_B\underline{\Psi} = 0 \quad (3.2.1)[1]$$

$$j(\omega - \omega_B)\underline{\Psi}_r = j\omega\underline{\Psi}_r \quad (3.2.2)[1]$$

Die Abhängigkeit des Rotorkreises vom Schlupf ergibt sich aus der Spannungsquelle  $j(\omega - \omega_B)\underline{\Psi}_r$  und der Statorspannung  $\underline{u}_s$ , da die Spannungsdifferenz sich durch die Rotorwinkelgeschwindigkeit verändert. Die Spannungsabfälle sind jeweils als Flussänderung nach der Zeit  $\dot{\Psi}$  bezeichnet.

In Abbildung 5 ist eine Raumzeigerdarstellung im statorfesten Koordinatensystem (KS) gezeigt. Das statorfeste KS ist ein raumfestes KS bei dem die  $\alpha$ -Achse auf einem der Spulenpaare liegt. Die Drehrichtung ist dabei wie üblich entgegen dem Uhrzeigersinn.

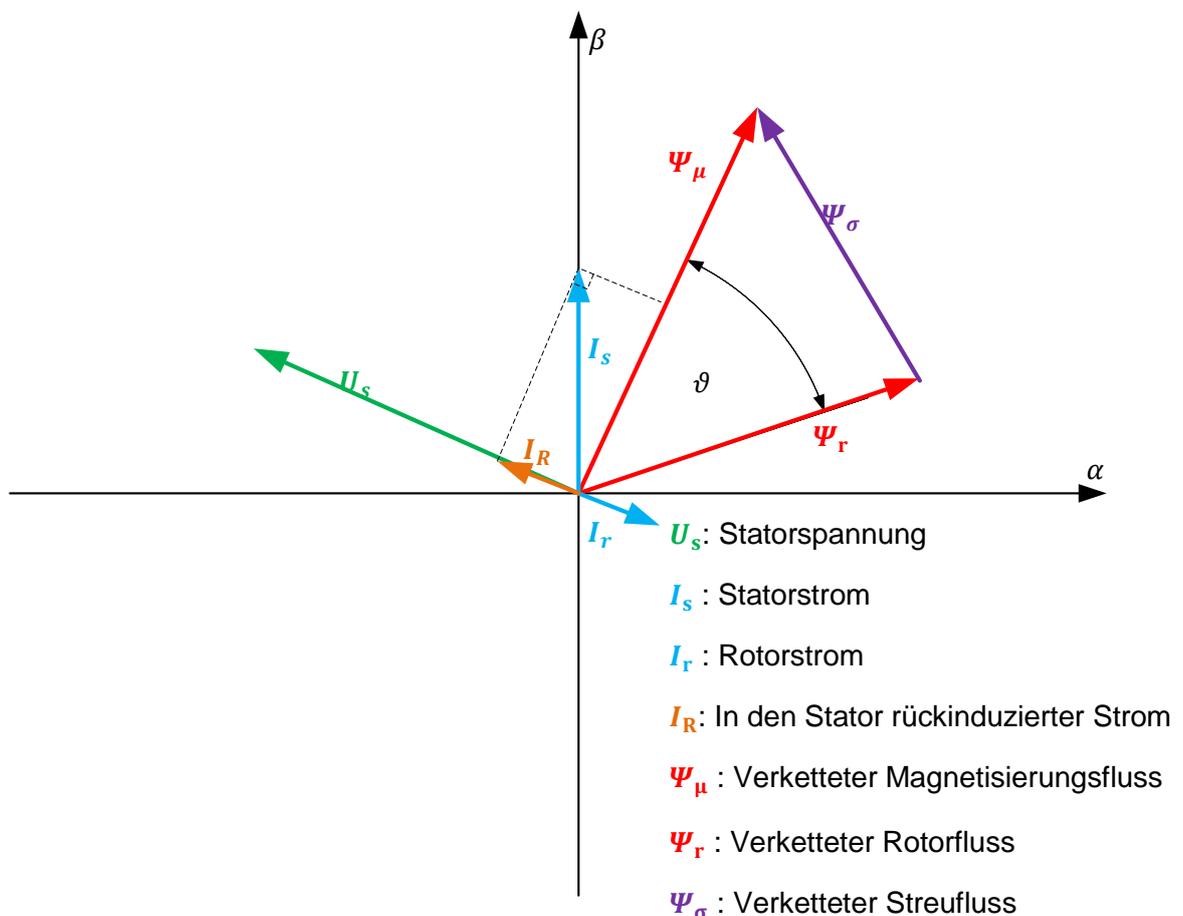
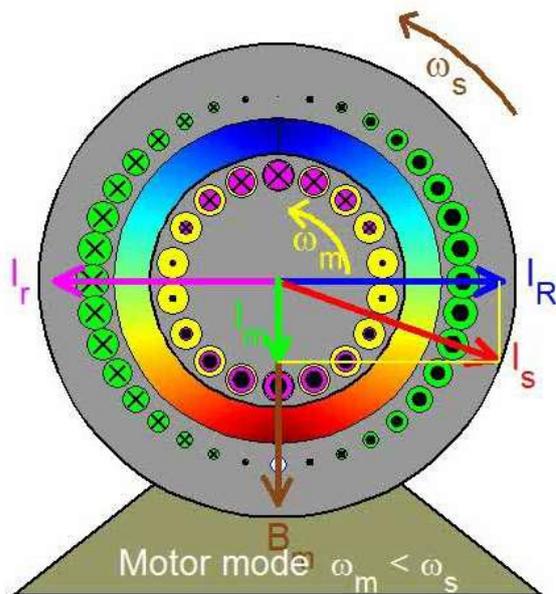


Abbildung 5 ASM in Raumzeigerdarstellung

Vergleicht man diese Raumzeigerdarstellung jedoch mit den entstehenden Strömen innerhalb der ASM, wird klar das die verketteten Flüsse nicht in die erwarteten Richtungen (in Richtung der Ströme) zeigen wie in Abbildung 6. Nach dieser Darstellung müsste der Rotorfluss in Richtung des Rotorstromes zeigen, da der Fluss in direkter Proportionalität zum Stromfluss steht.



$\omega_s$  : Winkelgeschwindigkeit des Statorfeldes

$\omega_m$  : Mechanische Winkelgeschwindigkeit

$I_m$  : Momentbildender Strom

$B_m$  : Stator Fluss

$I_s$  : Statorstrom

$I_r$  : Rotorstrom

$I_R$  : In den Stator rückinduzierter Strom

Abbildung 6 Erwartete Ausrichtung der Raumzeiger [13]

Diese Tatsache lässt sich veranschaulichen wenn man bedenkt, dass es sich bei den Flüssen  $\vec{\Psi}_\mu$  und  $\vec{\Psi}_r$  um verkettete Flüsse handelt. Der Magnetisierungsfluss ist nicht identisch mit dem Statorfluss, da der Streufluss komplett auf den Rotorkreis übertragen wurde. Der eigentliche Rotorfluss terminiert sich durch die Rückinduktion in der Stator. Der resultierende Rotorfluss besteht dann nur noch aus einer Verzerrung des Magnetisierungsflusses. Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 7 veranschaulicht.

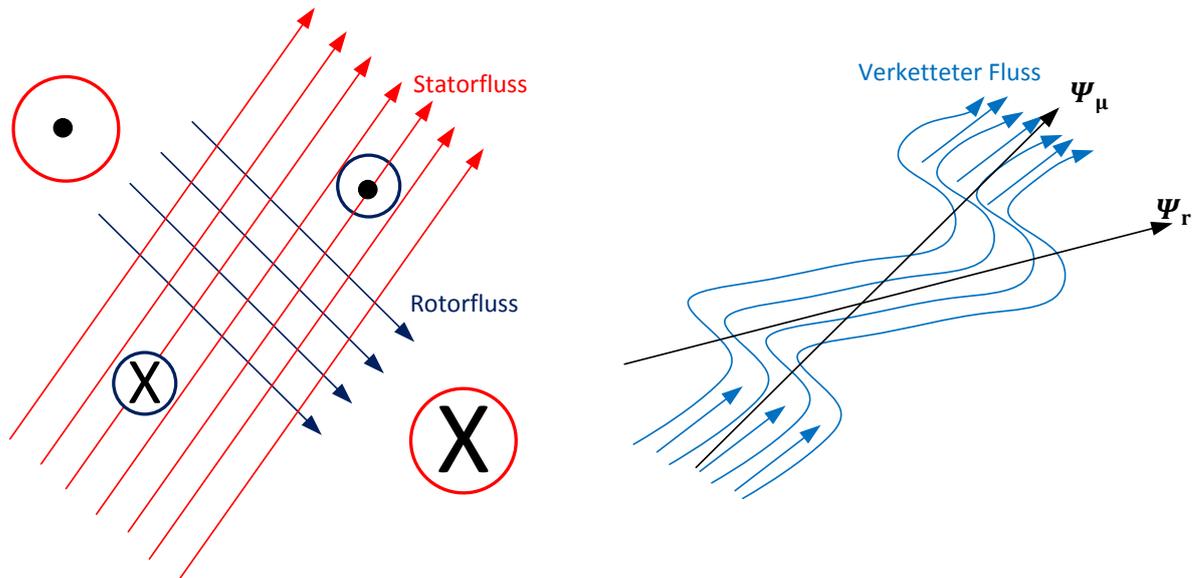


Abbildung 7 Flussverkettung

Im folgenden Verlauf wird ausschließlich von diesen verketteten Flüssen ausgegangen. Die Drehmomententwicklung lässt sich anhand der Flüsse folgendermaßen erklären: Das Drehmoment ist proportional zur Dehnung der Feldlinien im Luftspalt, da der energetisch günstigere Zustand jener geringerer Länge ist [12].

Ein weiterer Verlauf der verketteten Flüsse innerhalb einer ASM ist in Abbildung 8 gezeigt. Die Drehrichtung des Statormagnetfelds ist entgegen dem Uhrzeigersinn. Die Relativdrehung des Rotors ist mit dem Uhrzeigersinn.

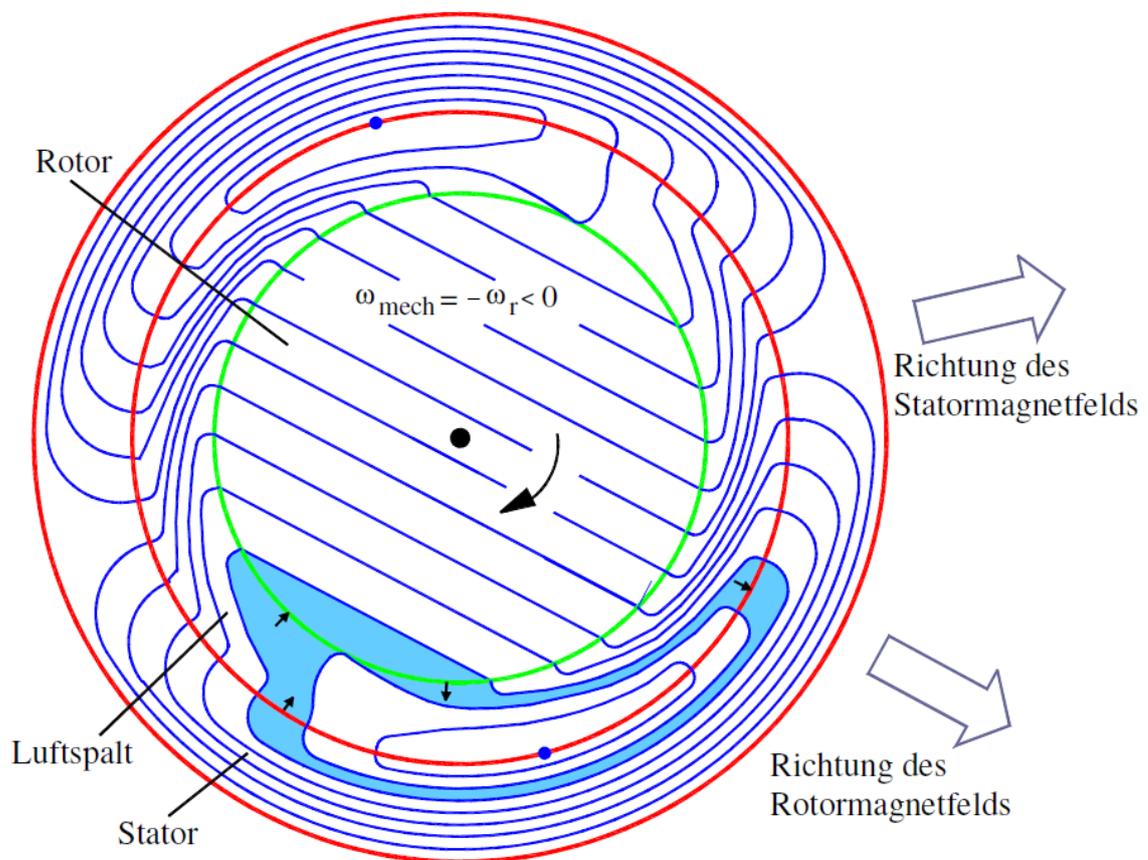


Abbildung 8 Verketteter Maschinenfluss [12]

#### 4 Clarke Transformation

Um in einem kartesischen Koordinatensystem mit dreiphasigen Größen arbeiten zu können müssen diese erst umgewandelt werden. Dies geschieht mit der Clarke Transformation. Aus den dreiphasigen Größen  $a, b$  und  $c$  werden dabei mit trigonometrischen Funktionen die zweiphasigen Größen  $\alpha$  und  $\beta$  errechnet. Die unteren Gleichungen sind bereits mit einem Winkel von  $120^\circ$  zueinander aufgelöst worden. Das KS liegt dabei mit der  $\alpha$ -Achse auf dem a-Strang. Der Faktor  $\frac{2}{3}$  innerhalb der Gleichungen dient der Skalierung, das heißt um die gleiche Amplitude zu erhalten wie bei den Eingangsgrößen. Das muss bei weiteren Berechnungen beachtet werden.

$$\alpha = \frac{2}{3} \left( a - \frac{1}{2}b - \frac{1}{2}c \right) \quad (4.1)$$

$$\beta = \frac{2}{3} \left( \frac{\sqrt{3}}{2}b - \frac{\sqrt{3}}{2}c \right) \quad (4.2)$$

## 5 Der Frequenzumrichter

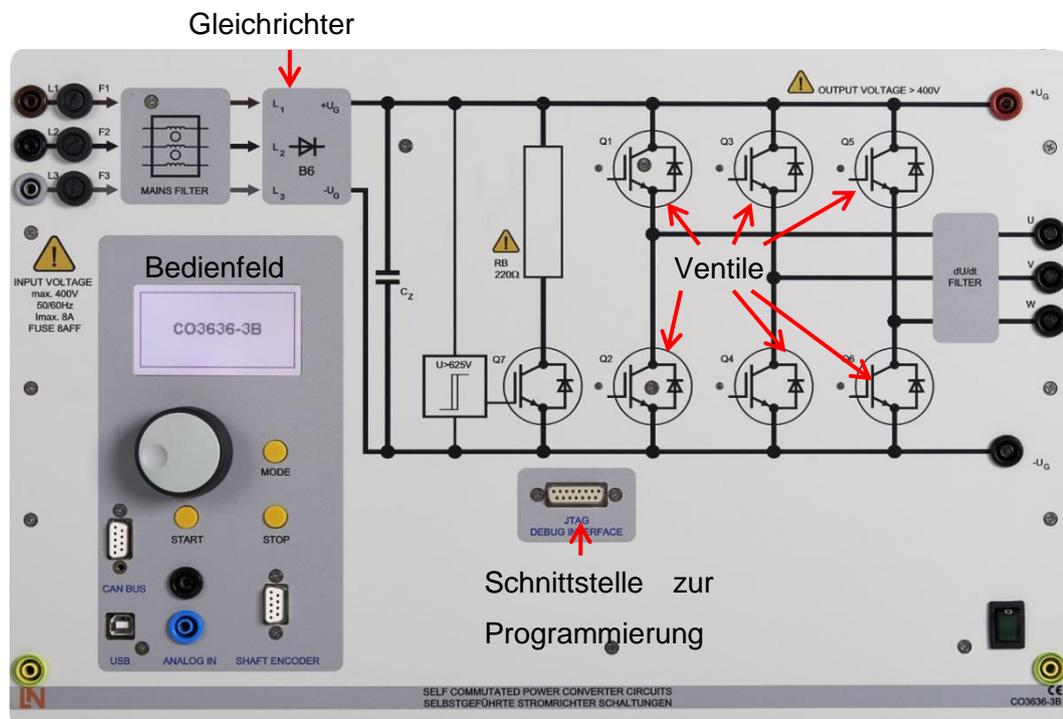


Abbildung 9 Sechspuls-Frequenzumrichter [15]

Um bei einer ASM die Drehzahl regeln zu können gibt es verschiedenste Methoden. Die übliche Methode ist es, die Netzfrequenz zu ändern und somit die Frequenz des magnetischen Feldes innerhalb der Maschine. Zu diesem Zweck verwendet man Frequenzumrichter. Ein Frequenzumrichter richtet die Spannungen im ersten Schritt gleich und schaltet im nächsten Schritt seine Ventile je nach verlangter Frequenz auf und zu. Als Ventile werden elektrische Schaltelemente bezeichnet. In diesem Fall (Abbildung 9) handelt es sich dabei um GTO-Transistoren. Um eine Regelung implementieren zu können besitzt ein solcher Frequenzumrichter einen DSP welcher durch Schnittstellen programmierbar ist.

Bei dem verwendeten 6-Puls Frequenzumrichter sind im Betrieb  $2^3$  verschiedene Schaltstellungen möglich. Vorausgesetzt pro Strang ist jeweils ein und auch maximal ein Ventil geöffnet. Aus diesen acht Schaltmöglichkeiten ergeben sich sechs Spannungen und zwei Nullspannungen. Die Nullspannungen entstehen dabei wenn alle drei Stränge dieselbe Schaltstellung haben. Überführt man diese Schaltstellungen bzw. deren resultierenden Spannungen in das statorfeste KS ergeben sich sechs Spannungszeiger die jeweils einen Winkel von  $60^\circ$  zueinander aufweisen (Abbildung 10).

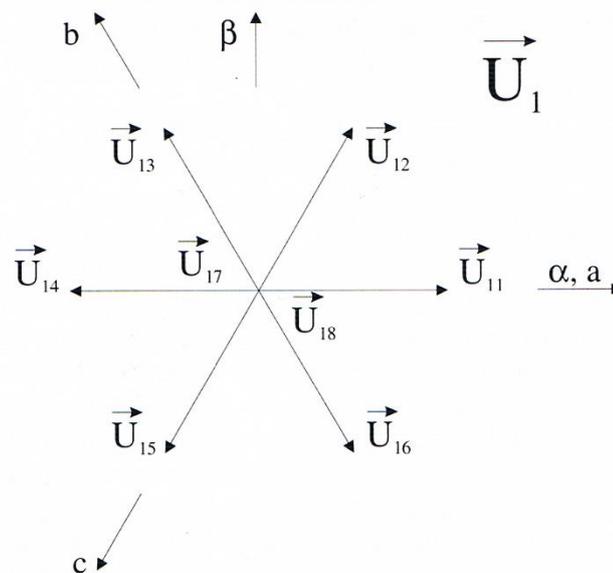


Abbildung 10 Spannungszeiger eines Wechselrichters [1]

## 6 Funktionsbeschreibung der Direkten Selbstregelung

Bei Hochleistungswechselrichtern, beispielsweise von Bahnantrieben, spielt die Schaltfrequenz der Leistungselektronik eine sehr große Rolle. Jedes Schaltspiel zieht einen Energieverlust in Form von Wärme mit sich und die Mindesteinschaltdauer der Ventile begrenzt die maximale Frequenz der erzeugten Spannung und ist ebenso entscheidend für die Drehmomentschwingung [1]. Aus den genannten Gründen sind pulsweitenmodulierte (PWM) Spannungen zur Motoransteuerung wie beispielsweise bei der Feldorientierten Regelung oder der U/f Steuerung weniger geeignet. Für solche Einsatzbereiche wurde die Direkte Selbstregelung entworfen welche die Spannung in ihrer Amplitude nicht mittels PWM anpasst.

Mittels der sechs Spannungszeiger des Umrichters wird der Fluss auf einem Sechseck geführt (Abbildung 11). Ist ein Spannungszeiger eingeschaltet bildet sich ein magnetischer Fluss  $\Psi_\mu$  (6.1) in der Maschine.

$$\vec{\Psi}_\mu = \int (\vec{U}_s - \vec{I}_s \cdot R_s) dt \quad (6.1)[1]$$

Die Rotation des Motors erfolgt durch die Weiterschaltung des Spannungsraumzeigers sobald  $\Psi_\mu$  einen bestimmten Wert erreicht. Das wird als Fluss selbststeuerung bezeichnet.

Folgt man diesem Sachverhalt folgt stellt sich heraus, dass so nur ein Betrieb in einer Drehzahl des Motors möglich ist. Um das Drehmoment und damit auch die Drehzahl regeln zu können, werden in berechneten Abständen Nullspannungen eingeschaltet, welche den Flussraumzeiger auf seiner Bahn anhalten. Hier ist anzumerken, dass das Anhalten den Nebeneffekt hat, dass die Amplitude des Flusses sich geringfügig verringert da der Stromfluss des Stators sich durch den ohmschen Widerstand entsprechend abbaut.

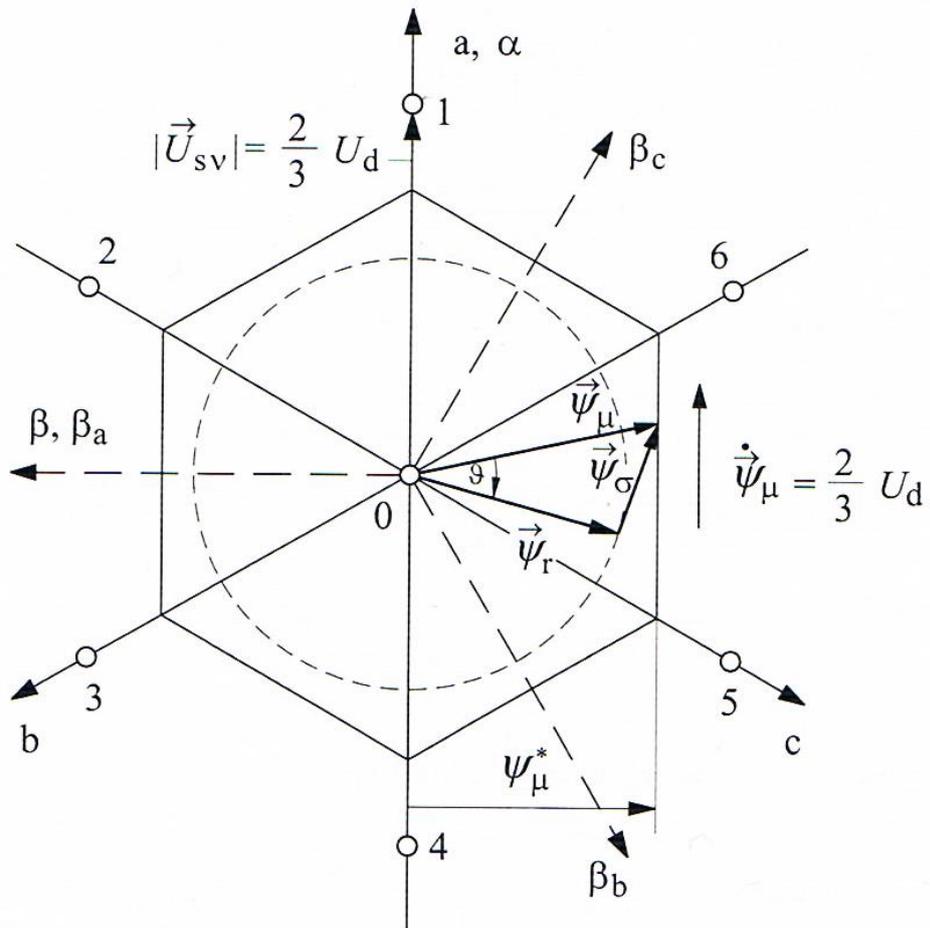


Abbildung 11 Sechseckbahnkurve [1]

Das Anhalten des Flussraumzeigers bewirkt, dass sich der Winkel  $\vartheta$  zwischen Magnetisierungsfluss  $\Psi_\mu$  und Rotorfluss  $\Psi_r$  verringert, da der Rotorfluss sich mit der aktuellen Winkelgeschwindigkeit weiterdreht. Daraus resultiert nach Gl. 6.2 eine Verringerung des Drehmomentes.

$$M = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \frac{1}{L_\sigma} |\vec{\Psi}_\mu| \cdot |\vec{\Psi}_r| \cdot \sin \vartheta \quad (6.2)[1]$$

Durch dieses Anhalten des Flussraumzeigers kann das Drehmoment zu beeinflussen. Dieses Verfahren wird von einem Drehmomentzweipunktregler übernommen [1] und eignet sich für den mittleren Drehzahlbereich da dort die Steig- und Fallzeit des Drehmoments etwa gleich lang sind[3]. Dieses Verhalten ist in Abbildung 12 dargestellt.

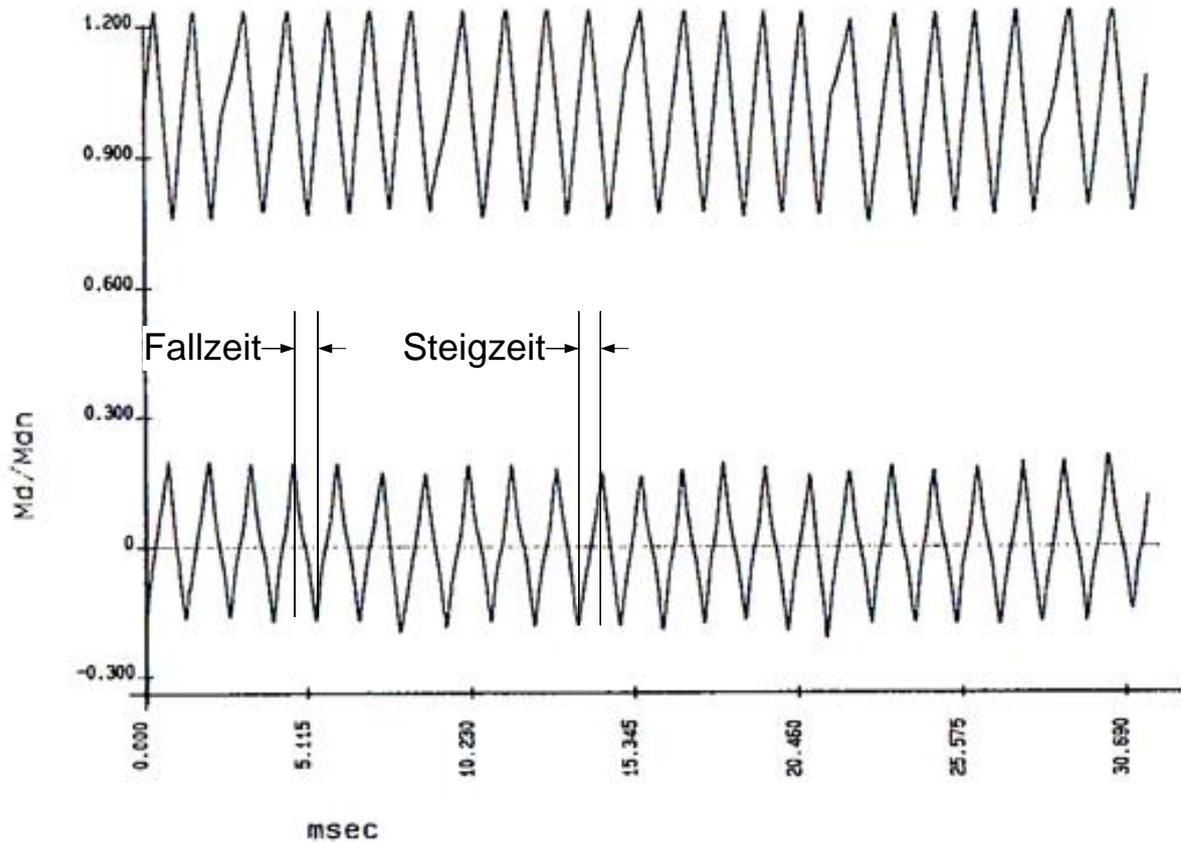


Abbildung 12 Drehmomentverläufe bei 50% der Nenndrehzahl [3]

Abgebildet sind zwei Drehmomentverläufe bei halber Nenndrehzahl. Die Momente sind bezogen auf das mittlere Drehmoment (Md) im Verhältnis zum mittleren Nennmoment Mdn. Erkennbar sind hierbei die Umschaltungen zwischen Nullspannungen (Drehmoment sinkt) und Spannungszeigern (Drehmoment steigt).

## 6.1 Grundregelstruktur

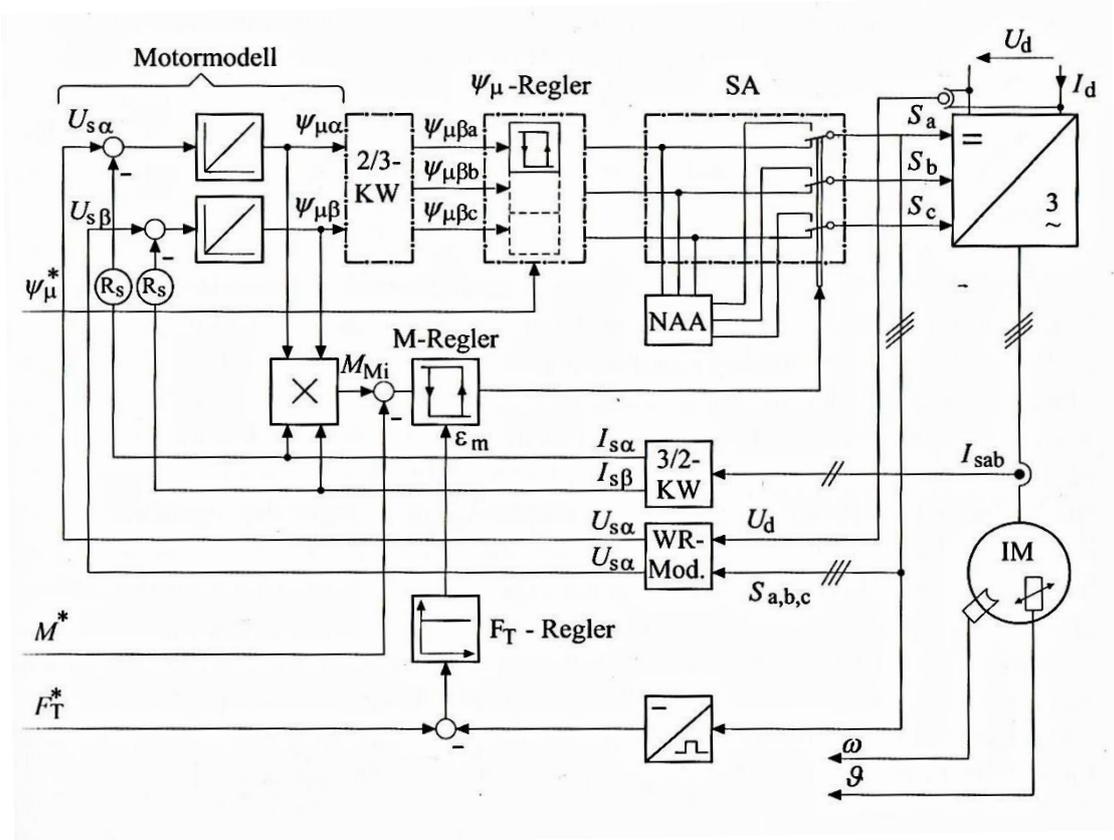


Abbildung 13 Grundregelstruktur [1]

In Abbildung 13 ist der grundsätzliche Aufbau der DSR vorzufinden. Der  $\psi_\mu$ -Regler, aus drei Schmitt-Triggern bestehend, wählt anhand der drei  $\beta$ -Werte den entsprechenden Spannungsraumzeiger aus. Der M-Regler (Drehmomentzweipunktregler) schaltet dann bei Erreichen des oberen Drehmomentbandes eine Nullspannung ein. Jedoch nur so lange, bis die untere Grenze des Toleranzbandes erreicht wurde. Der NAA-Block (Nullartauswahl) wählt anhand der Mindesteinschaltdauer und der niedrigsten Anzahl an Schaltwechseln aus, welche der beiden Nullspannungen eingeschaltet wird. Der  $F_T$ -Regler errechnet anhand der momentanen Felddrehzahl, der maximalen Schaltfrequenz der Ventile und ihrer Mindesteinschaltdauer, die maximale Schaltfrequenz des M-Reglers und somit die Breite des Drehmomenttoleranzbandes. Die momentanen Fluss- und Drehmomentwerte werden links im Motormodell berechnet, wobei die Spannungen zur Berechnung dem WR-Modells (Wechselrichtermodell) entnommen werden.

## 6.2 Flusselbststeuerung

Wie beschrieben werden mittels des entstehenden Flusses die jeweiligen Spannungszeiger geschaltet. Dies geschieht mit der Raumzeigermodulation im statorfesten KS. Das KS wird

dafür jeweils an die Achsen der Spulenpaare geheftet, bei denen dann das Erreichen der eingestellten  $\beta$ -Werte als Schaltsignal dient. (Abbildung 14)

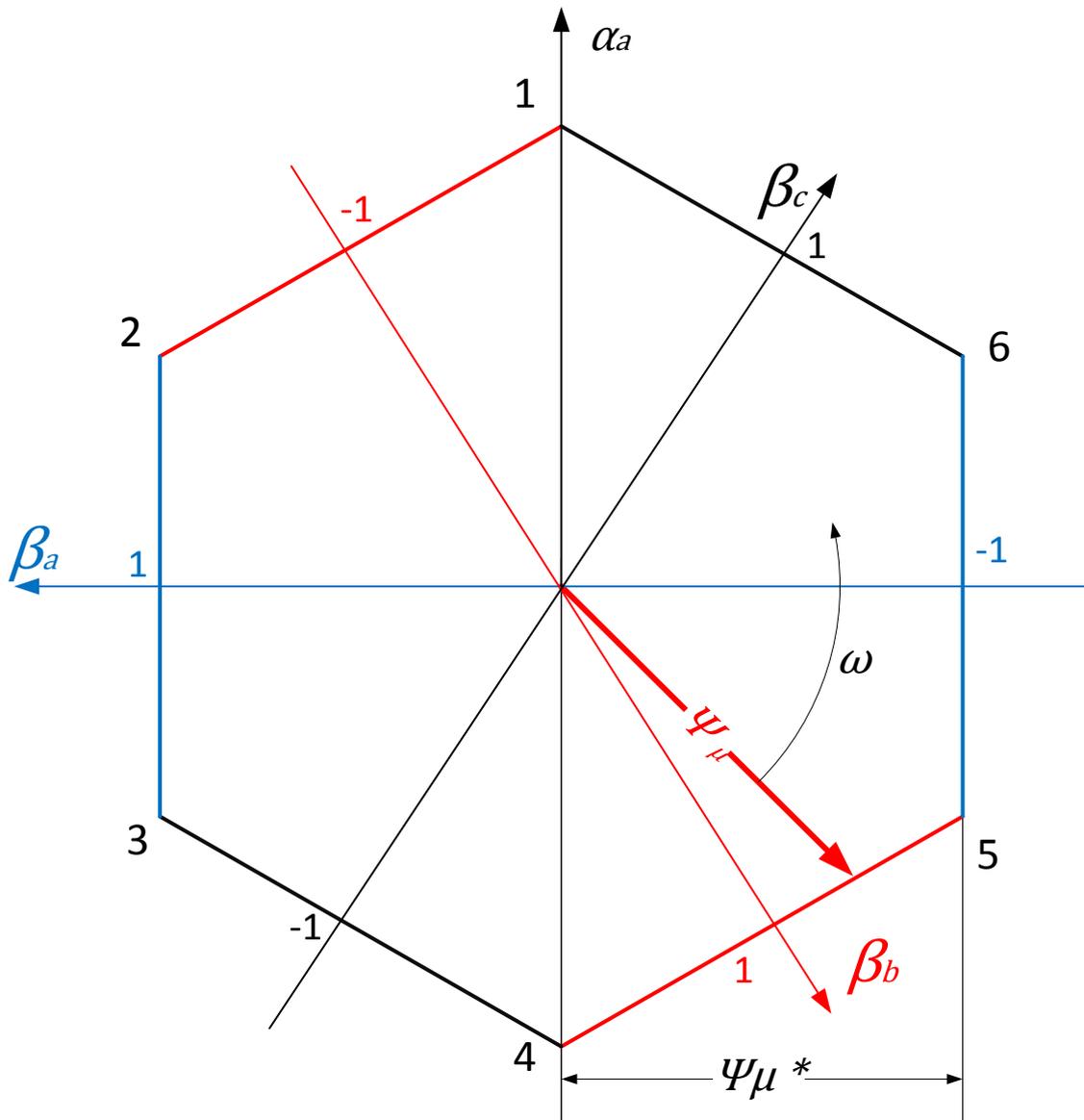


Abbildung 14 Bahnkurve mit a Stator Koordinatensystemen

Das bedeutet also, dass jedes Spulenpaar ein eigenes KS erhält Bsp.:  $\alpha_a, \beta_a$  oder  $\alpha_b, \beta_b$ . Im partikulären, bezogen auf Abbildung 14, geht die Weiterschaltung wie folgt von statten: Wird der Wert von  $-\psi_\mu^*$  auf der  $\beta_a$ -Achse erreicht, wird Spannungsraumzeiger 1 eingeschaltet. Der Fluss folgt dann der Bahnkurve parallel zum Spannungsraumzeiger. Farblich passend gekennzeichnet sind die einzelnen  $\beta$ -Achsen mit den zugehörigen Schaltschwellen. Die Zahlen „1“ bzw. „-1“ sind hierbei bezeichnend den Schaltzustand „ $U_{zw}/2$  „ und „ $-U_{zw}/2$ “ eines Stranges des Wechselrichters.

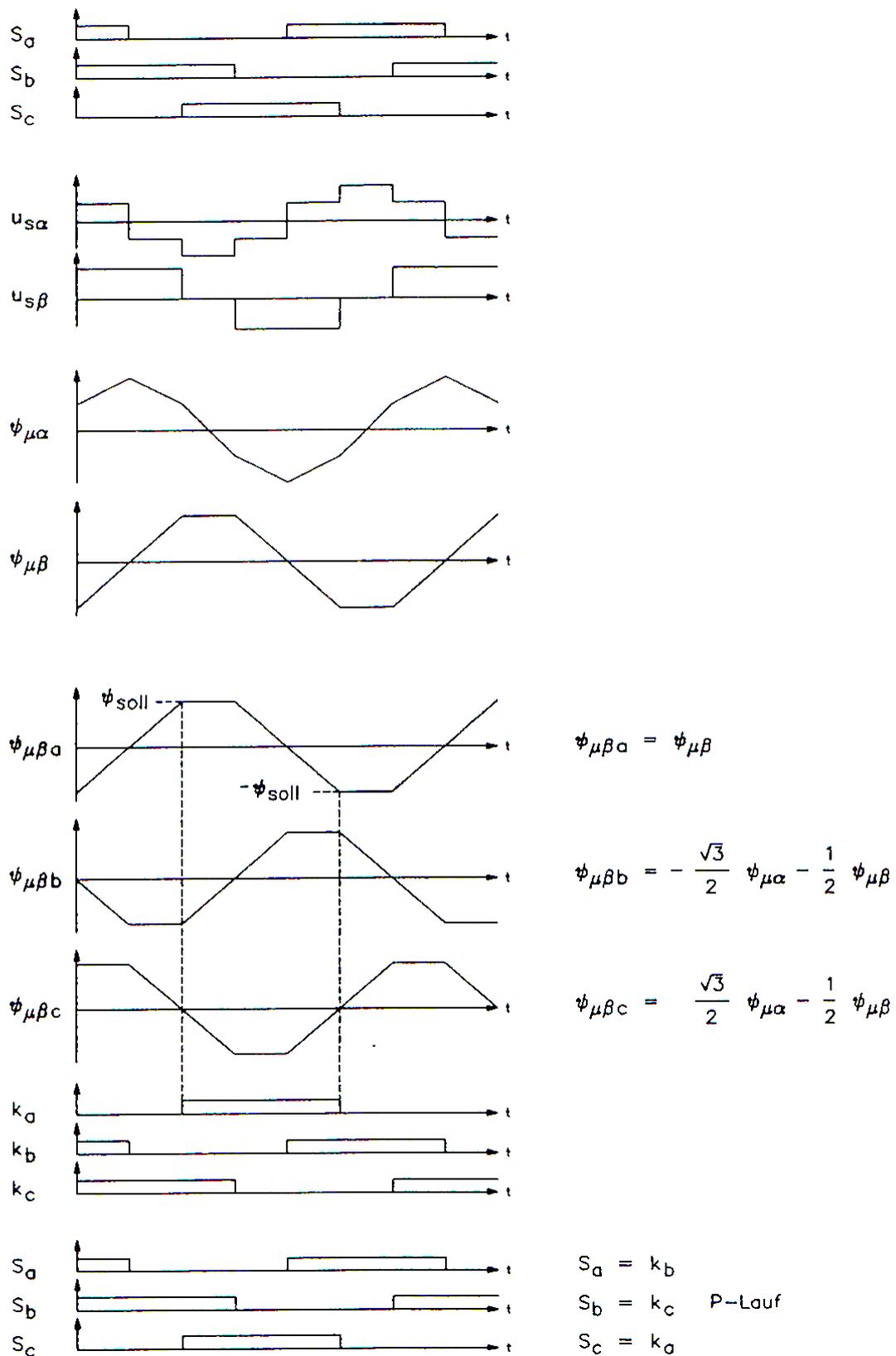


Abbildung 15 Signalfussplan der DSR [4]

In Abbildung 15 ist der Signalfussplan der DSR dargestellt. Oberhalb dargestellt sind die Schaltstellungen des Wechselrichters ( $S_a, S_b, S_c$ ). Darunter zu finden sind die daraus resultierenden Spannungszeigerkoordinaten ( $U_{s\alpha}, U_{s\beta}$ ). Als Nächstes ist der Statorfluss mit den Koordinaten  $\Psi_\alpha$  und  $\Psi_\beta$  abgebildet. Aus dem Statorfluss folgen die errechneten Werte für  $\Psi_{\mu\beta a}, \Psi_{\mu\beta b}$  und  $\Psi_{\mu\beta c}$ , mit den verwendeten Gleichungen. Zuletzt dargestellt sind die hervorgerufenen Schaltstellungen.  $k_a, k_b, k_c$  sind dabei die entstehenden Signale der Schmitt-Trigger welche mit nebenstehender Logik zu den Schaltsignalen  $S_a, S_b, S_c$  umgewandelt werden.

## 6.3 Mögliche Erweiterungen

### 6.3.1 Indirekte Statorgrößenregelung

Im unteren Drehzahlbereich weist die DSR Schwächen in der Dynamik und der Laufruhe auf, da durch die langsame Rotorfrequenz die Fallzeit des Drehmoments sich entsprechend erhöht. Wird der Statorfluss angehalten, benötigt der Rotor, da er sich nur langsam weiterdreht, deutlich länger um den Winkel  $\vartheta$  und mit ihm das Drehmoment zu verringern. Um dieser Trägheit entgegenzuwirken gibt es die Möglichkeit die indirekte Statorgrößenregelung mit zu implementieren. Dafür wird unter anderem ein sogenannter P/N-Regler eingefügt. Dieser Regler veranlasst eine kurzfristige Umkehr des Drehsinns des Statorflusses. Dies wird erreicht, indem ein zu  $180^\circ$  versetzter Spannungsraumzeiger zwischengeschaltet wird. Durch die Umkehr des Drehsinns resultiert eine rapide Verringerung von  $\vartheta$  und somit auch des Drehmoments. Zusätzlich zu dieser Funktion werden bei der indirekten Statorgrößenregelung auch während des Umlaufes flussauffrischende Spannungszeiger zwischengeschaltet. Das ist besonders wichtig da bei niedrigen Drehzahlen der ohmsche Spannungsabfall am Stator sich durch eine Feldschwächung bemerkbar macht. Die Feldschwächung würde unter anderem zu einem groben Drehmomenttrippel führen, sowie zum Absinken des Kippmoments führen. Eine weitere Gefahr besteht darin dass einzelne Flussschwellen nicht ausgelöst werden könnten und dadurch falsche Spannungszeiger geschaltet werden. Die Funktion Spannungszeiger zwischenzuschalten, um den Fluss konstant zu halten, nennt man auch Flussauffrischung.

#### 6.3.1.1 Flussauffrischung

Die Flussauffrischung wird verwendet sobald der Spannungsabfall am Statorwiderstand  $R_s$  größer ist als 3,5% der Betriebsspannung. Das ist bei kleineren Maschinen ( $<50\text{kW}$ ), also in diesem Projekt, häufig der Fall [3]. Mit dem genannten Verfahren ist es sowohl möglich den Flusszeiger auf einem Sechseck zu führen als auch auf einer Kreisbahn. Ein großer Span-

nungsabfall am Statorwiderstand bewirkt eine Verdrehung der Bahnkurve des Flusses[3]. In Abbildung 16 ist dieser Fall links, innen, dargestellt. Die äußere Bahnkurve dient als Referenz. Auf der rechten Hälfte der Abbildung ist eine Bahnkurve mit Flussauffrischung dargestellt. Die dort eingezeichneten Kreise symbolisieren die Hysterese in der sich die Flussamplitude bewegen darf. Dabei sei angemerkt dass der Spannungsabfall zur Veranschaulichung übertrieben groß abgebildet ist. Die Schaltvorgänge bei der Flussauffrischung sind wie folgt: Sobald der Flusszeiger den inneren Kreis berührt, entsteht eine Flussanforderung. Die Flussanforderung bewirkt eine Umschaltung auf den vorherigen Spannungszeiger um den Flussbetrag zu erhöhen. Sobald der Flusszeiger den äußeren Kreis berührt, erlischt die Flussanforderung und der ursprüngliche Spannungszeiger wird geschaltet.

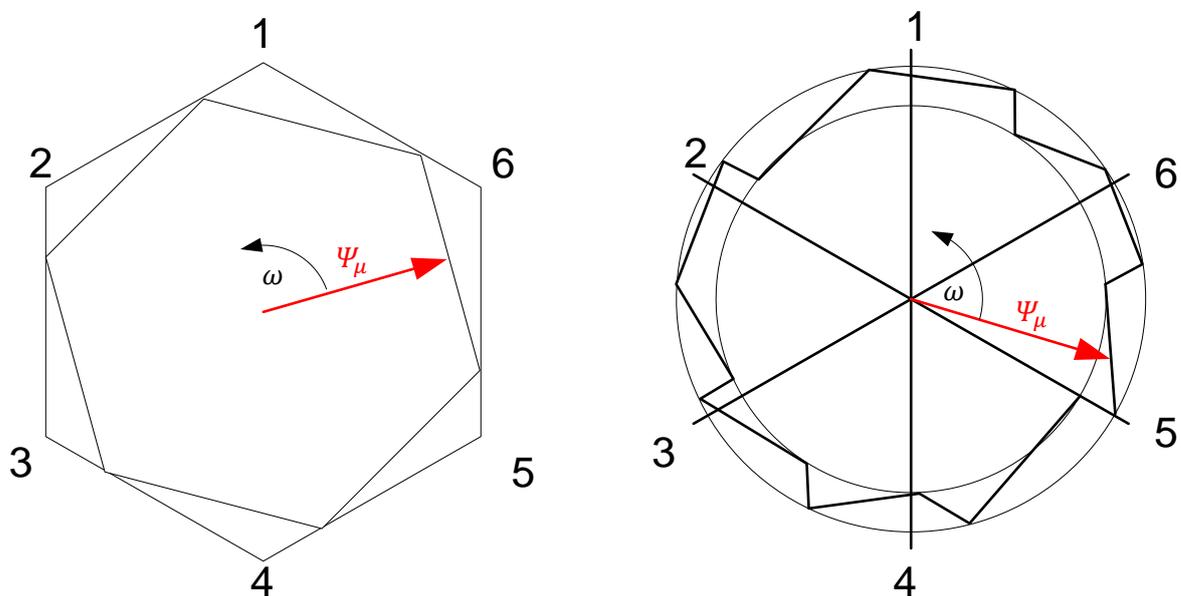


Abbildung 16 Vergleich: Ohne und mit Flussauffrischung

### 6.3.2 Bahnlängenänderung

Für obere Drehzahlbereiche und den Feldschwächebereich ist die Regelung mit einem Zweipunktregler ebenfalls weniger gut geeignet, da sich die Fallzeit des Drehmoments durch die hohe Winkelgeschwindigkeit des Rotors stark verringert und sich die Steigzeit erhöht, da die Winkelgeschwindigkeit des Flusses nur noch unwesentlich schneller ist als die des Rotors. Das hat zur Folge, dass das Drehmoment stark schwankt und ebenso die Dynamik verschlechtert wird. Um jene Dynamik aufrecht zu erhalten implementiert man für diesen Bereich die Bahnlängenänderung und schaltet den Drehmomentzweipunktregler ab. Bei der Bahnlängenänderung verringert man gezielt die Werte, welche der Fluss passieren muss.

Durch die Verringerung, dreht sich der Statorfluss kurzzeitig mit einer höheren Winkelgeschwindigkeit als der Rotorfluss, was den Winkel  $\vartheta$  und mit ihm das Drehmoment vergrößert. Die Winkelgeschwindigkeit erhöht sich, da sich die Umfangsgeschwindigkeit durch die unveränderte Zwischenkreisspannung gleich bleibt aber der Radius von  $\Psi_\mu$  sich durch die kleineren Stellwerte verringert. Daraus folgt eine Änderung der Länge der Sechseckbahnkurve (Abbildung 17). Um das Drehmoment zu verringern werden analog dazu die Schwellen vergrößert, sodass der Flusszeiger kurzzeitig auf einer äußeren Bahn läuft.

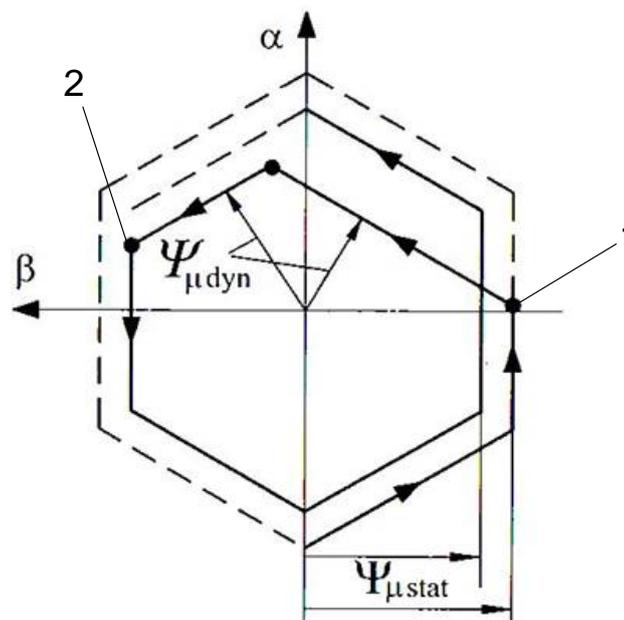


Abbildung 17 Bahnlangenänderung [1]

In Abbildung 17 sind 1,5 Umdrehungen einer Flussbahnkurve abgebildet. An Punkt 1 beginnt der Übergang von Zweipunktregelung in die Bahnlangenänderung. Der Flussbetragsollwert wird aufgrund einer Drehmomentanforderung abgesenkt. An Punkt 2 ist die Drehmomentanforderung vorüber und ein neuer Flusswert für den Feldschwäche-betrieb stellt sich ein. Diese Art der Regelung erlaubt auch im hohen Drehzahlbereich eine hochdynamische Regelung von Drehmoment und Drehzahl[1].

## 7 Weitere Regelverfahren

### 7.1 Direct Torque Control

Die Direct Torque Control (DTC) ist der Direkten Selbstregelung im Grundgedanken und ihrer Funktion sehr ähnlich. Da die DTC eher für kleinere Antriebe entwickelt wurde spielt die Anzahl an Schaltwechseln eine kleinere Rolle. Daher wird der Fluss nicht auf der einfachen Sechseckbahnkurve geführt, sondern durchgehend und innerhalb einer gewissen Bandbreite auf einem Sollwert gehalten (Abbildung 18). Dies geschieht mit einem Hysterese-Regler [1]. Durch die Einteilung des Umlaufs in sechs Sektoren wird dann eine Schalttabelle (Tabelle1) erstellt, aus welcher der richtige Spannungszeiger gewählt wird. In dieser Tabelle sind sowohl flussauf- und abbauende (FRA1/0), als auch drehmomentauf- und abbauende sowie auch schnell abbauende Spannungszeiger (MRA1/0/-1) aufgeführt. Die flussaufbauenden sowie die schnell drehmomentabbauenden Schaltzustände ersetzen hierbei die indirekte Statorgrößenregelung. Der wesentliche Unterschied zur DSR besteht also an der Art der Weiterschaltung der Spannungszeiger und darin, dass die indirekte Statorgrößenregelung immer mit implementiert wird.

**Tabelle 1** Schalttabelle DTC [1]

		Sektor					
FRA	MRA	I	II	III	IV	V	VI
1	1	$\vec{U}_{12}$	$\vec{U}_{13}$	$\vec{U}_{14}$	$\vec{U}_{15}$	$\vec{U}_{16}$	$\vec{U}_{11}$
	0	$\vec{U}_{17}$	$\vec{U}_{18}$	$\vec{U}_{17}$	$\vec{U}_{18}$	$\vec{U}_{17}$	$\vec{U}_{18}$
	-1	$\vec{U}_{16}$	$\vec{U}_{11}$	$\vec{U}_{12}$	$\vec{U}_{13}$	$\vec{U}_{14}$	$\vec{U}_{15}$
0	1	$\vec{U}_{13}$	$\vec{U}_{14}$	$\vec{U}_{15}$	$\vec{U}_{16}$	$\vec{U}_{11}$	$\vec{U}_{12}$
	0	$\vec{U}_{18}$	$\vec{U}_{17}$	$\vec{U}_{18}$	$\vec{U}_{17}$	$\vec{U}_{18}$	$\vec{U}_{17}$
	-1	$\vec{U}_{15}$	$\vec{U}_{16}$	$\vec{U}_{11}$	$\vec{U}_{12}$	$\vec{U}_{13}$	$\vec{U}_{14}$

Aufgrund der Hysterese Regelung ist die Bahnkurve des Flusses annähernd kreisförmig. Aus diesem Grund ist die Drehmomentgrundschwingung, abhängig von der Hysteresebreite, etwas kleiner als bei der DSR. Dieser Vorteil geht allerdings zu Lasten der Schaltfrequenz.

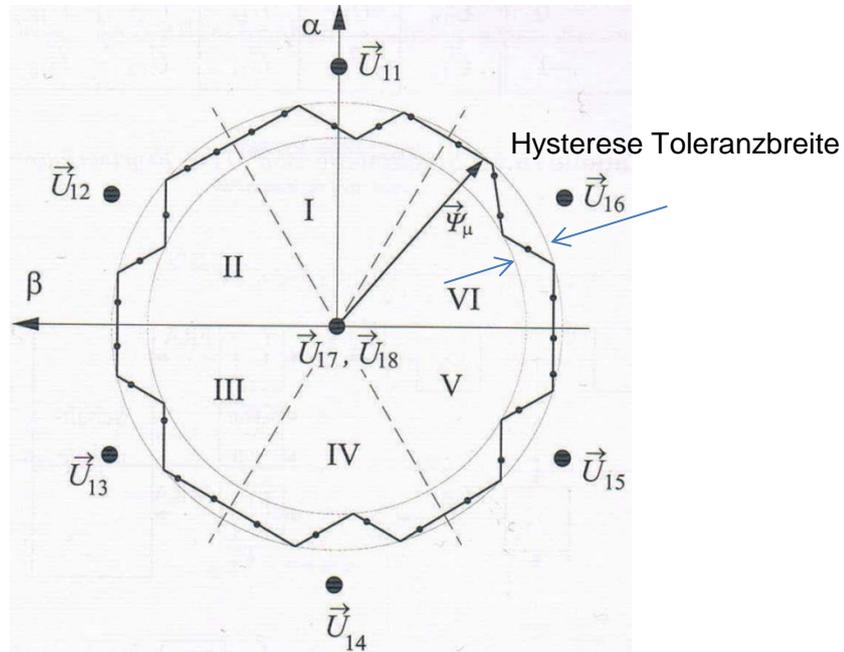


Abbildung 18 Hysterese Regelung DTC [1]

## 7.2 Die Feldorientierte Regelung

Die Feldorientierte Regelung (FOC) ist eine verbreitete Regelungsart von Drehfeldmaschinen. Die FOC stellt eine weitere Möglichkeit dar einen Motor in Drehzahl und Drehmoment zu steuern. Hauptaspekt ist dabei die ideale Ausnutzung der physikalischen Gegebenheiten eines Motors, also das erforderliche Drehmoment mit dem Mindestmaß an elektrischem Strom zu erbringen. Für die Erläuterung ihrer Funktion eignet sich eine Synchronmaschine. Das Drehmoment einer Synchronmaschine ist stark vom sog. Polradwinkel  $\vartheta$  abhängig (7.2.1).

$$M = \frac{3 \cdot U_1}{\omega_{\text{Feld}}} I_{11} \cdot \sin \vartheta \quad (7.2.1)$$

Aus (7.2.1) geht hervor, dass der ideale Polradwinkel sich bei  $\pm 90^\circ$  befindet. Das ist nochmal in Abbildung 19 verdeutlicht. Dort ist das Drehmoment zum Polradwinkel aufgetragen.

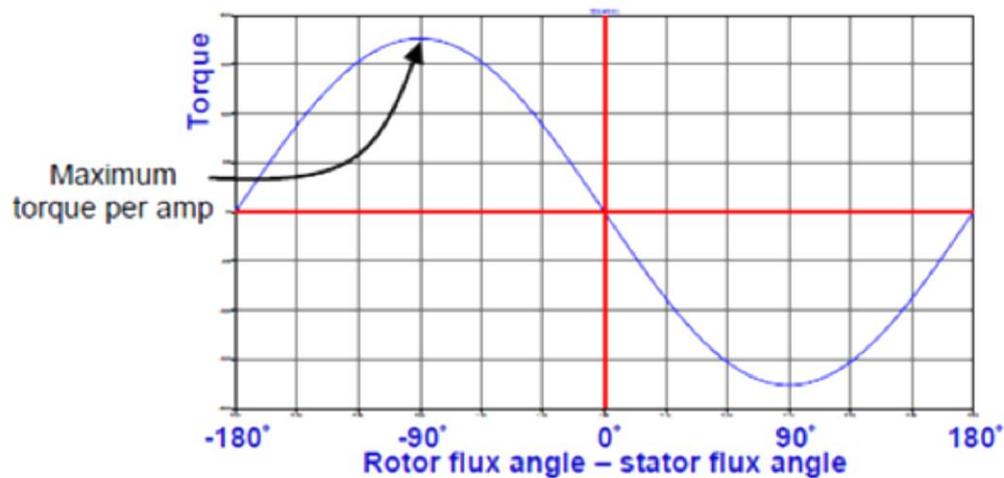


Abbildung 19 Drehmoment pro Polradwinkel [11]

Um diesen idealen Winkel zu halten werden die Spannungen entsprechend pulsweitenmoduliert. Die Spannungen werden mit der Modulation einer Sinusspannung nachempfunden. Die Frequenz und die Amplitude werden zur Einhaltung des Winkels verwendet. Um das durchführen zu können ist eine Raumzeigermodulation der Maschinenströme, der Spannungen und der Flüsse notwendig. Des Weiteren wird meist eine Transformation ins rotorfixe KS(Park-Transformation) durchgeführt, da die Position der einzelnen Zeiger zueinander relevant für die Regelung ist. Daraus ergibt sich, dass die genaue Position des Rotors bekannt sein muss. Dies kann mit einem genauen Drehzahlgeber erfolgen, oder mittels spezieller Rechenmethoden, mit denen man die Position schätzen kann. Letzteres bedeutet zusätzlichen Rechenaufwand zur Park-Transformation.

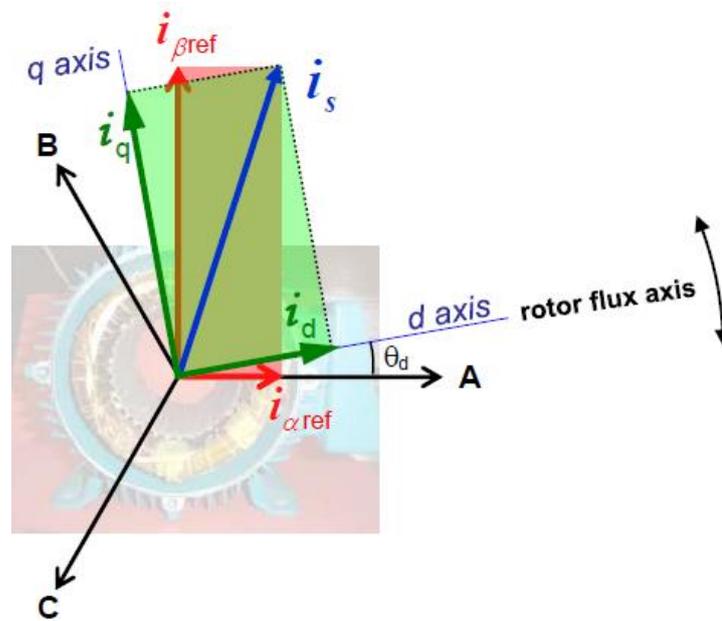


Abbildung 20 Rotorfestes Koordinatensystem [11]

In Abbildung 20 ist das rotorfeste KS (dq-System) mit dem Stromraumzeiger  $i_s$  abgebildet. Das rotorfeste KS dreht sich mit derselben Geschwindigkeit wie der Rotor und die d-achse hat die Ausrichtung des Rotorflusses. Der Stromzeiger wird wie dargestellt in eine flussparallele  $i_d$  und eine orthogonale  $i_q$  Komponente aufgeteilt. Diese Komponenten werden geregelt, sodass im Idealfall die momenterzeugende Komponente  $i_q$  maximal und  $i_d$  entsprechend gleich null ist. Bei der Asynchronmaschine ist die Regelung ähnlich. Der Unterschied besteht darin, dass anstelle des Polradwinkels der Winkel zwischen Stator und Rotorfluss verwendet wird.

## **8 Theoretischer Vergleich der Regelungen**

Grundsätzlich kann man sagen, dass die DSR im Vergleich zur DTC und zur FOC die niedrigsten zu erwartenden Schaltfrequenzen hat. Das kommt durch die strenge Führung des Flusses auf der Sechseckbahnkurve, also mindestens sechs Schaltwechsel je Umdrehung. Die DTC benötigt nur geringfügig mehr Schaltwechsel. Die FOR benötigt aufgrund ihrer grundsätzlich anderen Funktionsweise entsprechend mehr. In der Regelgeschwindigkeit sind DSR und DTC bekannt für besonders schnelle Drehmomentstellung. In diesem Bereich ist die FOC deutlich langsamer durch die zusätzlichen Regeleigenschaften. Eine weitere wichtige Größe ist der Drehmomentrippel. Der Drehmomentrippel ist bei DSR und DTC für gewöhnlich deutlich höher als bei der FOC, was sich in einer erhöhten Drehzahlvarianz niederschlägt.

## 9 Implementierung der Direkten Selbstregelung

### 9.1 Erstellung des Regelkreises

Die Implementierung erfolgte mithilfe des Programms Matlab-Simulink. Zusätzlich wurden einzelne Simulationsbausteine der Firma Lucas-Nülle verwendet. Zu Beginn der Implementierung wurde sichergestellt, dass die Software einwandfrei in Verbindung mit der Hardware steht, indem einige bereits fertige Regelungsverfahren Testweise auf der Hardware implementiert wurde.

Zu Beginn wurde die Flussselbststeuerung in einem Lucas-Nülle Projekt Template erstellt, da diese Templates bereits die Hardware Konfiguration enthalten.

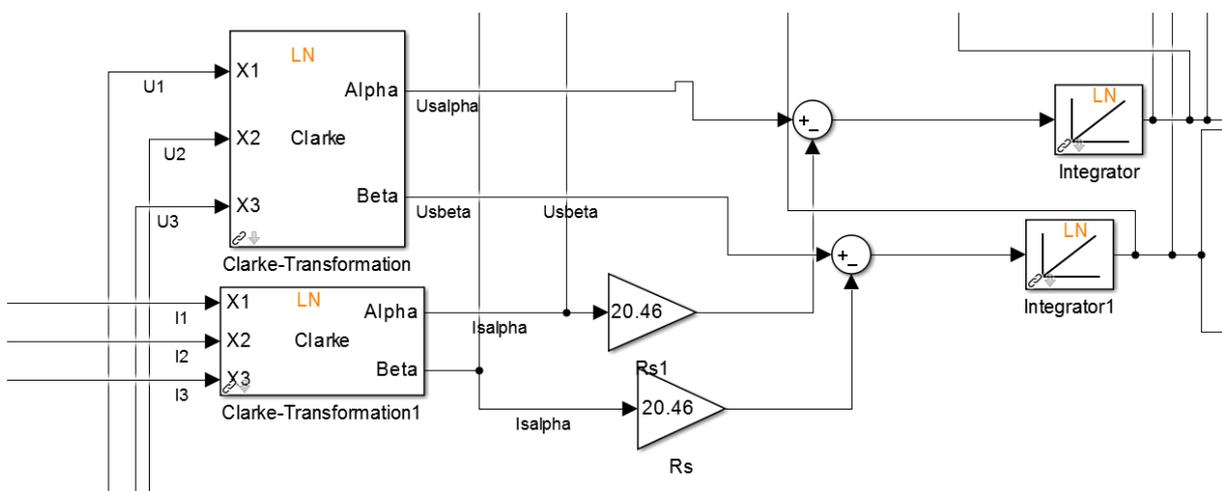


Abbildung 21 Flussschätzung

In Abbildung 22 ist die Flussschätzung mit den zwei Integratoren sowie die Clarke Transformationen der Spannungen (oberhalb) und der Ströme (unterhalb) dargestellt. Diese Schaltung wurde entsprechend Gleichung 6.1 erstellt.

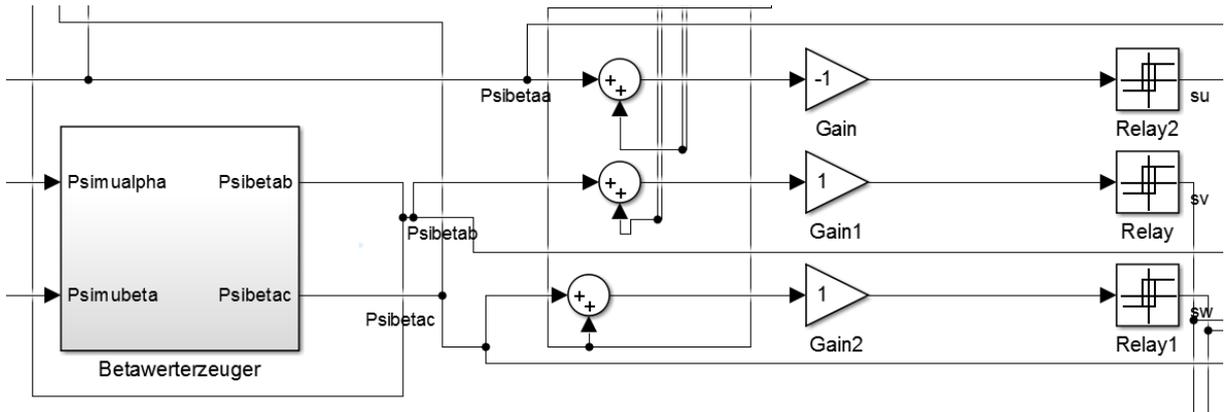


Abbildung 22 Betawerterzeuger und Schaltschwellen

Abbildung 22 ist direkt aufbauend auf der Flussberechnung. Die Flusswerte werden in den Betawerterzeuger geschaltet um die Betawerte der um 120° versetzten KS zu erhalten. Der Betawerterzeuger vollzieht folgende Rechnungen:

$$\Psi_{\mu\beta a} = \frac{1}{2} \Psi_{\mu\beta} \tag{9.1}[3]$$

$$\Psi_{\mu\beta b} = -\frac{\sqrt{3}}{2} \Psi_{\mu\alpha} - \frac{1}{2} \Psi_{\mu\beta} \tag{9.2}[3]$$

$$\Psi_{\mu\beta c} = \frac{\sqrt{3}}{2} \Psi_{\mu\alpha} - \frac{1}{2} \Psi_{\mu\beta} \tag{9.3}[3]$$

Im rechten Bereich von Abbildung 22 sind die drei Schmitt-Trigger sichtbar. In diesen Schmitt-Triggern wurden die Schaltschwellen eingestellt. Die Ausgänge der Schmitt-Trigger sind mit einem PWM-Modul gekoppelt welches einzig dazu verwendet wird die Spannungen U, V und W komplett ohne Taktung auf  $+U_{zw}/2$  oder  $-U_{zw}/2$  zu schalten. Hinter dem PWM-Modul werden die Spannungen zur Flussberechnung abgegriffen. Aus dem Motormodell werden die Ströme zur Flussberechnung abgegriffen. Um im realen Betrieb sowie in der Simulation auf Spannungen und Ströme zugreifen zu können mussten Blöcke der Kategorie Run&Sim zwischen diese geschaltet werden. Diese Blöcke entstammen der Toolbox von Lucas-Nülle und lesen den Arbeitsspeicher des DSP im Betrieb aus.

Um Simulation und Betrieb zu ermöglichen muss innerhalb der Flusselbststeuerung eine Asymmetrie herrschen da ansonsten beim Startvorgang alle drei Schmitt-trigger den identischen Wert (-1) haben und daraus eine Nullspannung resultiert. Um eine Asymmetrie zu schaffen wurde der Eingangswert eines Schmitt-Triggers negiert und ebenso sein Ausgangswert. Durch diese Änderung erhält man einen Startwert von „1“ jedoch im Betriebsverhalten keinerlei Variation zu den anderen beiden Schmitt-Triggern.

Nach einer Simulation der Flusselbststeuerung wurde klar das ein Betrieb des Motors nicht ohne weitere Maßnahmen möglich ist, da der Spannungsabfall am Statorwiderstand so groß ist, dass der Fluss stark abnimmt sodass vereinzelt Schaltschwellen nicht ausgelöst werden und verbotene Schaltzustände entstehen können (Bsp.  $S_a = S_b = S_c = 1$ ). Dieser Vorgang ist in Abbildung 23 einmal dargestellt. Man erkennt, dass etwa nach eineinhalb Umdrehungen die Flusselbststeuerung versagt.

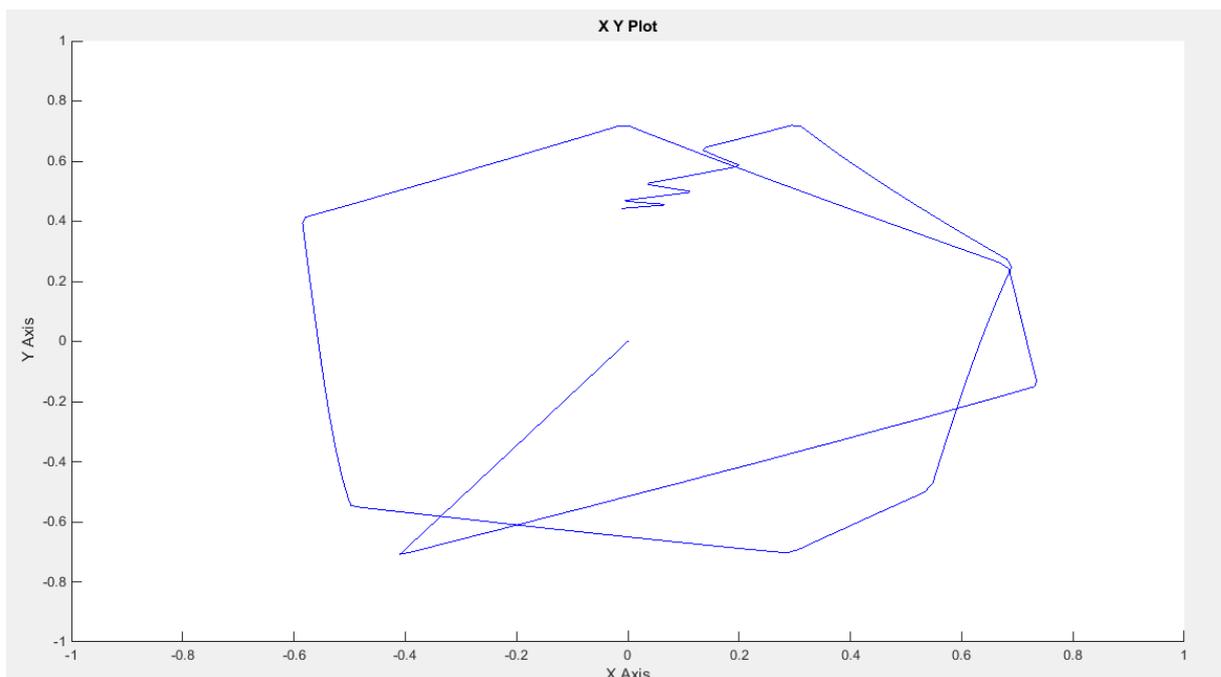


Abbildung 23 Bahnkurve ohne Flussauffrischung

Um ein Absinken des Flusses zu verhindern wurde ein Bereich der indirekten Statorgrößenregelung implementiert. Dazu wird der Flussbetrag ermittelt (Abbildung 24) und über einen weiteren Schmitt-Trigger werden flussvergrößernde Spannungszeiger zwischengeschaltet. Die Flussbetragsberechnung wurde anhand folgender Gleichung erstellt.

$$\sum |\psi_i| = |\psi_{\beta a}| + |\psi_{\beta b}| + |\psi_{\beta c}| \quad (9.4)[3]$$

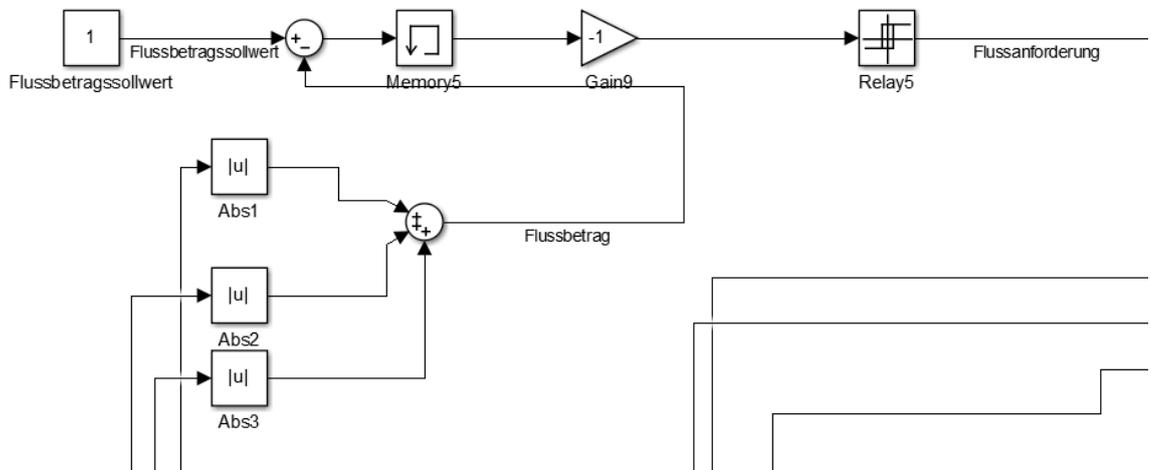


Abbildung 24 Flussbetragsberechnung sowie Signalgebung

Die Flussberechnung und die Verschaltung mit dem Schmitt-Trigger ist in Abbildung 24 dargestellt. Die Signale wurden negiert und entsprechend verschaltet. Diese Verschaltung ist in Abbildung 25 dargestellt.

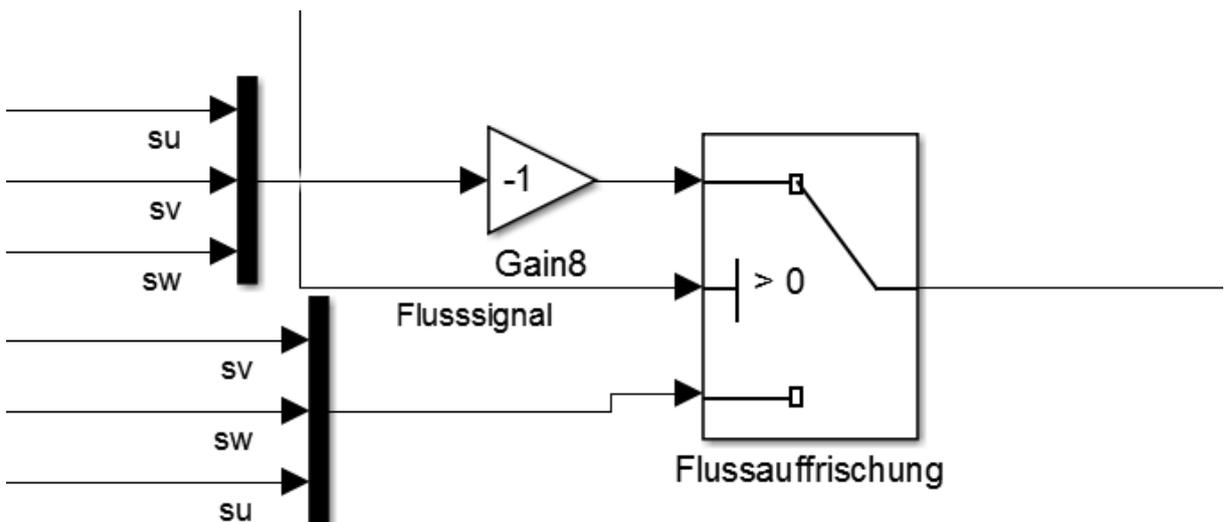
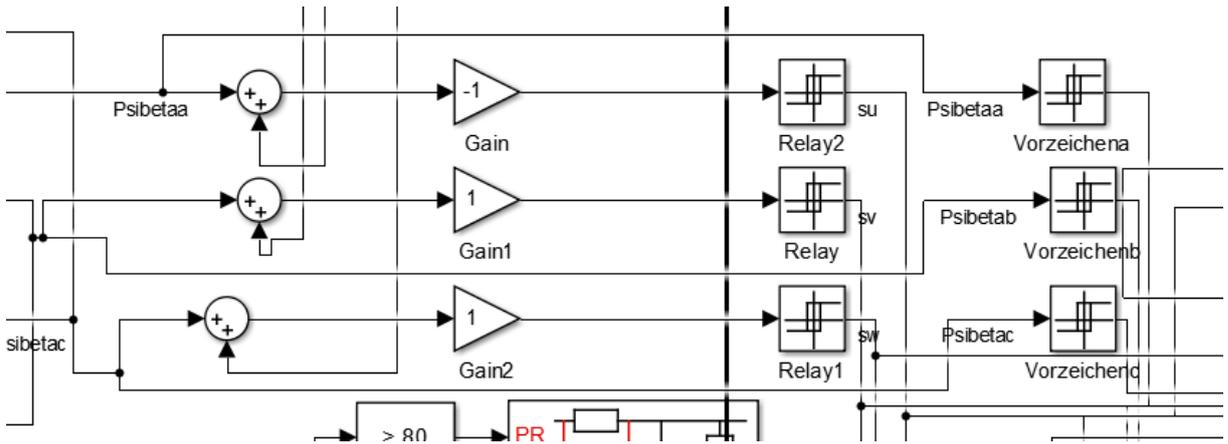


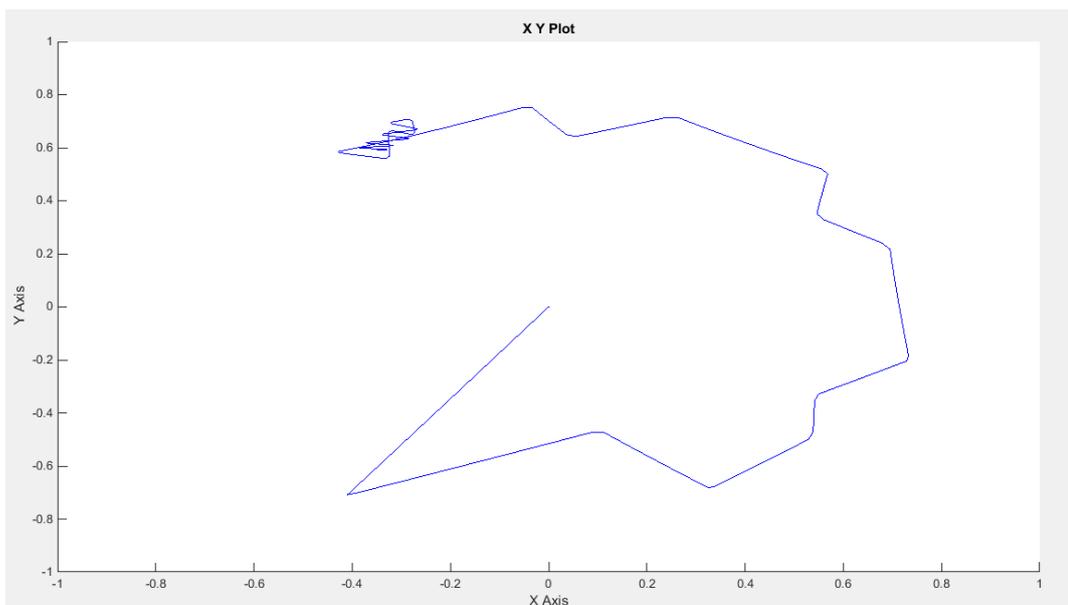
Abbildung 25 Verschaltung zur Flussauffrischung

Als weitere Maßnahme zum Schutz vor verbotenen Spannungszeigern wurde eine Sektorerkennung eingefügt sowie eine Detektion welche erkennt wenn unerlaubt eine Nullspannung eingeschaltet wird. Sobald eine Nullspannung eingeschaltet wird erfolgt eine Weiterschaltung durch die Sektorerkennung. Die Sektorerkennung wurde mittels Schmitt-Triggern mit extrem niedriger Schaltgrenze realisiert. Dadurch erhält man für jeden Sektor eine einzigartige Vorzeichen Kombination. Die Vorzeichenerkennung ist rechts in **Abbildung 26** sichtbar.



**Abbildung 26** Vorzeichenerkennung

Bedingt durch diese Maßnahmen zeigte sich eine große Diskrepanz zwischen Simulation und realem Betrieb des Motors. Im realen Betrieb läuft der Motor mit dieser Verschaltung nahezu ideal, in der Simulation jedoch gar nicht. Eine Simulation ist in **Abbildung 27** dargestellt. Dort ist erkennbar, dass der Fluss bereits bei etwa einer dreiviertel Umdrehung nicht mehr regelbar ist.



**Abbildung 27** Bahnkurve mit Flussauffrischung

Diese Differenz entsteht dadurch, dass die im Motormodell errechneten Ströme deutlich von den zu erwartenden Werten abweichen. Der Spannungsabfall am Statorwiderstand wurde stellenweise größer als die Zwischenkreisspannung, was nicht möglich ist. Die Gründe für diese Abweichungen sind darauf zurückzuführen das sich dieses Motormodell nicht für diese Art von Regelung eignet. Diesbezüglich wurde die Firma Lucas-Nülle informiert um gemeinsam eine Lösung für dieses Problem zu erarbeiten.

An dieser Stelle wurde die Implementierung mit der Drehmomentregelung fortgesetzt. Die Drehmomentregelung (Abbildung28) besteht aus einer Drehmomentberechnung, einer Drehmomentanforderung und einem Signal welches die Nullspannungszeiger einschaltet sobald das Drehmoment das Toleranzband überschreitet. Zur Momentberechnung wurde folgende Gleichung verwendet.

$$M = \frac{3}{2}(\Psi_{\mu\alpha}I_{s\beta} - \Psi_{\mu\beta}I_{s\alpha}) \quad (9.4)[3]$$

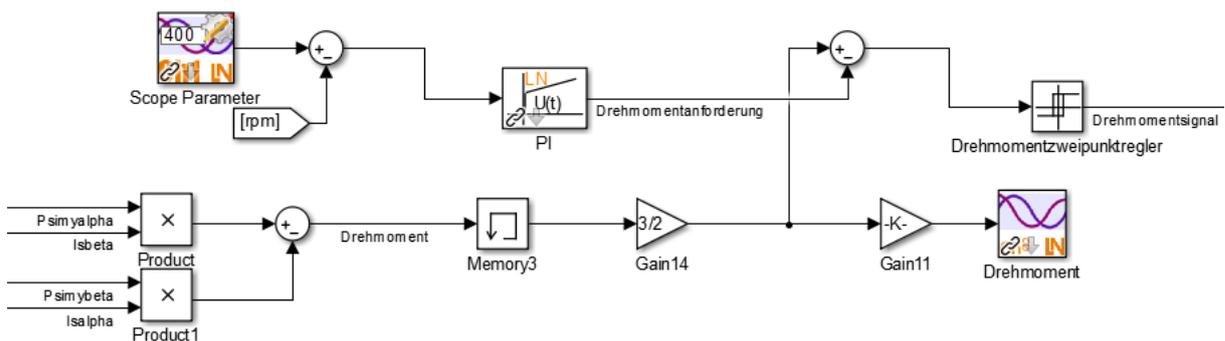


Abbildung 28 Drehmomentsignalgebung

Zur Drehzahlregelung wurde ein PI-Regler mit Sättigungsfunktion verwendet (Anti-Windup). Der Regler ist für diese Regelung geeignet da er zum einen eine ausreichende Regelgeschwindigkeit besitzt und zum anderen die Regelabweichung im Vergleich zu einem P-Regler gering ist bzw. im Idealfall nicht vorhanden. Die Sättigungsfunktion wird notwendig sobald eine dauerhafte Drehzahlanforderung entsteht, die die Regelung nicht erfüllen kann. Das ist zum Beispiel der Fall sobald eine Drehzahl oberhalb der maximalen Drehzahl gefordert wird. Der Regler würde dann die Regelabweichung dauerhaft auf integrieren. Das würde dazu führen das die Drehzahl sich nicht mehr regeln lässt.

Das Drehmomentsignal führt weiter zur Nullartauswahl (Abbildung 29) welche, bei Bedarf, alle Stränge auf die gleiche Schaltstellung setzt, also eine Nullspannung erzeugt. Dabei sollte natürlich die geringstmögliche Anzahl an Schaltwechseln entstehen. Das wurde gelöst, indem die Schaltungszustände der Stränge miteinander addiert werden. Ist der Wert positiv werden alle Spannungen auf  $+U_{zw}/2$  geschaltet, bei einem negativen Wert auf  $-U_{zw}/2$ . Das Drehmomentsignal wird hierzu mit 5 bzw. -5 multipliziert und auf die Schaltungszustände addiert um diesem Vorgang in einem *Scope* sichtbar zu machen.

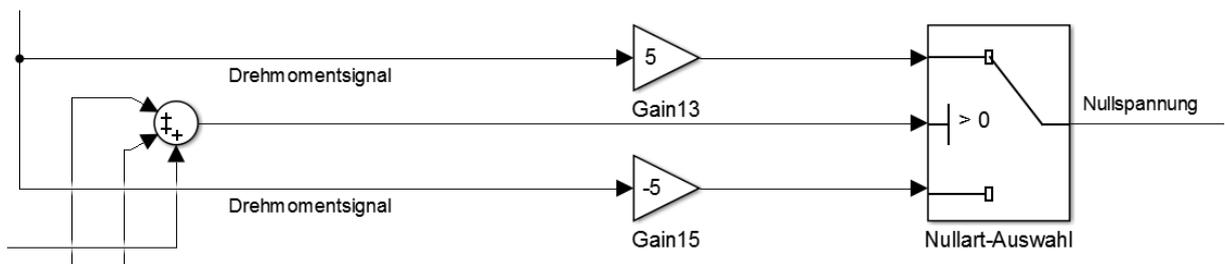


Abbildung 29 Nullartauswahl

## 9.2 Arbeiten am Motormodell

Um die Simulation zu ermöglichen wurde das Motormodell bearbeitet. Zu diesem Zweck wurde Kontakt mit der Firma Lucas-Nülle aufgenommen, um Fehlerquellen und Lösungsansätze in Erfahrung zu bringen.

Als Fehlerquellen werden Totzeiten des Systems vermutet, wodurch Fehler bei den Berechnungen der Ströme entstehen können. Um das als Fehlerquelle auszuschalten wurden innerhalb des Motormodells die Integrationsmethoden von *Forward Euler* auf *Backward Euler* gestellt. Dadurch entfallen zwei *Unit Delays* die als Totzeitglieder betrachtet werden können. Als nächster Schritt wurde das Motormodell aus der Control Routine extrahiert und die Abtastrate des Motormodells verglichen mit der Regelung extrem erhöht, um die verbleibenden Totzeiten für die Regelung weniger schadhaft zu machen. Abgesehen davon das diese Maßnahme die Regelung für die Verwendung auf einem DSP unbrauchbar gemacht hätte, war sie auch mit keinerlei Verbesserung des Verhaltens verbunden.

Des Weiteren wird als Fehlerquelle die Ansteuerung mit Blocksignalen vermutet, die sich negativ auf die Berechnung der Differentialgleichungen im Motormodell auswirken können. Als Lösungsansatz dient hierbei eine „Dirty PT2-Filterung“. Diese Filterung soll Störfrequenzen aus den Signalen innerhalb des Modells glätten [15]. Dieses Vorgehen verhilft aber auch nicht zu einer funktionierenden Simulation.

Ein weiterer Lösungsansatz ist die Reihenfolge der Integrationen anhand der Priorität zu ändern. Daraus könnten sich Vorteile bei der Signalverarbeitung ergeben. Jedoch zeigte dieses Vorgehen auch keinerlei positive Wirkung.

Die genannten Methoden in verschiedenen Kombinationen miteinander durchgeführt, um möglichst auch alle unvorhersehbaren Faktoren, die entstehen können, auszuschließen.

Trotz diesen Maßnahmen in das Motormodell bis zum heutigen Tage für diese Art der Regelung untauglich.

## 10 Verifikation

Nach dem der theoretische Teil der Implementierung abgeschlossen war, wurde die Regelung an der laufenden Maschine auf ihre Funktion geprüft. Mithilfe eines Oszilloskops wurde die Funktion der Regelung geprüft und Nachgewiesen.

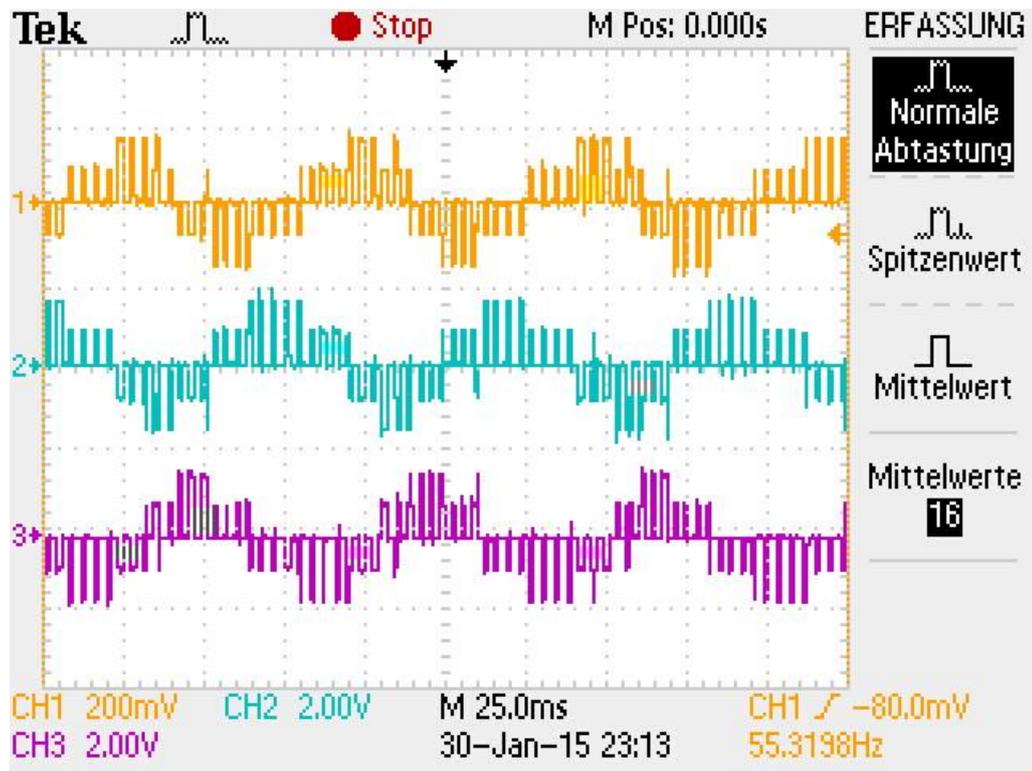


Abbildung 30 Phasenspannungen bei  $n = 400 \text{ min}^{-1}$

Abbildung 30 zeigt die drei Phasenspannungen die durch den Regelkreis im Wechselrichter erzeugt werden. Gemessen wurde jeweils über eine Spule des Motors zum Sternpunkt. In regelmäßigen Abständen sind die Nullspannungszeiger sichtbar. Sie äußern sich durch gleichzeitiges Absinken aller drei Spannungen auf den Wert null. Unter anderem ist auch erkennbar, dass die Periodendauer der einzelnen Spannungen nicht konstant ist und leicht variiert. Diese Variation macht sich in einer Drehzahlschwankung von  $20 \text{ min}^{-1}$  bemerkbar. Die Gründe sind zum einen die niedrige Abtastrate (max. 16 kHz) sowie auch die Art der Regelung an sich, da die Nullzustände der Spannungen nicht homogen verteilt sind, sondern einzeln berechnet und zwischengeschaltet werden.

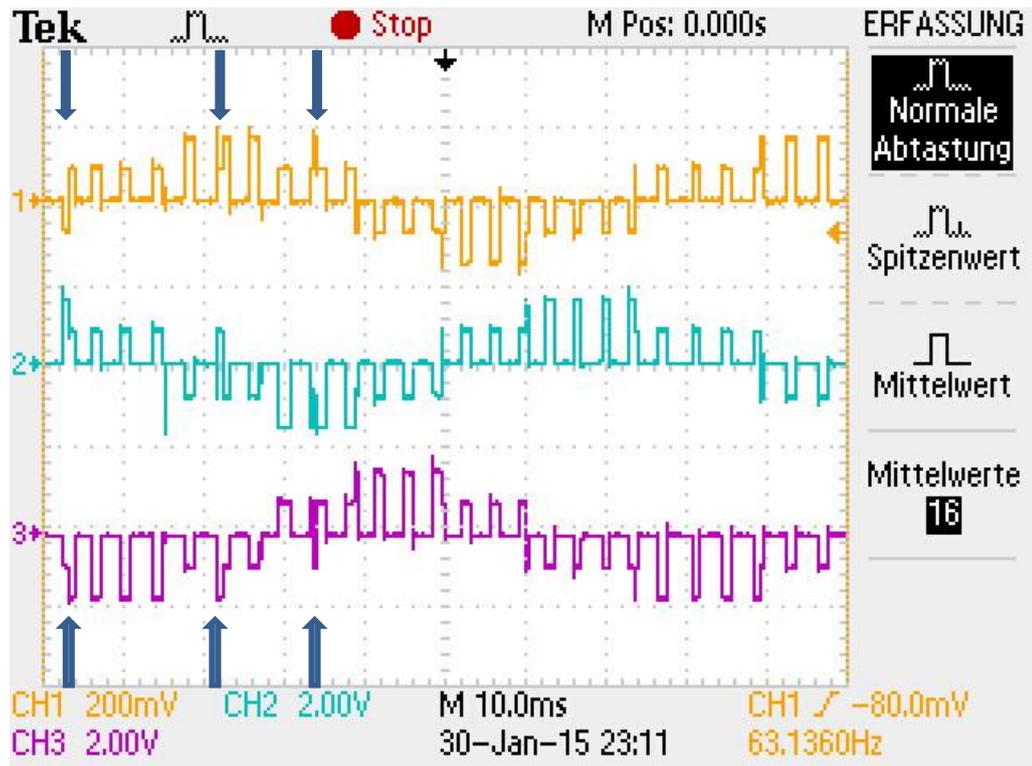


Abbildung 31 Phasenspannungen bei  $n = 400 \text{ min}^{-1}$

Die implementierte Flussauffrischung arbeitet wie im Theorieteil beschrieben, mit vorhergehenden Spannungszeigern. Diese Zeiger sind in Abbildung 31 mit Pfeilen markiert. Das Entstehen dieser Flussanforderung ist je nach Hysteresebandbreite auf eine Umdrehung betrachtet nicht symmetrisch und ist daher unregelmäßig. Des Weiteren spielt die Abtastrate auch hier eine Rolle da die Flussabweichung nur mit dieser Rate detektiert werden kann. Die auffrischenden Zeiger sind auf längere Laufzeit betrachtet auch in Abbildung 30 erkennbar.

Als Gegenbeispiel sind in Abbildung 32 die Phasenspannungen bei Höchstdrehzahl dargestellt. Man sieht hier, dass keinerlei Nullspannungen mehr zwischengeschaltet werden, da eine dauerhafte Drehmomentanforderung durch die verlangte Drehzahl entsteht. Darüber hinaus werden auch keine flussauffrischenden Zeiger mehr zwischengeschaltet, da der Spannungsabfall bei dieser Drehzahl sehr gering ist. Die Periodendauer der Spannungen ist auch in diesem Betriebsfall nicht exakt konstant, was sich zum einen in einer Drehzahlschwankung (etwa  $20 \text{ min}^{-1}$ ), sowie in einer leichten Geräusentwicklung bemerkbar macht. Die Geräusche sind darauf zurückzuführen, dass an den Punkten an denen die Flusselbststeuerung weiterschalten sollte, der Spannungszeiger für etwa eine Abtastung beibehalten wird. Diese Verzögerung bewirkt zum Einen, dass sich die Flusschwelle nach außen verschiebt und zum Anderen dass der Rotorfluss den Statorfluss „überholt“ und dadurch das Drehmoment kurzzeitig negativ wird. Dieser Vorgang ist ähnlich dem Regelvorgang der Bahnlängenänderung. An dieser Stelle ist dieser Effekt jedoch unerwünscht. Ein weiterer Grund für Drehzahlchwankungen ist bei dieser Drehzahl auch die Führung des Flusses auf dem beschriebenen Sechseck, da der Flussbetrag dadurch nicht konstant ist.

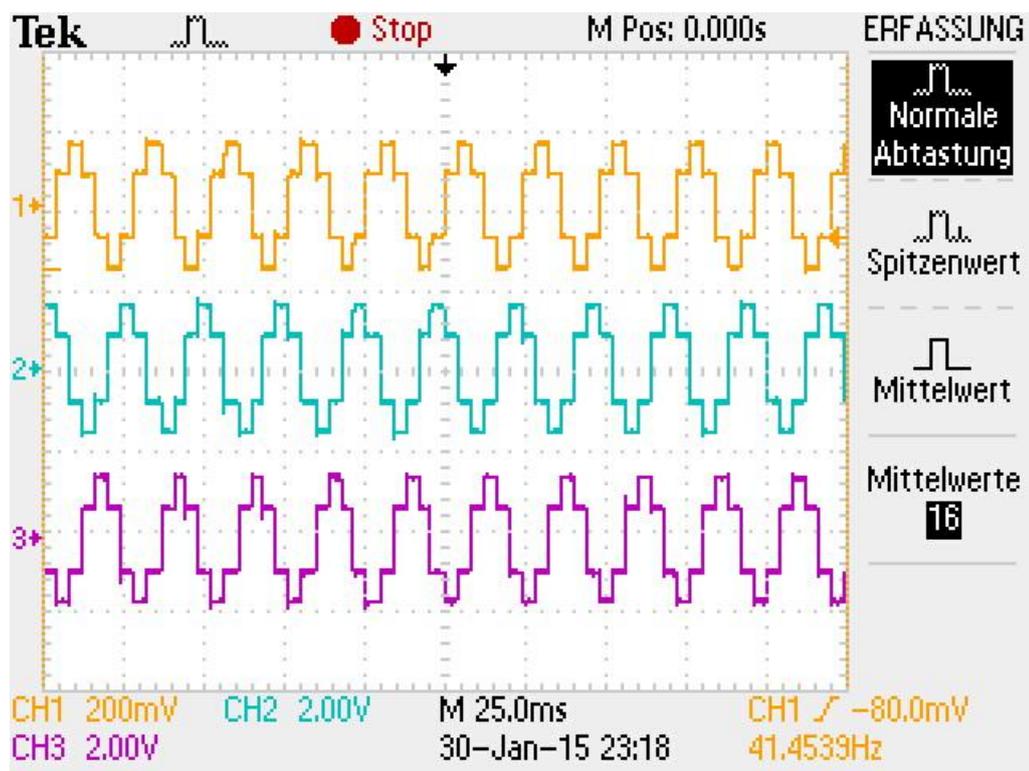


Abbildung 32 Phasenspannungen bei  $n_{max} = 1300 \text{ min}^{-1}$

Die Ströme wurden mithilfe einer Strommesszange erfasst. In Abbildung 33 ist der Strom eines Außenleiters bei Höchstdrehzahl dargestellt. Deutlich sichtbar sind die einzelnen Schaltvorgänge anhand der Spitzen des Stroms. Innerhalb einer Periode gibt es insgesamt sechs solcher Spitzen, was der geringsten Anzahl an Schaltwechsel für eine Umdrehung entspricht. Nach einem Schaltwechsel fällt der Strom geringfügig ab, da für diesen Moment die Reaktanz der Hauptinduktivität sehr groß ist, danach wird diese wieder schwächer und der Stromfluss steigt wieder an.



Abbildung 33 Strom bei  $n_{max} = 1300 \text{ min}^{-1}$

In Abbildung 34 ist der Strom einer Phase bei  $n=400 \text{ min}^{-1}$  dargestellt. Man erkennt hier an welchen Stellen Nullspannungen zwischengeschaltet werden. Die ursprünglichen Schaltwechsel sind nur noch schemenhaft erkennbar. Die Vorgänge sind hier schwer definierbar da nicht ersichtlich ist an welcher Stelle Nullspannungen oder flussauffrischende Zeiger zwischengeschaltet sind. Zusätzlich spielt bei dieser Drehzahl der Spannungsabfall am Statorwiderstand eine große Rolle.

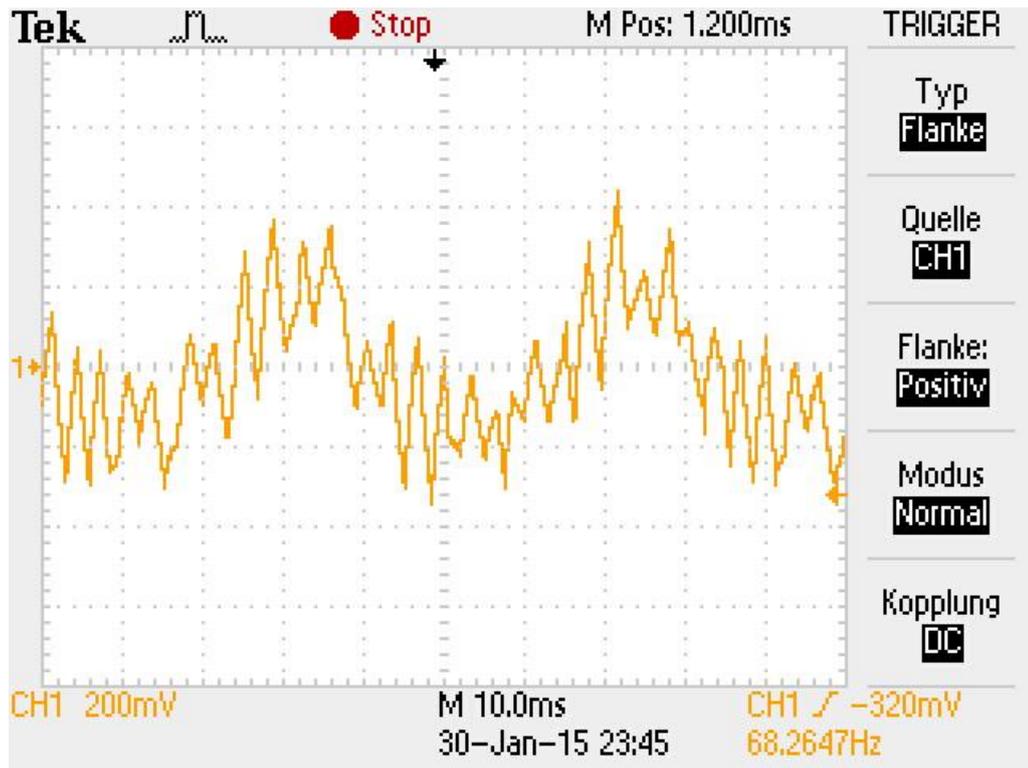


Abbildung 34 Strom bei  $n = 400 \text{ min}^{-1}$

## 11 Vergleich DSR und FOC

### 11.1 Messung der Leistungsaufnahme

Gemessen wurde die Leistung der Regelung unter bestimmten Lasten. Diese Messung wurde mit einer Feldorientierten Regelung verglichen um festzustellen inwiefern sich die Verlustleistung der Transistoren auf den Energieverbrauch auswirkt.

Gemessen wird anhand der Aron-Schaltung und drei Leistungsmessgeräten. Zwei der Messgeräte wurden verwendet um die Wirkleistung des Motors zu messen und das dritte zur Messung der Wirkleistung des Umrichters. Die Leistung der Messgeräte am Motor ist bereits rechnerisch zusammengefasst.

**Tabelle 2** Leistungsmessung Leerlauf

Leerlauf				
	DSR		FOC	
n in min <sup>-1</sup>	$P_{\text{Motor}}$ in W	$P_{\text{Umrichter}}$ in W	$P_{\text{Motor}}$ in W	$P_{\text{Umrichter}}$ in W
400	28,6	11,1	29,2	11,3
600	36	11,1	37,6	11,3
800	44	11,2	43,2	11,3
1000	50,5	11,2	45,5	11,3
1200	53,5	11,2	53,8	11,3

**Tabelle 3** Leistungsmessung  $M = 0,5 \text{ Nm}$

0,5Nm				
	DSR		FOC	
n in min <sup>-1</sup>	$P_{\text{Motor}}$ in W	$P_{\text{Umrichter}}$ in W	$P_{\text{Motor}}$ in W	$P_{\text{Umrichter}}$ in W
400	66	11,2	41,5	11,3
600	85	11,2	56,3	11,3
800	103	11,2	63,6	11,3
1000	121	11,2	-	-
1200	125	11,2	-	-

**Tabelle 4** Leistungsmessung  $M = 1 \text{ Nm}$

1Nm				
	DSR		FOC	
n in min <sup>-1</sup>	$P_{\text{Motor}}$ in W	$P_{\text{Umrichter}}$ in W	$P_{\text{Motor}}$ in W	$P_{\text{Umrichter}}$ in W
400	139	11,2	93,8	11,3
600	163	11,2	123,4	11,3
800	191	11,2	-	-
1000	204	11,2	-	-
1200	-	-	-	-

Den Tabellen ist zu entnehmen, dass die FOC im gezeigten Fall, deutlich weniger Leistung benötigt als die DSR. Die Energieersparnis beim Umrichter ist verglichen mit der Gesamtleistung verschwindend gering. Die größere Leistungsaufnahme bei der DSR hat verschiedene Gründe. Unter anderem ist die DSR in diesem Betrieb im Feldschwäche Bereich, da der Statorfluss auf etwa die Hälfte reduziert wurde. Daraus resultiert von vorn herein ein schlechterer Wirkungsgrad. Zusätzlich ist die Regelung nicht komplett optimiert worden da eine funktionierende Simulation dafür notwendig wäre.

## 11.2 Messung der Drehzahlvarianz

Wie in den anderen Abschnitten erwähnt hat die DSR eine relativ hohe Drehzahlvarianz im Vergleich zu anderen Regelverfahren. Zu diesem Zweck wird die Leerlaufdrehzahl aufgenommen und über einen begrenzten Zeitraum dargestellt (Abbildung 35). Die maximale Drehzahlvarianz ist an diesem Punkt  $\Delta n = 16 \text{ min}^{-1}$ .

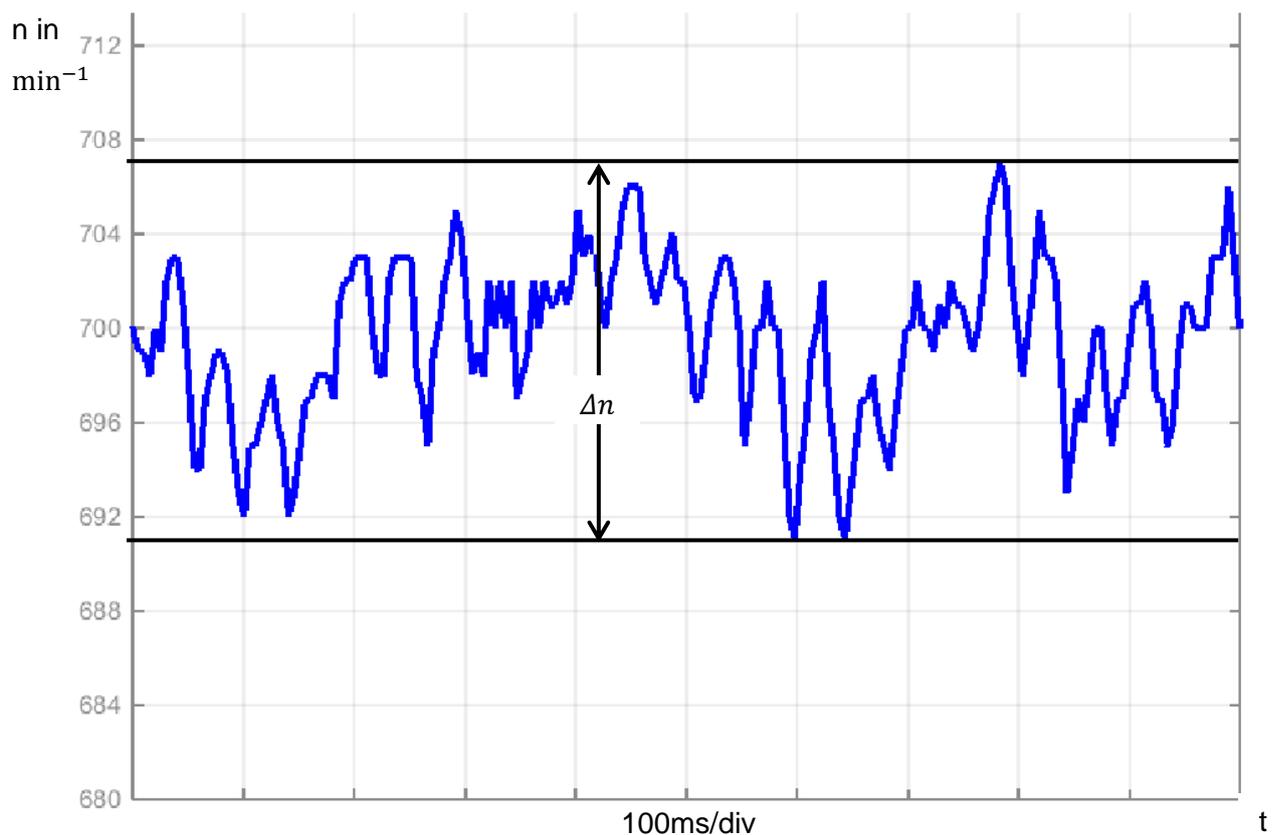


Abbildung 35 Drehzahlvarianz DSR

Um dieses Ergebnis vergleichen zu können wird dieselbe Messung mit der FOC vollzogen (Abbildung 36). Bei der FOC liegt die maximale Drehzahlschwungung bei  $\Delta n = 5 \text{ min}^{-1}$ . Somit ist, wie erwartet, die Schwingung bei der DSR deutlich größer. Wenn man bedenkt, dass der Flussbetrag durch die Degenerierung auf eine Sechseckbahnkurve schon um  $+9,7\% / -5\%$  um seinen Mittelwert schwankt [1] ist das aber durchaus akzeptabel.

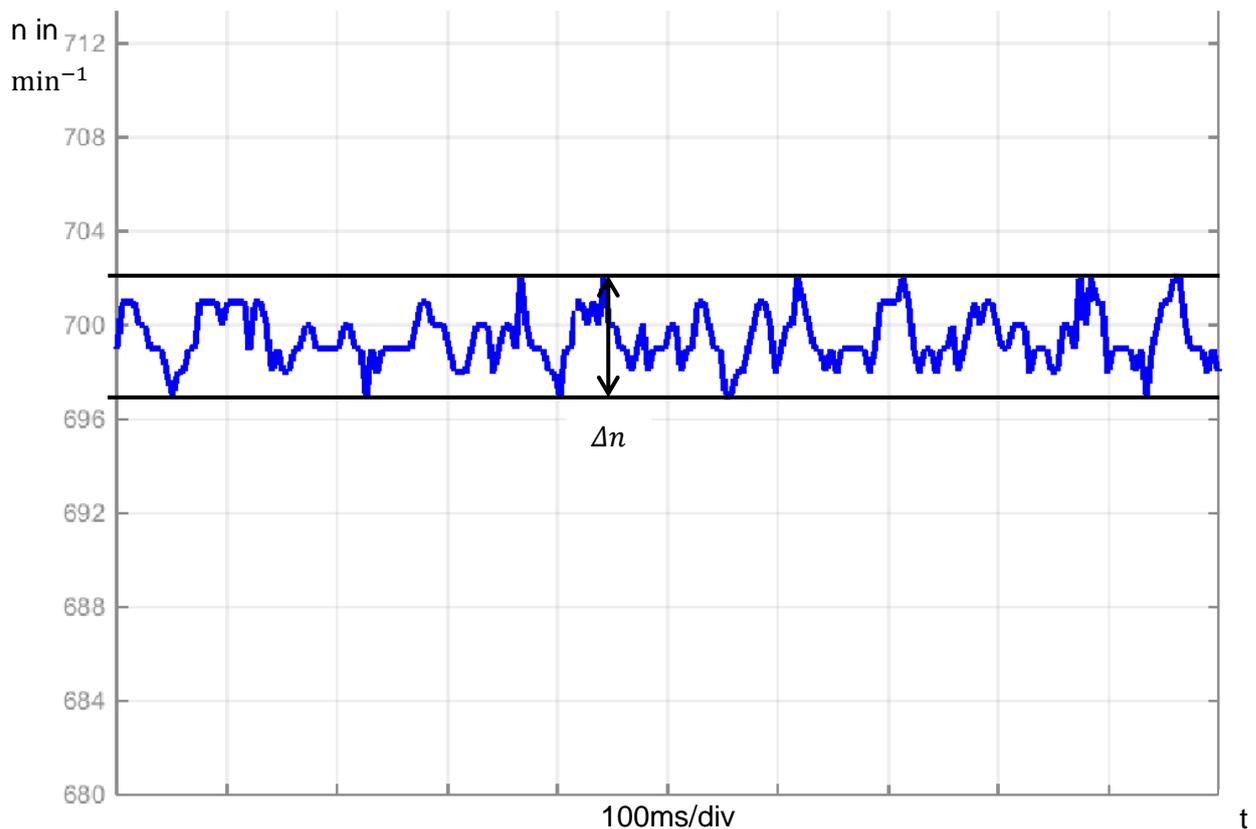


Abbildung 36 Drehzahlschwungung FOC

### 11.3 Messung der Regeldynamik

Zur Messung der Regeldynamik wird die Regelung auf eine Drehzahl von  $n = 700 \text{ min}^{-1}$  hochgefahren und dann wird mit der Software Active Servo ein Drehmomentsprung von  $M = 0,5 \text{ Nm}$  auf die variable Lastmaschine gegeben.

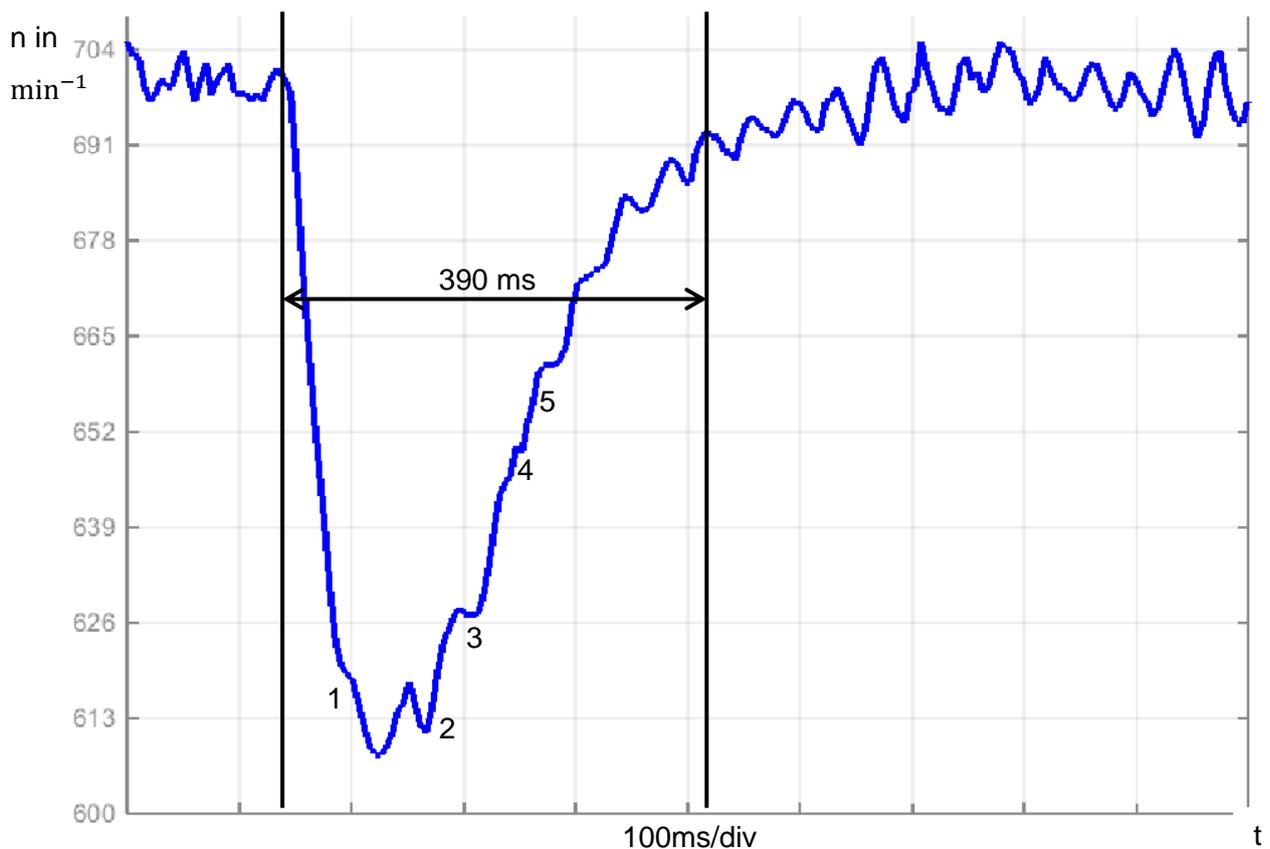


Abbildung 37 Drehmomentsprung DSR

Abbildung 37 zeigt die Nachregelzeit nach einem Drehmomentsprung. Es ist ersichtlich, dass die Regler-Verstärkung  $K_p$  und der I-Anteil des Reglers deutlich zu niedrig gewählt wurden. An Punkt 1 entsteht eine Drehmomentanforderung innerhalb der Regelung welche jedoch durch das entstehende Drehmoment direkt verschwindet. Hätte der Regler nur einen P-Anteil würde die Drehzahl auf dieser Höhe bleiben. Durch die dauerhafte Differenzdrehzahl bewirkt der I- Anteil ab Punkt 2 eine Steigung welche jedoch ebenso wieder durch das entstehende Drehmoment kurzzeitig wieder verschwindet (Stellen 3,4,5). Die Herausforderung bei einem Reglerentwurf ist natürlich die Regelung zwar schnellstmöglich zu machen aber dabei noch stabil zu halten. Ohne eine Simulation ist ein solcher Reglerentwurf natürlich auch möglich aber vergleichsweise riskant, da im Fehlerfall die Regelung instabil werden könnte.

In Abbildung 38 sieht man die Nachregelzeit der FOC. Die Nachregelzeit ist entsprechend geringer. Auch dort sind die Regelvorgänge erkennbar. Der dort verwendete Regler hat einen sehr großen I-Anteil. Das ist an dem leichten überschwingen erkennbar (Stellen 1 und 2).

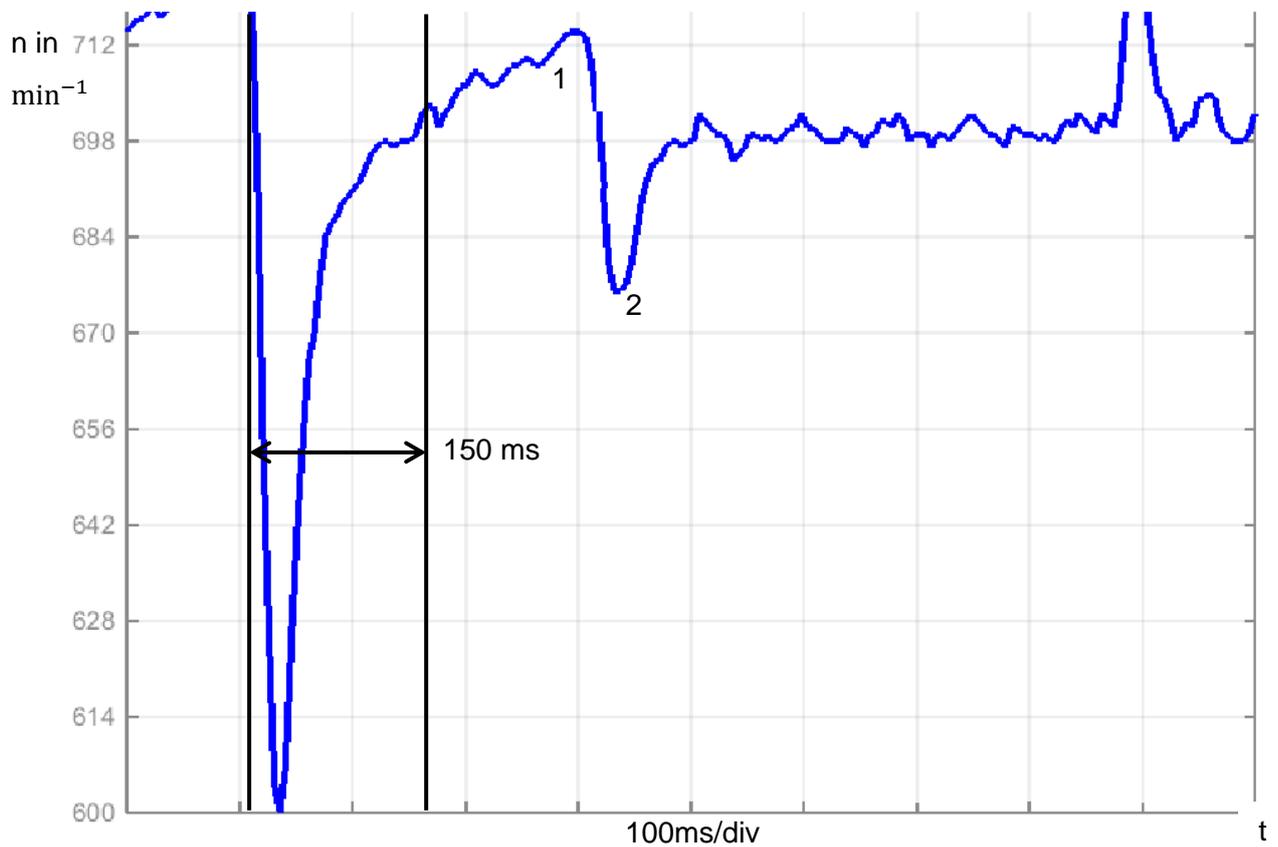


Abbildung 38 Drehmomentsprung FOC

## 12 Fazit

Das Ziel dieser Arbeit war es eine Direkte Selbstregelung zu Implementieren und diese mit anderen Regelverfahren zu vergleichen. Diesbezüglich wurden die Regelverfahren theoretisch erläutert und gegenüber gestellt. Darauf aufbauend wurde eine DSR implementiert. Die Implementierung wurde durch ein fehlerhaftes Motormodell erschwert und konnte nicht simuliert werden. Aus diesem Grund gingen die Vorteile des modellbasierten Verfahrens verloren. Eine Instantsetzung des Motormodells ist fehlgeschlagen. Deshalb ist die implementierte Regelung nicht komplett optimiert worden. Die Funktion der Regelung ist dennoch gegeben und wurde nachgewiesen. Die Vergleiche zur FOC wurden mit einer Messung der Drehzahlvarianz, der Regeldynamik und der Energieeffizienz durchgeführt und analysiert. Die Ergebnisse dieser Messungen ergeben, dass die Regelung in diesem Zustand weder dynamischer noch energieeffizienter ist als die FOC. Diese Ergebnisse sind zwar nicht zu erwarten, jedoch anschließend durch mangelnde Optimierung und Feldschwächebetrieb begründet worden. Die Drehzahlvarianz ist allerdings, wie erwartet, größer als bei der FOC.

### **13 Ausblick**

Mit dieser Arbeit wurde der Grundstein für eine solide Regelung für Asynchronmaschinen gelegt. Zwar sind die Ergebnisse nicht besser ausgefallen als bei anderen Regelverfahren, aber die Möglichkeit zur Optimierung der Regelung ist gegeben. Zu diesem Anlass würde es sich empfehlen in einem weiteren Projekt ein Motormodell zu erstellen, welches den Anforderungen gerecht würde. Des Weiteren sollte über eine Lösung zur Steigerung der Abtastrate nachgedacht werden um die Regelung lafruhiger zu machen. Eine Möglichkeit für ein Folgeprojekt ist die Regelung zu erweitern indem die Bahnlängenänderung bzw. die indirekte Statorgrößenregelung implementiert wird. Möglicherweise wären auch leichte Abwandlungen des Regelverfahrens sinnvoll indem man je nach Anforderung eine PWM-Spannung erzeugt um den Zeitbereich einer Abtastung zu überbrücken. Mit einer Kombination mehrerer Regelverfahren könnte man die Laufruhe der FOC mit der Dynamik der DSR verbinden.

## IV. Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1 Versuchsaufbau .....	8
Abbildung 2 Asynchronmaschine [2] .....	10
Abbildung 3 Drehmomentkennlinie ASM [12] .....	11
Abbildung 4 $\Gamma$ -Ersatzschaltbild [12] .....	12
Abbildung 5 ASM in Raumzeigerdarstellung .....	13
Abbildung 6 Erwartete Ausrichtung der Raumzeiger [13] .....	14
Abbildung 7 Flussverkettung .....	15
Abbildung 8 Verketteter Maschinenfluss [12] .....	16
Abbildung 9 Sechspuls-Frequenzumrichter [15] .....	18
Abbildung 10 Spannungszeiger eines Wechselrichters [1] .....	19
Abbildung 11 Sechseckbahnkurve [1] .....	21
Abbildung 12 Drehmomentverläufe bei 50% der Nenndrehzahl [3] .....	22
Abbildung 13 Grundregelstruktur [1] .....	23
Abbildung 14 Bahnkurve mit a Stator Koordinatensystemen .....	24
Abbildung 15 Signalflussplan der DSR [4] .....	25
Abbildung 16 Vergleich: Ohne und mit Flussauffrischung .....	27
Abbildung 17 Bahnlängenänderung [1] .....	28
Abbildung 18 Hysterese Regelung DTC [1] .....	30
Abbildung 19 Drehmoment pro Polradwinkel [11] .....	31
Abbildung 20 Rotorfestes Koordinatensystem [11] .....	32
Abbildung 21 Flusschätzung .....	34
Abbildung 22 Betawerterzeuger und Schaltschwellen .....	35
Abbildung 23 Bahnkurve ohne Flussauffrischung .....	36
Abbildung 24 Flussbetragsberechnung sowie Signalgebung .....	37
Abbildung 25 Verschaltung zur Flussauffrischung .....	37
Abbildung 26 Vorzeichenerkennung .....	38
Abbildung 27 Bahnkurve mit Flussauffrischung .....	38
Abbildung 28 Drehmomentsignalgebung .....	39
Abbildung 29 Nullartauswahl .....	40
Abbildung 30 Phasenspannungen bei $n = 400 \text{ min} - 1$ .....	42
Abbildung 31 Phasenspannungen bei $n = 400 \text{ min} - 1$ .....	43
Abbildung 32 Phasenspannungen bei $n_{max} = 1300 \text{ min} - 1$ .....	44
Abbildung 33 Strom bei $n_{max} = 1300 \text{ min} - 1$ .....	45
Abbildung 34 Strom bei $n = 400 \text{ min} - 1$ .....	46

IV. Abbildungsverzeichnis

---

Abbildung 35 Drehzahlvarianz DSR.....	48
Abbildung 36 Drehzahlschwingung FOC.....	49
Abbildung 37 Drehmomentsprung DSR .....	50
Abbildung 38 Drehmomentsprung FOC .....	51

---

## V. Quellenverzeichnis

- [1] Schröder D.  
*Elektrische Antriebe– Regelung von Antriebssystemen*  
Springer Verlag, Auflage 3
- [2] Schröder D.  
*Elektrische Antriebe- Grundlagen*  
Springer Verlag, Auflage 5
- [3] Baader U.  
*Die Direkte-Selbstregelung*  
Dissertation, Ruhr-Universität Bochum 1987
- [4] Jänecke M.  
*Traktionsantrieb mit DSR*  
Dissertation, Ruhr-Universität Bochum 1992
- [5] Budig P.K.  
*Stromrichter gespeiste Drehstromantriebe*  
VDE-Verlag, Auflage 1
- [6] Jenni F., Wüest D.  
*Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*  
VDF Verlag, Auflage 1995
- [7] Steimel J.  
*Elektrische Triebfahrzeuge und ihre Energieversorgung*  
Oldenbourg Industrieverlag, Auflage 2
- [8] Weitendorf N.  
*Direkte Rotorfluss- und Drehmomentregelung mit adaptiver Schalttabelle für industrielle Asynchronantriebe*  
Dissertation, Berlin 2010
- [9] Mohan N.  
*Advanced Electrical Drives*  
Mnpere Verlag, Ausgabe Jahr 2001

- 
- [10] Christen S., Schweizer M.  
*Simulation von Antriebssystemen mit Asynchronmaschinen*  
Diplomarbeit, FH Aargau 2001
- [11] Dave Wilson  
*Motor Control Compendium*  
Texas Instruments, 2010-2011
- [12] Staudt V.  
*Elektrische Antriebstechnik*  
Vorlesungsskript 2015
- [13] Riaz M.  
*Simulation Of Electric Machine And Drive Systems*  
<http://www.ece.umn.edu/users/riaz/>
- [14] Hofmann, Wilfried  
*Elektrische Maschinen*  
Springer Verlag, Auflage
- [15] Linnertz R.  
*Frequenzgesteuerte Antriebe 300 W*  
Lucas-Nülle
- [16] Weber C.  
*Mechatronische Aktuatoren und Antriebe*  
Vorlesungsskript 2015
- [17] Bergmann A.  
*Aktorik und Leistungselektronik*  
Vorlesungsskript 2015