

Sensorloser Betrieb einer Geschalteten Reluktanzmaschine

Vom Fachbereich Elektrotechnik und Informatik
der Universität Siegen
zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)**

genehmigte Dissertation

von

magister inzynier Joanna Bekiesch

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Günter Schröder
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Robert Mayr
Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Dietmar Ehrhardt

Tag der mündlichen Prüfung: 2. Oktober 2007

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftliche Mitarbeiterin am Institut für Leistungselektronik und elektrische Antriebe der Universität Siegen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Günter Schröder danke ich ganz herzlich für die mir ermöglichte wissenschaftlichen Tätigkeit und stete Hilfsbereitschaft. Seine Unterstützung und seine wertvollen Anregungen haben zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Robert Mayr möchte ich für die Übernahme des Koreferats und für das meiner Arbeit entgegengebrachte Interesse danken.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Dietmar Ehrhardt danke ich für die Übernahme der Leitung des Promotionsverfahrens.

Weiterhin danke ich allen meinen ehemaligen Kolleginnen und Kollegen des Instituts sowie Kollegen aus dem Institut für Werkstoffe der Elektrotechnik und Diagnostik, besonders Herrn Dipl.-Ing. Johannes Menzel. Die stets freundschaftliche Atmosphäre und die Hilfsbereitschaft werden mir immer in angenehmer Erinnerung bleiben. Ich danke herzlich Herrn Dipl.-Ing. Alfred Geilhausen für seine zahlreichen praktischen Tipps und wertvolle fachlichen Diskussionen.

Mein Dank gilt außerdem den Studenten, die mich im Rahmen ihrer Studien- und Diplomarbeiten tatkräftig unterstützt haben.

Meinem Mann danke ich für seine vielfältige Unterstützung und Geduld während der letzten Jahre.

Joanna Bekiesch

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	III
Inhaltsverzeichnis	V
Formelzeichen und Abkürzungen	VII
1 Einleitung	1
1.1 Einführung	1
1.2 Ziel und Inhalt dieser Arbeit	2
1.3 Vergleich mit anderen Bauarten von Maschinen	3
1.4 Einige bisher bekannten Methoden zur sensorlosen Positionsbestimmung ...	5
2 Aufbau und Funktionsprinzip der Geschalteten Reluktanzmaschine ...	9
2.1 Aufbau und Wirkungsweise	9
2.2 Richtige Bestromung der Geschalteten Reluktanzmaschine	15
2.3 Ansteuerung der Geschalteten Reluktanzmaschine	18
2.4 Betriebsgrenze der Geschalteten Reluktanzmaschine	20
2.5 Mathematisches Modell der Geschalteten Reluktanzmaschine	22
2.6 Unterschiedliche Induktivitäten	28
3 Messungen der Maschinenparameter	32
3.1 Messung der inkrementellen Induktivität.....	32
3.2 Messung der Abhängigkeit der Induktivität von der Schalfrequenz der Pulsweitenmodulation (PWM).....	37
3.3 Ermittlung der induzierten Spannung (EMK)	41
3.4 Messung des Drehmomentes	43

4	Stromregelungsverfahren	45
4.1	Häufig angewendete Stromregelungsverfahren	45
4.2	Stromregler mit EMK - Kompensation	50
4.3	Stromregler mit Gain Scheduling	51
5	Neue Verfahren zur sensorlosen Rotorpositionsbestimmung	54
5.1	Verfahren zur Rotorpositionsbestimmung bei kleinen Drehzahlen.....	55
5.1.1	Verfahren ohne gegenseitige Beeinflussung	59
5.1.2	Verfahren zur Minimierung der Geräusentwicklung	73
5.2	Verfahren zur sensorlosen Rotorpositionsbestimmung bei hohen Drehzahlen	81
6	Realisierung und Messergebnisse	94
6.1	Aufbau der Laboranlage.....	94
6.2	Realisierung der Stromregler	98
6.3	Messungen.....	104
6.3.1	Stromregler mit EMK - Kompensation und Gain Scheduling	104
6.3.2	Verfahren zur Rotorpositionsbestimmung bei kleinen Drehzahlen	106
6.3.3	Verfahren zur sensorlosen Rotorpositionsbestimmung bei hohen Drehzahlen.....	116
7	Zusammenfassung	120
8	Abstract	122
9	Literatur	124
10	Anhang	137

Formelzeichen und Abkürzungen

Formelzeichen

A_{fe}	magnetisch effektiver Kernquerschnitt
B	magnetische Flussdichte
e	rotatorisch induzierte Spannung der Phase (EMK)
f_s	Statorgrundfrequenz
H	magnetische Feldstärke
i_{soll}	Sollstrom
i	Phasenstrom
\hat{i}	Spitzenstrom
J	Massenträgheitsmoment
K_I	Reglerverstärkung (I-Anteil)
K_P	Reglerverstärkung (P-Anteil)
L	absolute Induktivität
l_{inkr}	inkrementelle (differenzielle) Induktivität der Phase
l_{fe}	magnetisch effektive Eisenweglänge
m, M	momentanes und mittleres Drehmoment
m_s	Strangzahl (Anzahl der Phasen)
M_L	Lastmoment
M_M	Drehmoment an der Maschinenwelle
N	Windungszahl der Wicklung
N_R	Anzahl der Rotorzähne (Rotorpole)
N_S	Anzahl der Statorzähne (Statorpole)
n	Drehzahl
p	Polpaarzahl pro Strang
R	ohmscher Widerstand (Wicklungswiderstand)
t, T	Zeit, Periodendauer

T_A	Elektrische Zeitkonstante
T_N	Nachstellzeit
T_σ	Summenzeitkonstante
T_{Tpwm}	Totzeit der Pulsweitenmodulation
T_{Tr}	Totzeit der digitalen Regelung
u	Spannung
u_{dc}	Zwischenkreisspannung
W_c	Koenergie
W_{elek}	elektrische Energie
W_{Mag}	magnetische Energie
W_{mech}	mechanische Energie
x_d	Regeldifferenz
y	Reglerausgangsgröße
θ	Rotorposition
θ_{aus}	Ausschaltwinkel
θ_{ein}	Einschaltwinkel
θ_{el}	elektrische Rotorposition
θ_{leit}	Leitwinkel
θ_{mech}	mechanische Rotorposition
$\theta_{i=0}$	Winkel am Ende des Stromflusses
ψ	magnetische Flussverkettung
μ_0	Induktionskonstante ($\mu_0 = 0,4\pi \cdot 10^{-8} H / cm$)
μ_r	wirksame Permeabilität
ω	Winkelgeschwindigkeit
ω_0	Referenz-Winkelgeschwindigkeit

Abkürzungen

EMK	rotatorisch induzierte Spannung der Phase
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
PWM	Pulsweitenmodulation
SRM	Switched Reluctance Machine

1 Einleitung

1.1 Einführung

Die Geschaltete Reluktanzmaschine ist auch bekannt als Switched Reluctance Maschine (abgekürzt SRM). Das Prinzip der Maschine ist, dass sich ein Eisenstück im Magnetfeld immer so ausrichtet, dass die Reluktanz, der Widerstand für den magnetischen Fluss, am geringsten ist. Während des Betriebes wird eine Phasenwicklung von Strom durchflossen. Dadurch dreht sich der Läufer in die Position mit der geringsten Reluktanz. Daraufhin wird der Strom zur nächsten Phase geschaltet und der Läufer dreht sich weiter.

Die ersten Motoren, die genau nach dem Prinzip arbeiten, wurden 1839 durch Taylor patentiert (siehe Abbildung 1.1). Anwendung gefunden haben sie 1842 in Lokomotiven (siehe Abbildung 1.2).

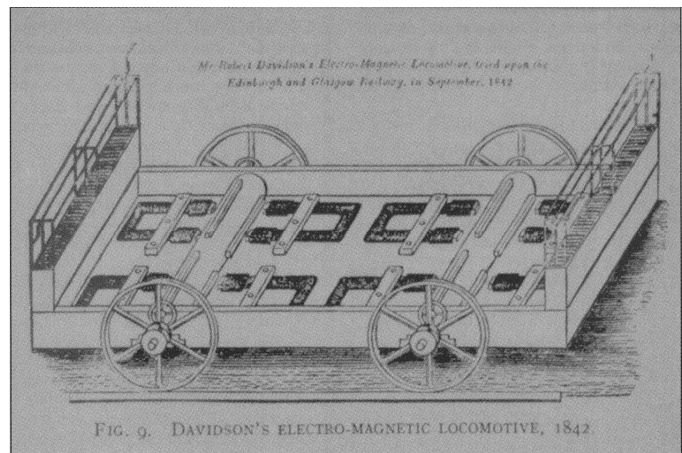
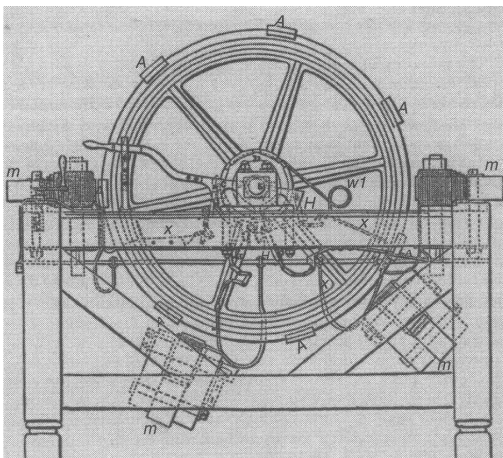


Abbildung 1.1: Motor von Taylor [1] Abbildung 1.2: Erste Anwendung der SRM [2]

Da eine genaue Rotorpositionsbestimmung für einen guten Rundlauf und optimales Drehmoment erforderlich ist und die richtige Kommutierung der Spulen in dieser Zeit technisch nicht realisierbar war, haben die Geschalteten Reluktanzmaschinen fast über ein Jahrhundert keine praktischen Anwendungen gefunden.

Erst Ende der sechziger bzw. Anfang der siebziger Jahre des vergangenen Jahrhunderts wurde dieses Thema wieder aufgegriffen.

Dazu hat die Entwicklung der Leistungshalbleiter beigetragen. Diese Entwicklungsphase begann mit zwei Patenten von Bedford [3,4].

Ab den achtziger Jahren stieg die Anzahl der Veröffentlichungen und Patente stark an, einer der Autoren dieser Arbeiten ist Lawrenson [5]. Ab dieser Zeit begann eine schnelle Entwicklung der Geschalteten Reluktanzantriebe. Heute konzentrieren die Forschungen sich auf die Verbesserungen der existierenden oder Neuentwicklungen der Regelungs- und Steuerungsverfahren. Besondere Schwerpunkte bei den Forschungsthemen sind die Nachteile, die bisher die Durchsetzung der Maschine in der Antriebstechnik verhindern. Solche Forschungsthemen sind z.B: Drehmomentregelung [6], Reduzierung der Geräusche [7] und die Rotorpositionsbestimmung [8].

Außerdem beschäftigen sich viele Forschungen mit dem Ziel der Verwendung der Geschalteten Motoren bei Kraftfahrzeugen [22].

1.2 Ziel und Inhalt dieser Arbeit

Bei der Geschaltete Reluktanzmaschine ergeben sich infolge der einfachen Fertigung im Gegensatz zu vielen anderen Maschinen niedrigere Herstellungskosten. Wegen der einfachen Bauweise ergibt sich eine höhere Lebensdauer. Trotzdem haben diese Maschinentypen bisher noch kaum Anwendung gefunden. Eine der Ursachen dafür ist, dass für ihre optimale Steuerung die Rotorlage bekannt sein muss. Diese Positionsinformation lässt sich über Sensoren (Winkelgeber) wie z.B. Absolutgeber, Resolver oder Hallsensoren ermitteln. Die Winkelgeber können die Zuverlässigkeit negativ beeinflussen und vergrößern die Bauform der Maschine, was sich besonders bei kleinen Antrieben sehr nachteilig auswirkt. Der Verzicht auf diese Sensoren erhöht die Robustheit der Maschine und senkt die Kosten. Diese Vorteile haben dazu beigetragen, dass diese Forschungsarbeit sich mit dem Gebiet der sensorlosen Positionsbestimmung befasst.

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung von Methoden zur Bestimmung der Rotorposition der Geschalteten Reluktanzmaschine, die auf Winkelsensoren bei der Regelung verzichten. Damit soll stabiler sensorloser Betrieb der Geschalteten Reluktanzmaschine im Motor- sowie Generatorbetrieb von Stillstand bis zu hohen Drehzahlen gewährleistet werden.

Nach der Einführung werden zunächst zum Verständnis des Funktionsprinzips der Geschalteten Reluktanzmaschine die Grundlagen erläutert.

Es wird auf den Aufbau der Maschine und ihre mathematische Beschreibung eingegangen. Nachfolgend werden die Messmethoden vorgestellt, mit denen sich die Parameter der Maschine bestimmen lassen. Diese Messungen werden in der Arbeit berücksichtigt, weil sie die Grundlagen des neu entwickelten Konzepts für die Verbesserung der Stromregler und für die Methode zur Bestimmung der Rotorposition sind. Weiterhin befasst sich die Arbeit mit dem stabilen sensorlosen Betrieb der Maschine. Es werden zwei neu entwickelte Methoden für den sensorlosen Betrieb der Maschine vorgestellt.

Abschließend werden die Messergebnisse zur Verdeutlichung der vorangegangenen Ausführungen dargestellt. Für die praktischen Versuche wird eine vierphasige Geschaltete Reluktanzmaschine eingesetzt. Die Beschreibung des Laboraufbaues erfolgt in Abschnitt 6.1.

1.3 Vergleich mit anderen Bauarten von Maschinen

Die Eigenschaften der Geschalteten Reluktanzmaschine machen diese Maschine zu einer interessanten Alternative zur Asynchronmaschine und in manchen Anwendungen sogar zur permanentenerregten Synchronmaschine.

Die Maschine ist attraktiv wegen ihres einfachen Aufbaus, da sowohl der Rotor als auch der Ständer nur aus einem Blechpaket bestehen, die Wicklungen lassen sich sehr einfach herstellen und auf die Ständerpole aufbringen. Infolge des einfachen Aufbaus, im Gegensatz zur Induktionsmaschine und permanentenerregten Synchronmaschine, ergeben sich niedrigere Fertigungskosten und eine höhere Lebensdauer.

Zu den nächsten wichtigen Vorteilen der Geschalteten Reluktanzmaschine gehört auch das Fehlen von Magneten. Damit spart man Herstellungskosten ein und muss keine zusätzlichen Schutzmaßnahmen verwenden, die vor Entmagnetisierung, Korrosion oder hohen Temperatur der Magnete schützen.

Dadurch ist die Maschine geeignet zum Betrieb bei hohen Drehzahlen, wie z. B. für Textilmaschinen [9] (60000 min^{-1} - 120000 min^{-1}) und in Flugzeugen als Motor bzw. Generator [10,11] (25000 min^{-1}). Das ist ein bedeutender Vorteil der Geschalteten Reluktanzmaschine gegenüber der permanenterregten Synchronmaschine.

Auch ist das Fehlen von Schleifringen bzw. eines Kommutators ein bedeutender Vorteil gegenüber der Gleichstrommaschine.

Ein weiteres Merkmal des Motors ist, dass geringe Stromwärmeverluste im Rotor entstehen. Da der Läufer nur aus Eisen besteht und Wärme hauptsächlich in den Motorwicklungen im Ständer entsteht, ist der Motor leicht zu kühlen und geeignet für den Betrieb bei hohen Temperaturen. Es ergibt sich gegenüber der Asynchronmaschine eine deutliche geringere Erwärmung des Rotors. Dadurch bietet die Geschaltete Reluktanzmaschine ein erheblich höheres Spitzendrehmoment und Dauermoment als die gleich große Induktionsmaschine [13].

Ein wichtiger Vorteil der Geschalteten Reluktanzmaschine ist ein höherer Wirkungsgrad, dessen Werte über einen weiten Arbeitsbereich bei über 85% liegen und größer sind als bei der Induktionsmaschine (etwa 2 Prozentpunkte) [12,60]. Allerdings besteht dieser Vorteil gegenüber der permanenterregten Synchronmaschine nicht. Infolge höherer Stromwärmeverluste, welche sich durch die höhere Stromdichte in der Wicklung der Geschalteten Reluktanzmaschine ergeben, ist der Wirkungsgrad niedriger. Sein Wert liegt wenige Prozentpunkte unter den Wirkungsgrad der Permanenterregten Synchronmaschine [14].

Ein zusätzlicher Vorteil ist das geringere Trägheitsmoment des Rotors. Wegen der kleinen Masse des Läufers (keine Wicklungen, ausgeprägte Pole) besitzt die Geschaltete Reluktanzmaschine das bessere dynamische Verhalten gegenüber der Induktionsmaschine und der permanenterregten Synchronmaschine. Das Trägheitsmoment ist um 20% - 30% kleiner als bei der Induktionsmaschine [13,62] und etwa 5% kleiner als bei der permanenterregte Synchronmaschinen [14].

Die Geschaltete Reluktanzmaschine hat neben Vorteilen auch Nachteile.

Zu den wesentlichen Nachteilen des Motors gehören die starken Momentenschwankungen, die Geräusche und die Tatsache, dass die Positionsinformation für die Steuerung der Maschine notwendig ist. Um diese Nachteile zu beseitigen, wurden und werden derzeit Forschungen durchgeführt, die zeigen sollen, dass mit der Verwendung entsprechender Algorithmen die Nachteile reduziert oder in machen Fällen sogar eliminiert werden können.

1.4 Einige bisher bekannten Methoden zur sensorlosen Positionsbestimmung

Die meisten verwendeten Methoden zur Bestimmung der Rotorposition der Geschalteten Reluktanzmaschine basieren auf den magnetischen Eigenschaften der Maschine. Die Einteilung der sensorlosen Methoden erfolgt nach dem Drehzahlbereich und der Auswertung der aktiven bzw. inaktiven Stränge der Maschine (siehe Abbildung 1.3).

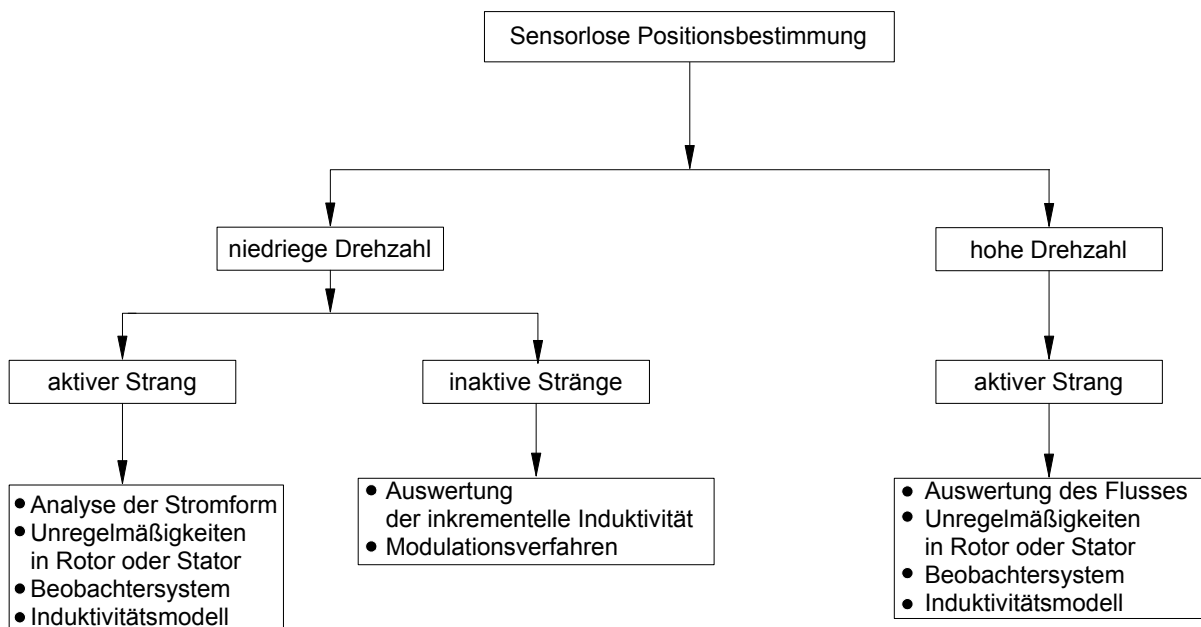


Abbildung 1.3: Einteilung der Verfahrenen zur sensorlosen Rotorposition

Will man den Strom in einer aktiven Phase zur Positionsbestimmung verwenden, so hat man mehrere Möglichkeiten, dies zu tun.

- a) Bei aktiver PWM kann der Zeitverlauf des Stromes analysiert werden. Hieraus lässt sich aus Stromanstiegs- und -abfallzeiten eine Induktivität bestimmen und daraus die Rotorposition, da die Induktivität eine Funktion von Strom und Position ist. Dieses Verfahren eignet sich nur für niedrige und mittlere Drehzahlbereiche, wo die Regelung des Stromes möglich ist. [34,47,48,55].
- b) Eine andere Möglichkeit für die Rotorpositionsbestimmung basiert auf der Analyse der Stromform, die sich aus der Strommessung in einer Freilaufdiode bei konstanter Pulsdauer ergibt. Die Position wird hier ermittelt aus der Änderung der Steigung des Freilaufstromes, die in der ausgerichteten Position des Rotors entsteht. Diese Änderung ergibt sich aus dem Induktivitätsverlauf, der in dieser Position nicht mehr steigt sondern abfällt. Dieses Verfahren ist auf niedrige Drehzahl begrenzt und für den Stillstand nicht geeignet.[31]
- c) Der Fluss kann zur Positionsbestimmung verwendet werden. Der Fluss lässt sich durch Integration der Klemmenspannung ermitteln [32,33,63]. Dieses Verfahren ist für den mittleren bis hohen Drehzahlbereich geeignet. Die Begrenzung auf höhere Bereiche ergibt sich aus der Berechnung des Flusses. Die Ungenauigkeit ist verursacht, durch den Wicklungswiderstand, der stark mit der Temperatur schwankt. Sein Einfluss ist mit niedriger Drehzahl zunehmend, wo die Abweichungen größer werden wegen der langen Integrationsperiode. Als Verbesserung dazu wurde eine Kompensation des Wicklungswiderstandes in der Literatur [35,64] vorgeschlagen.
- d) Es können gezielte Unregelmäßigkeiten in Rotor- und Statorzähne eingebaut werden, die dann eine Veränderung der Induktivität zur Folge haben [36]. Diese Veränderung lässt sich dann wiederum an der Form des Stromes erkennen. Es wird so je elektrische Periode ein Referenzimpuls generiert. Die Nachteile sind, dass infolge dieser Veränderung der Induktivität die Drehmomentwelligkeit verstärkt wird, die Positionsbestimmung im Stillstand ist nicht möglich. Der Vorteil ist, dass die Position einfach ermittelt werden kann.
- e) Ein komplettes Maschinenmodell, inklusive eines Modells der Last, wird im Mikroprozessor durchgerechnet. Als Eingangsgrößen für dieses Modell dienen die an der realen Maschine gemessenen Klemmengrößen.

Sorgt man dafür, dass Maschine und Modell synchron laufen, so entspricht die Rotorposition des Modells der Rotorposition der Maschine [37-39,65]. Die Nachteile dieser Methode sind: Echtzeitimplementierung der komplizierten Algorithmen (hohe Rechengeschwindigkeit erforderlich) und eine große Menge gespeicherter Daten. Die Vorteile sind: hohe Auflösung und Genauigkeit der bestimmten Rotorposition und dieses Verfahren ist für den Stillstand und den ganzen Drehzahlbereich anwendbar.

- f) Eine weitere Möglichkeit für die Rotorpositionsbestimmung basiert auf einem Induktivitätsmodell. Das Modell beschreibt in analytische Form die Induktivität in der Spannungsgleichung. Damit lässt sich durch die Suche der Nullstellen der Spannungsgleichung die gesuchte Rotorposition finden. Das Verfahren ist für kleine [29] und große Drehzahlen [30] geeignet. Der Vorteil der Methode ist, dass keine zusätzliche Hardware erforderlich ist. Der Nachteil ist, dass für die Berechnung der Koeffizienten aus dem Modell und die Nullstellensuche eine hohe Rechengeschwindigkeit erforderlich ist.

Bei Verwendung der inaktiven Phasen zur Positionsbestimmung gibt es folgenden Möglichkeiten.

- a) Eine Möglichkeit besteht darin, Spannungstestimpulse auf die inaktiven Phasen zu geben. Daraus kann dann entweder- auf ganz ähnliche Weise wie in einer aktiven Phase – die Induktivität bestimmt werden [40] oder die resultierenden Stromamplituden aus zwei inaktiven Phasen werden verglichen. Wenn die Stromamplituden von zwei Phasen gleich sind, dann wird die nächste Phase der Sequenz erregt [41]. Ein Nachteil bei dem zweiten Verfahren ist, dass kein kontinuierliches Positionssignal gewonnen wird, sondern nur Einschalt- und Ausschaltwinkel. Da bei höherer Drehzahl die Anzahl der möglichen Spannungsimpulse abnimmt, wird dieses Verfahren auf Stillstand bis zum mittlern Drehzahlbereich begrenzt. Die Rotorposition für den Stillstand kann man auch ermitteln unter Verwendung von Spannungsimpulsen in allen Phasen. Die Positionsermittlung kann auf unterschiedliche Art aus Strom und/oder Spannung von Testimpulsen ermittelt werden. Ein Beispiel dazu findet sich in der Literatur [42].

- b) Mit Hilfe einer Frequenzmodulation kann die Induktivität berechnet und damit die Position ermittelt werden. Dieses Verfahren ist auf den Stillstand und kleine Drehzahlen begrenzt [43-45].
- c) Da es eine magnetische Kopplung zwischen den einzelnen Phasen gibt, induzieren die Ströme in der aktiven Phase Spannungen in den inaktiven Phasen. Diese Spannungen können dazu verwendet werden, die Rotorposition zu bestimmen. Dieses Verfahren ist für kleine Drehzahlen geeignet, in diesem Bereich kann man die induzierte Spannung in inaktiven Phasen beobachten [46,66].

In der Literatur kann man noch viele Aufsätze finden, welche Verbesserungen für oben genannten Methoden vorschlagen, wie z.B. neuronale Netze [48], Fuzzy Logic [49,50].

2 Aufbau und Funktionsprinzip der Geschalteten Reluktanzmaschine

In der Literatur über die Geschaltete Reluktanzmaschine wie z.B. [1,15,16] finden sich reichlich Beschreibungen der Maschine. Daher wird in Abschnitt 2.1 nur kurz auf das Funktionsprinzip eingegangen. Außerdem werden erforderliche Begriffe erklärt, welche für das Verständnis des Betriebverhaltens der Maschine notwendig sind. Abschnitt 2.2 beschreibt den Zusammenhang zwischen der Flussverketzung in einer Phase und der gespeicherten magnetischen beziehungsweise Koenergie im Motor. Ansteuerungsmöglichkeiten der Maschine und die Definitionen der Betriebsgrenze werden in Abschnitt 2.3 und 2.4 behandelt. In Abschnitt 2.5 wird die Maschine als mathematisches Modell beschrieben.

2.1 Aufbau und Wirkungsweise

Die Geschaltete Reluktanzmaschine besteht aus einem feststehenden Teil, dem Stator, dessen Statorpole mit einer Erregerwicklung ausgestattet sind. Diese sind paarweise gegenüberliegend in Reihe geschaltet. Der bewegliche Teil, der Rotor, ist wicklungslos und besteht nur aus Eisen in Form eines Blechpaketes, das auf eine Achse gepresst ist. Der Stator ist ebenso wie der Rotor geblecht. Das ermöglicht die Wirbelstromverluste zu begrenzen, welche infolge der Änderung des magnetischen Feldes entstehen. Diese Änderung ist durch den geschalteten Strom und durch die Änderung der Geometrie aufgrund der Rotation des Läufers in der Spule verursacht. Abbildung 2.1 zeigt den Aufbau eines 8/6-Motors, wobei 8 die Statorpolzahl und 6 die Rotorpolzahl ist. Die Kombination von Statorpolzahl und Rotorpolzahl kann unterschiedlich sein. Neben der in der Abbildung dargestellten Bauform gibt es z.B. den 4/2-Typ (Statorpolzahl 4, Rotorpolzahl 2), den 6/4-Typ oder den 12/10-Typ [15,24]. Für die Erzeugung eines kontinuierlichen Drehmomentes muss sich die Anzahl der Rotorpole von der Anzahl der Statorpole unterscheiden.



Abbildung 2.1: Aufbau der Geschalteten Reluktanzmaschine

Die Anzahl der Statorzähne N_S beziehungsweise der Statorpole beträgt [51]:

$$N_S = 2p \cdot m_s \quad (2.1)$$

Dabei sind

- p die Polpaarzahl pro Strang,
- m_s die Strangzahl.

Die Anzahl der Rotorzähne N_R (Rotorpole) ergibt sich aus [51]:

$$N_R = 2p \cdot (m_s \pm 1) \quad (2.2)$$

Das Prinzip der Drehmomenterzeugung beruht auf der Anziehung zwischen dem gerade bestromten Spulenpaar (eine Phase) und dem nächstgelegenen Rotorpolpaar mit dem Bestreben, den geringsten magnetischen Widerstand (magnetische Reluktanz) beziehungsweise die höchste Induktivität zu erreichen. Der Rotorpol wird vom Statorpol angezogen, bis die Rotorzähne den bestromten Statorpolen genau gegenüber stehen. Dieser Zustand wird als ausgerichtete Position bezeichnet. In der ausgerichteten Position kann mit dieser Phase kein Drehmoment mehr erzeugt werden. Um ohne äußeres Drehmoment eine kontinuierliche Drehbewegung zu erhalten, muss auf die nächste Phase umgeschaltet werden. Abbildung 2.2 zeigt, wie die Spulen eingeschaltet werden müssen, um eine Drehbewegung zu erreichen.

Soll der Motor wie dargestellt rechts drehen, wird zuerst die Phase 1 bestromt. Dadurch entsteht ein magnetisches Feld, das auf den Rotor eine Kraft ausübt.

Dies verursacht eine Drehung in die positive Richtung im Uhrzeigersinn mit Umwandlung von elektrischer in mechanische Energie. Die Kraft wirkt auf den Rotor so lange, bis er eine zu den Ständerpolen ausgerichtete Position erreicht. Bevor dies geschieht wird die erste Phase ausgeschaltet und gleichzeitig die zweite Phase eingeschaltet. Daraus ergibt sich also die Einschaltreihenfolge 1-2-3-4. Nach der vierten Phase beginnt der Ablauf wieder von vorne. Innerhalb einer Umdrehung des Rotors wird diese Reihenfolge bei einem 8/6 Motor 6 mal (entsprechend der Anzahl der Rotorzähne) wiederholt.

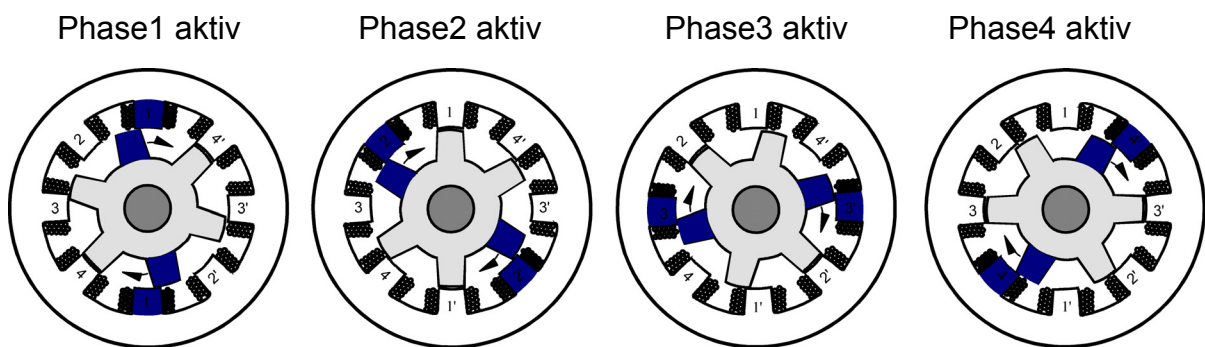


Abbildung 2.2: Einschaltreihenfolge der Phasen zur Erläuterung des Betriebsprinzips

Aus der beschriebenen Wirkungsweise wird deutlich, dass die Statorbestromung entgegen dem Uhrzeigersinn und die Rotordrehung im Uhrzeigersinn stattfinden. Für die andere Drehrichtung wird die Einschaltreihenfolge umgekehrt und lautet 4-3-2-1. Im Gegensatz zum Rechtslauf findet jetzt die Statorbestromung im Uhrzeigersinn und die Rotordrehung entgegen dem Uhrzeigersinn statt.

Um einen guten Rundlauf und ein hohes Drehmoment zu erzielen, muss sowohl das Einschalten als auch das Ausschalten einer Phase genau bei der richtigen Rotorposition erfolgen. Dieser Zeitpunkt, ab welchem die Bestromung der Phase beginnt, ist über einen Einschaltwinkel definiert. Bei diesem Punkt beginnt zuerst eine Aufmagnetisierung der aktiven Phase, danach wird der Phasenstrom auf dem Stromsollwert mit Hilfe eines Stromreglers gehalten. Die verschiedenen Stromregelungsverfahren werden in Kapitel 4 beschrieben.

Die Phase wird solange bestromt, bis die Rotorposition mit dem definierten Ausschaltwinkel übereinstimmt. Dann wird die Phase 1 abgeschaltet und es erfolgt die Entmagnetisierung der Phase.

Der Differenz zwischen Einschaltwinkel θ_{ein} und Ausschaltwinkel θ_{aus} ist bestimmt durch den Leitwinkel θ_{leit} wie in Gleichung (2.3) definiert:

$$\theta_{leit} = \theta_{aus} - \theta_{ein} \quad (2.3)$$

Die Zeit vom Einschaltzeitpunkt bis zum Zeitpunkt wo die Spule stromlos ist, wird als Bestromungsdauer T_{bstrm} bezeichnet, wie in Gleichung (2.4) definiert [6] (siehe Abbildung 2.3):

$$T_{bstrm} = \frac{1}{2\pi n} (\theta_{i=0} - \theta_{ein}) \quad (2.4)$$

Die bis her noch nicht erläuterten Größen sind:

- n die Drehzahl,
- $\theta_{i=0}$ der Winkel am Ende des Stromflusses.

Diese Bestromungsdauer muss kleiner als eine elektrische Periode sein, um die Bestromung der einzelnen Phase der Maschine kontrollieren zu können.

Die elektrische Grundfrequenz einer Phase f_s errechnet sich aus der Gleichung:

$$f_s = \frac{1}{T_{elek}} = N_R \cdot n \quad (2.5)$$

wobei die Dauer der elektrischen Periode T_{elek} von einer ausgerichteten Position bis zur nächsten ausgerichteten Position definiert ist und 360° (elektrisch) entspricht.

Der Zusammenhang zwischen dem elektrischen Winkel θ_{el} und dem mechanischen Winkel θ_{mech} ergibt sich aus der Gleichung:

$$\theta_{el} = N_R \cdot \theta_{mech} \quad (2.6)$$

Die Anzahl der erforderlichen elektrischen Impulse pro mechanischer Umdrehung N_{puls} ergibt sich aus der Multiplikation der Phasenzahl des Motors mit der Anzahl der Rotorzähne:

$$N_{puls} = m_s \cdot N_R \quad (2.7)$$

Um bei Rotation ein kontinuierliches Drehmoment zu erhalten, werden die Phasen nacheinander bestromt. Dadurch ergeben sich die Stromverläufe, deren Form bei konstantem Stromsollwert ein blockförmiger Verlauf angenähert werden kann.

In der Abbildung 2.3 werden die zeitlichen Verläufe der Bestromung für konstante Drehzahl gezeigt.

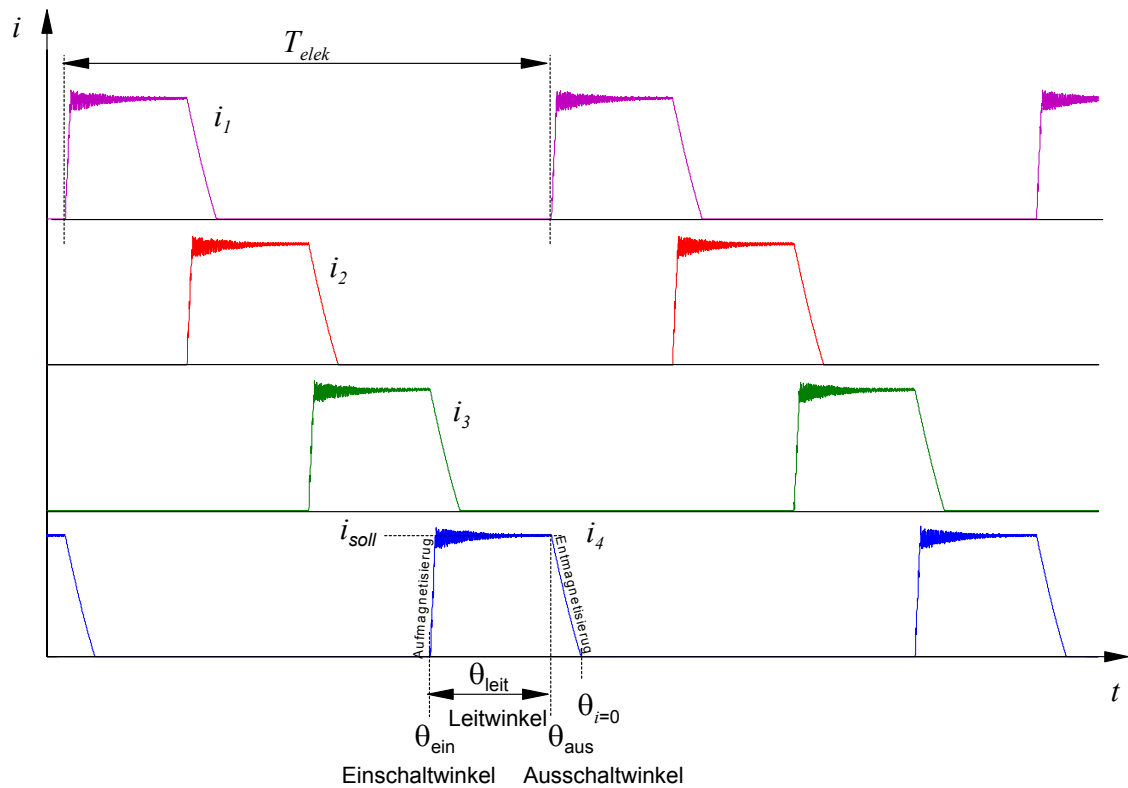


Abbildung 2.3: Zeitlicher Verlauf der Bestromung der Phasen

Die Phase kann in Abhängigkeit von der Lage der Bestromung zwischen ausgerichtet und der benachbarten ausgerichteten Position ein negatives oder ein positives Drehmoment erzeugen (siehe Abbildung 2.4).

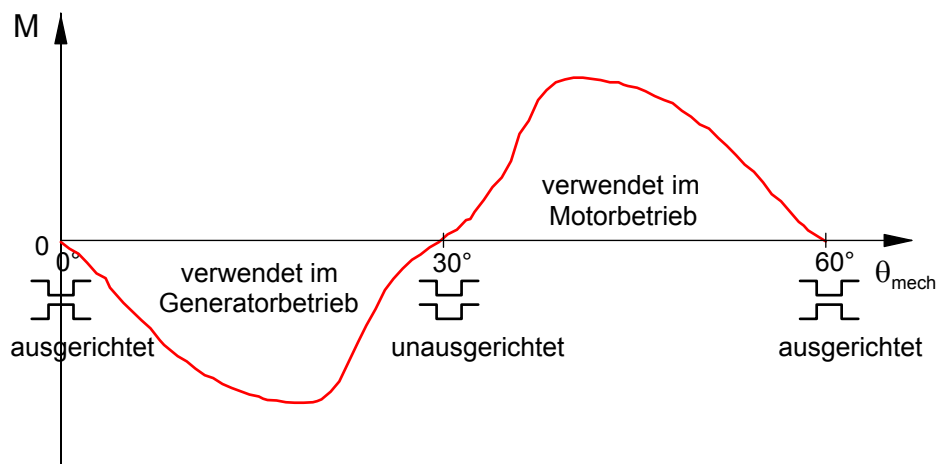


Abbildung 2.4: Drehmomentverlauf beim konstanten Phasenstrom

Drehen sich die Rotorpole unter die aktiven Statorpole (in die ausgerichtete Position), heißt das, dass sich die Einschaltwinkel und Ausschaltwinkel auf der steigenden Flanke der Induktivität befinden, es wird ein positives Drehmoment erzeugt (Motorbetrieb). Hierbei wird mechanische Energie von der Maschine abgegeben.

Durch einen externen mechanischen Antrieb der Rotorpole aus der ausgerichteten Position wird bei aktivierten Statorpolen ein negatives Drehmoment erzeugt (Generatorbetrieb). Hier befinden sich die Einschaltwinkel und Ausschaltwinkel auf der negativen Flanke der Induktivität. Bei dieser Betriebsart wird die mechanische Energie von der Maschine aufgenommen. Abbildung 2.5 stellt den Verlauf der inkrementellen Induktivität $l(i, \theta_{mech})$ (Die Definition der inkrementellen Induktivität befindet sich im Abschnitt 2.5) und den Phasenstrom im Generatorbetrieb und Motorbetrieb dar. Es ist zu bemerken, dass im Generatorbetrieb, in Gegensatz zum Motorbetrieb, aufgrund der großen Induktivität beim Einschaltwinkel der Strom langsam ansteigt. Der Abfall ist infolge der kleinen Induktivität wesentlich schneller. Bei Motorbetrieb tritt die umgekehrte Situation ein: der Einschaltwinkel liegt bei der kleinen Induktivität und der Ausschaltwinkel bei der großen Induktivität. Damit ergibt sich der schnelle Anstieg des Stromes und der langsame Abfall.

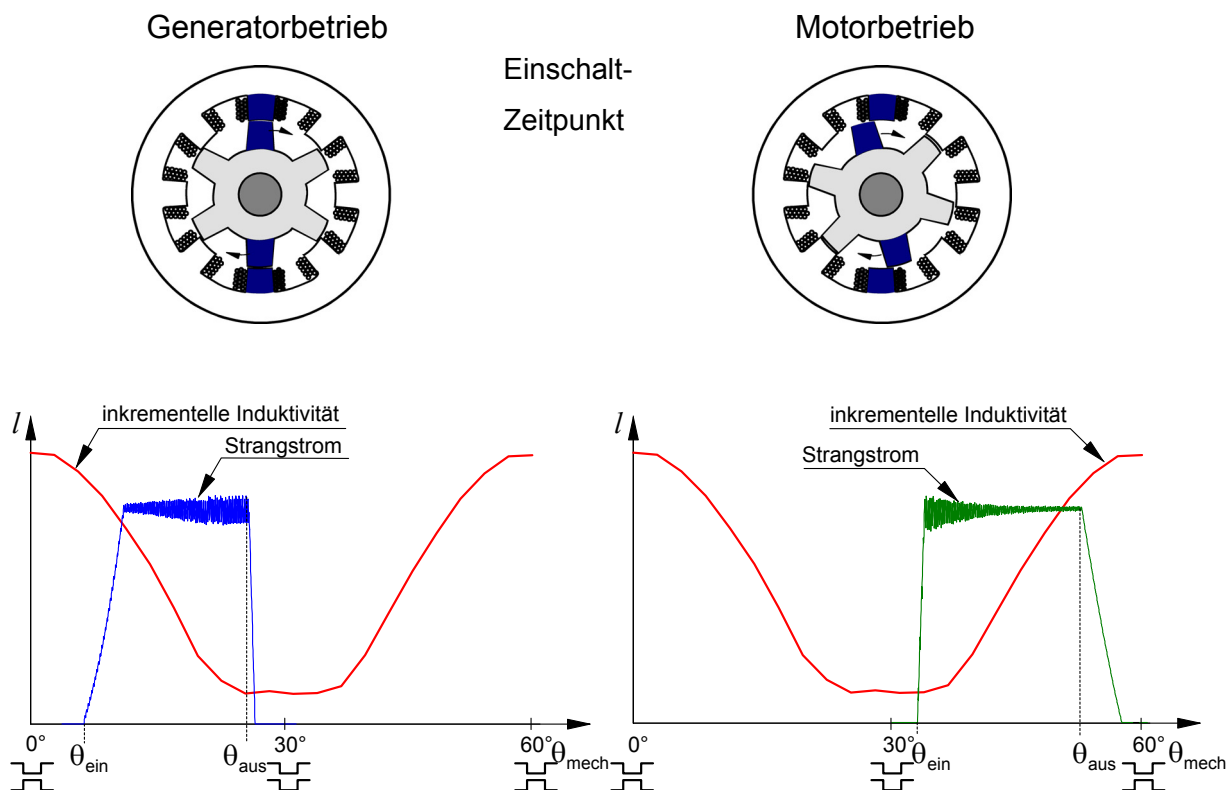


Abbildung 2.5: Inkrementeller Induktivitätsverlauf und Phasenstrom im Generator- und Motorbetrieb

Es gibt zwei Positionen, wo kein Drehmoment erzeugt wird: die ausgerichtete und die unausgerichtete Position (siehe Abbildung 2.4). In der ausgerichteten Position ist der Luftspalt zwischen Stator und Rotor am kleinsten, daraus ergeben sich ein kleiner magnetischer Widerstand des magnetischen Kreises und gleichzeitig der maximale Wert der Induktivität der Ständerspulen. Die Ableitung der Induktivität nach dem Winkel ist hier gleich Null. Diese Ableitung ist auch gleich Null in der unausgerichteten Position, wo der Luftspalt am größten ist und der magnetische Widerstand sein Maximum hat und die Induktivität ihr Minimum erreicht. Deswegen wird häufig für den Betrieb bei kleinen Drehzahlen bis zur Nenndrehzahl empfohlen, dass der Einschalt- sowie Ausschaltwinkel abhängig von der Betriebsart entsprechend auf der steigenden (Motorbetrieb) oder fallenden Flanke der inkrementellen Induktivität (Generatorbetrieb) liegen soll. Damit lässt sich eine gute Drehmomentausnutzung erreichen.

2.2 Richtige Bestromung der Geschalteten Reluktanzmaschine

Während des Betriebes der Maschine wird jeweils ein Paar der Ständerwicklungen vom Strom durchflossen und erzeugt den magnetischen Fluss. Die Größe des Flusses hängt von Strom und vom Widerstand des magnetischen Kreises ab. Der magnetische Widerstand setzt sich aus dem magnetischen Widerstand des Luftspalts und dem magnetischen Widerstand des Eisens zusammen. Der magnetische Widerstand wird mit steigender Luftspalllänge stärker von Luftspalt bestimmt, solange das Eisen nicht gesättigt ist. Der Fluss steigt linear mit dem Strom an. Bei der Geschalteten Reluktanzmaschine ist der magnetisch wirksame Luftspalt jedoch nicht konstant und ändert sich mit der Rotorposition. In der ausgerichtet Position, wo der Ständerzahn gegenüber dem Rotorzahn steht, ist der Luftspalt am kleinsten, der magnetische Widerstande ist klein und der Fluss sowie die inkrementelle Induktivität sind dementsprechend groß (siehe Abbildung 2.6). In der unausgerichteten Position, das heißt, dem Ständerzahn steht kein Rotorzahn gegenüber, ist der Luftspalt am größten und damit der magnetische Widerstande groß und der Fluss sowie die inkrementelle Induktivität klein.

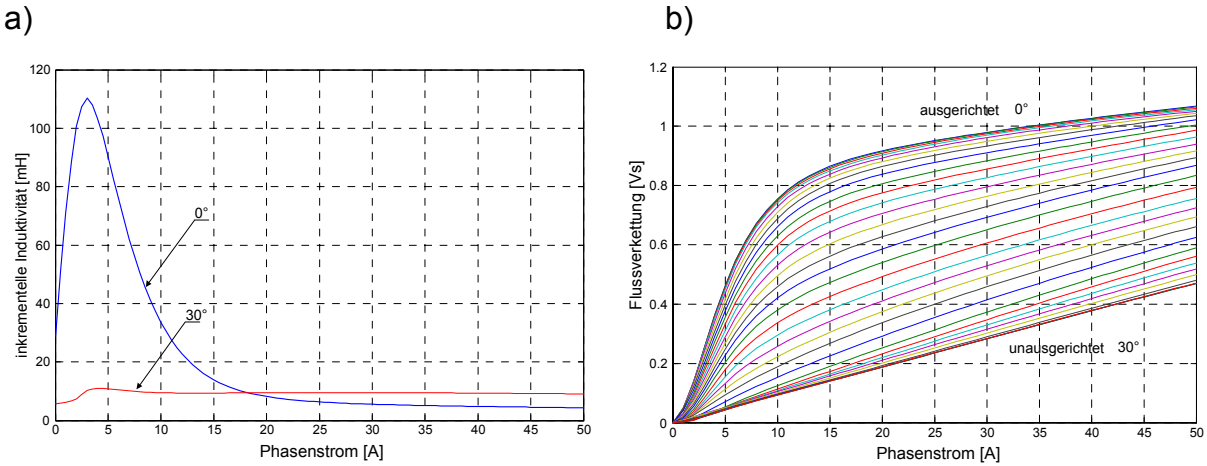


Abbildung 2.6: Einfluss der Änderung des magnetisch wirksamen Luftspaltes als Funktion der Rotorposition auf den Verlauf der inkrementellen Induktivität sowie auf den Flussverkettungsverlauf

Mit der Sättigung des Eisens steigt der Fluss nicht mehr linear sondern flacher an. Aus dem Flussverlauf, wie in der Abbildung 2.7 dargestellt, lässt sich die Energiebilanz eines Strangs grafisch darstellen, da die gesamte zugeführte elektrische Energie in mechanische und magnetische (gespeicherte) Energie umgesetzt wird. Den Flussverlauf kann man messen, wie in Abschnitt 3.1 beschrieben wird.

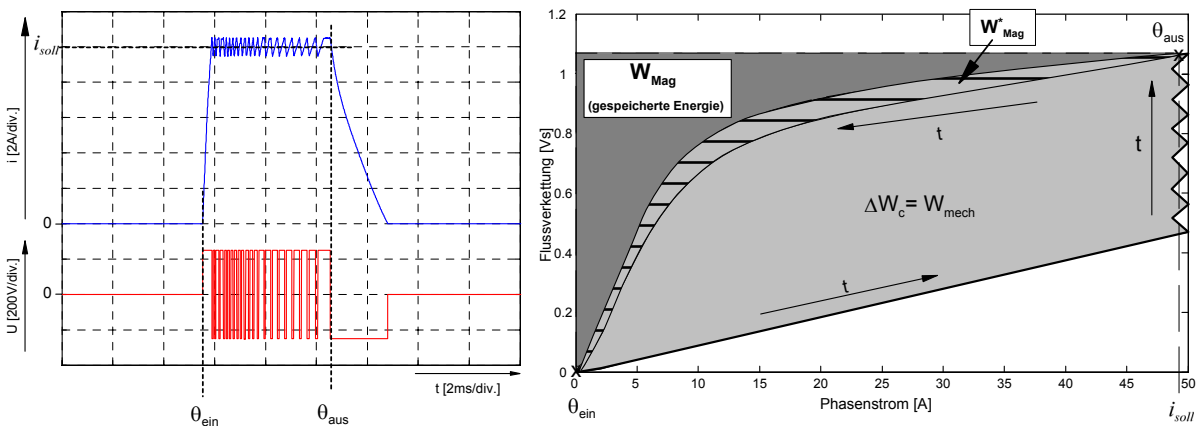


Abbildung 2.7: Stromverlauf einer Phase und Änderung der Koenergie im gepulsten Betrieb für die gegebenen Einschalt- und Ausschaltwinkel

Diese zugeführte elektrische Energie einer Phase kann man aus der Gleichung (2.8) berechnen [17]:

$$\int u \cdot i \, dt = \int \left(R \cdot i + \frac{d\psi}{dt} \right) \cdot i \, dt = \int R \cdot i^2 \, dt + \int i \, d\psi \tag{2.8}$$

Dabei sind

- u die Spannung,
- t die Zeit,
- i der Phasenstrom,
- R der Wicklungswiderstand,
- ψ die magnetische Flussverkettung.

Bei Vernachlässigung der ohmschen Verluste kann diese Gleichung durch die Bildung der partiellen Integration erweitert werden zu:

$$\int i d\psi = i\psi - \int \psi di \quad (2.9)$$

Bei konstanter Rotorposition können damit für jeden Strom die beiden Energien (magnetische Energie und Koenergie) definiert werden.

Die magnetische Energie W_{Mag} , die bei konstantem Strom i für die jeweilige Rotorposition θ im magnetischen Feld der Maschine gespeichert ist:

$$W_{Mag}(\theta, \psi) = \int_0^{\psi} i(\theta, \psi) d\psi \quad (2.10)$$

und die Koenergie W_c (Gleichung (2.11)), die die Fläche zwischen der Stromachse und einer Magnetisierungskurve für eine konstante Rotorposition und einen konstanten Strom beschreibt:

$$W_c(\theta, i) = \int_0^i \psi(\theta, i) di \quad (2.11)$$

Während des Betriebes der Maschine wird in der Rotorposition θ_{ein} eine Phasenwicklung an eine positive Spannung angeschlossen, somit baut sich in der Wicklung der Strom auf. Der Strom wird bei minimaler Induktivität aufgebaut und bei zunehmender Zahnüberlappung auf dem Wert I_{soll} konstant gehalten (siehe Abbildung 2.7). Wenn der Rotor die Position θ_{aus} erreicht, wird negative Spannung an die Spule angelegt. Damit beginnt die Entmagnetisierung bis der Strom Null ist. Zu dieser Position θ_{aus} ist die bereits in mechanische Arbeit umgewandelte Energie als die eingeschlossene Fläche unterhalb der für diesen Rotorwinkel wirksamen Flussverkettung zu berechnen. Die gespeicherte Energie hat ihren Maximalwert erreicht. Bei der Entmagnetisierung der Phase wird ein Großteil der magnetischen Energie ΔW_{Mag} an die Energiequelle zurückgegeben (Gleichung (2.12)).

$$\Delta W_{Mag} = W_{Mag} - W_{Mag}^* \quad (2.12)$$

Ein Teil der im Magnetfeld gespeicherten Energie W_{Mag}^* wird in mechanische Energie umgewandelt, da die Rotorposition beim Übergang von θ_{aus} bis der Strom Null ist nicht konstant bleibt (siehe Abbildung 2.7, dieser Anteil ist schraffiert gekennzeichnet).

Die innerhalb einer elektrischen Periode entstandene Änderung der Koenergie entspricht der Energie, die in mechanische Energie umgewandelt wird. Um eine gute Ausnutzung der Geschalteten Reluktanzmaschine zu erreichen, muss der Anteil der zurückgespeisten Energie ΔW_{Mag} klein bleiben gegenüber der umgewandelten Energie ΔW_c . Um das zu erreichen muss die Maschine stark gesättigt werden.

Die Koenergie wird auch zur Berechnung des Drehmomentes m benutzt. Das von einer Phase erzeugte Drehmoment ergibt sich durch Integration der Änderung der Koenergie. Mit Gleichung (2.13) kann es berechnet werden:

$$m(i, \theta) = \frac{\partial W_c(i, \theta)}{\partial \theta} = \int_0^i \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial \theta} \cdot di \quad (2.13)$$

Das Drehmoment ist positiv, wenn die Koenergie mit dem Positionswinkel zunimmt (Motorbetrieb) und negativ, wenn sie abnimmt (Generatorbetrieb).

2.3 Ansteuerung der Geschalteten Reluktanzmaschine

Für die Funktion der Geschalteten Reluktanzmaschine ist es unerheblich, welche Richtung das magnetische Feld hat. Daher ist ein 4-Quadranten-Betrieb möglich, ohne die Stromrichtung in den Phasen umzukehren. Der Umrichter kann dadurch recht einfach aufgebaut werden. Das hat den Vorteil, dass ein unipolarer Umrichter eingesetzt werden kann. Zur Ansteuerung einer Geschalteten Reluktanzmaschine existieren mehre Typen von Umrichtern, welche in der Literatur [8,18] beschrieben wurden. Meist angewendet in der Praxis ist ein Umrichter mit je einer asymmetrischen Halbbrücke pro Phase. Abbildung 2.8 stellt ein Prinzipschaltbild der asymmetrischen Halbbrücke für eine Phase dar.

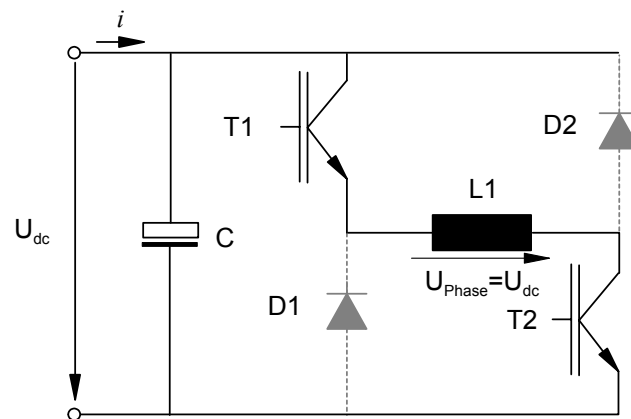


Abbildung 2.8: Prinzipschaltbild einer asymmetrischen Halbbrücke (1 von 4 Phasen) als Umrichter

Im Betrieb werden immer beide IGBTs (T1 und T2) einer Phase gleichzeitig angesteuert. Bei eingeschalteten Transistoren liegt somit die volle Versorgungsspannung in positiver Richtung an der Motorwicklung L1 ($U_{\text{Phase}} = U_{\text{dc}}$). L1 repräsentiert eine Phase des Motors. Bei ausgeschalteten Transistoren treibt die Motorwicklung (Induktivität) den Strom in zunächst unveränderter Stärke durch die jetzt leitenden Freilaufdioden D1 und D2 rückwärts durch die Spannungsquelle. Es wird Energie ins Netz zurückgeliefert. Der Strom sinkt hierbei sehr schnell ab, da die Spule im Bezug auf die Versorgungsspannung umgepolt wurde ($U_{\text{Phase}} = -U_{\text{dc}}$), wie in der Abbildung 2.9 dargestellt ist.

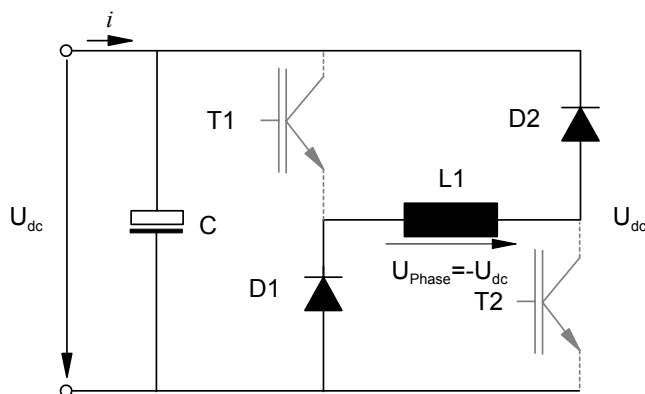


Abbildung 2.9: Betrieb der Geschalteten Reluktanzmaschine im Betrieb ohne Freilauf

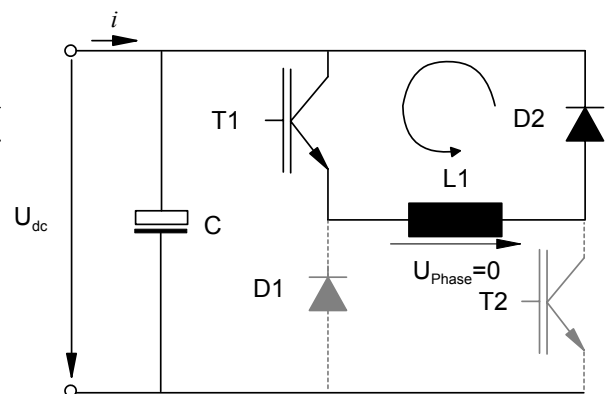


Abbildung 2.10: Betrieb der Geschalteten Reluktanzmaschine im Betrieb mit Freilauf

Dieser Vorgang findet in jeder Taktperiode statt. Er ist aber oft unerwünscht für kleine Änderungen der Regelgröße (z.B. bei konstantem Stromsollwert), weil der Wechsel der Spulenspannung zwischen $\pm U_{dc}$ eine hohe Stromwelligkeit hervorruft.

Eine Reduzierung der Stromwelligkeit kann man erreichen, wenn man die Schaltung mit Freilaufphasen betreibt. Hierbei wird jeder Transistor getrennt geschaltet. Nachdem beide Transistoren eingeschaltet sind, wird nur T2 ausgeschaltet. Der Strom muss nun über T1 und D2 fließen und bildet so einen geschlossenen Kreis. An der Motorwicklung liegen 0V an ($U_{Phase}=0$), der Strom baut sich dadurch langsamer ab. In der Abbildung 2.10 ist diese Art des Freilaufes angedeutet. Anstatt zwischen $+U_{dc}$ und $-U_{dc}$ zu schalten, hat man nun zusätzlich die Möglichkeit, auch mit 0V zu arbeiten und kann damit die Welligkeit im Strom reduzieren.

Welcher Transistor abgeschaltet wird, spielt hierbei keine Rolle. Um die Verlustleistung besser aufzuteilen, werden beide Transistoren abwechselnd benutzt.

2.4 Betriebsgrenze der Geschalteten Reluktanzmaschine

Die Parameter des Umrichters wie die Zwischenkreisspannung, der zulässige Strom sowie die Temperatur haben bei der Definition der Betriebsgrenze der Geschalteten Reluktanzmaschine entscheidende Bedeutung. Bei der Bestimmung der Betriebsgrenze treten zwei charakteristische Punkte auf: der Nennpunkt und der Typenpunkt. Die beiden Terme wurden in der Literatur [6] definiert. Der Nennpunkt definiert einen Betriebspunkt für die maximale thermische Dauerbelastbarkeit des Antriebs. Das heißt, der Antrieb kann bei maximaler Leistung das maximale Drehmoment dauernd erzeugen. Dieser Betriebspunkt ist durch das Drehmoment und die Drehzahl definiert, die wieder durch die Zwischenkreisspannung und die Temperatur bestimmt sind. Der Betriebsbereich für die Drehzahl von Anlauf bis zum Nenndrehzahl ist im Moment durch den maximalen Umrichterstrom begrenzt. Eine andere Grenze nimmt bei konstanter Leistung umgekehrt proportional zu der Drehzahl ab: $\sim 1/n$ (Nennpunkt, Abbildung 2.11). Der zweite charakteristische Punkt bei der Bestimmung der Betriebsgrenze ist der Typenpunkt. Er definiert die maximale Drehzahl, die mit maximalem Umrichterstrom erreichbar ist. Diese Drehzahl ist durch die Zwischenkreisspannung begrenzt. Der Typenpunkt berücksichtigt keine thermische Grenze. Das heißt, dass in diesem Betriebsbereich keine Dauerbelastbarkeit zulässig ist.

Die Maschine kann nur kurzzeitig überlastet werden. Das Moment ist jenseits des Typenpunktes proportional zu $1/n^2$.

Die beiden Grenzverläufe in Bezug auf die Belastbarkeit der Maschine teilen auch die Betriebsarten in drei Fälle auf: Gepulsten Betrieb und Einzelpulsbetrieb mit variablem Schaltwinkel (Dauerlast möglich, Moment $\sim 1/n$) und Einzelpulsbetrieb an der Lückgrenze mit konstantem Schaltwinkel (Dauerlast nicht möglich, Moment $1/n^2$). Die Ursache für die drei Betriebsarten liegt bei der induzierten Spannung (EMK), die, wie in Abschnitt 2.5 gezeigt wird, von Strom, Position und Drehzahl abhängig ist.

Die zu letzt genannte Betriebsart wurde in dieser Arbeit nicht betrachtet. Abbildung 2.11 zeigt die Drehzahl-Drehmoment Kennlinien mit Aufteilung auf die Betriebsbereiche.

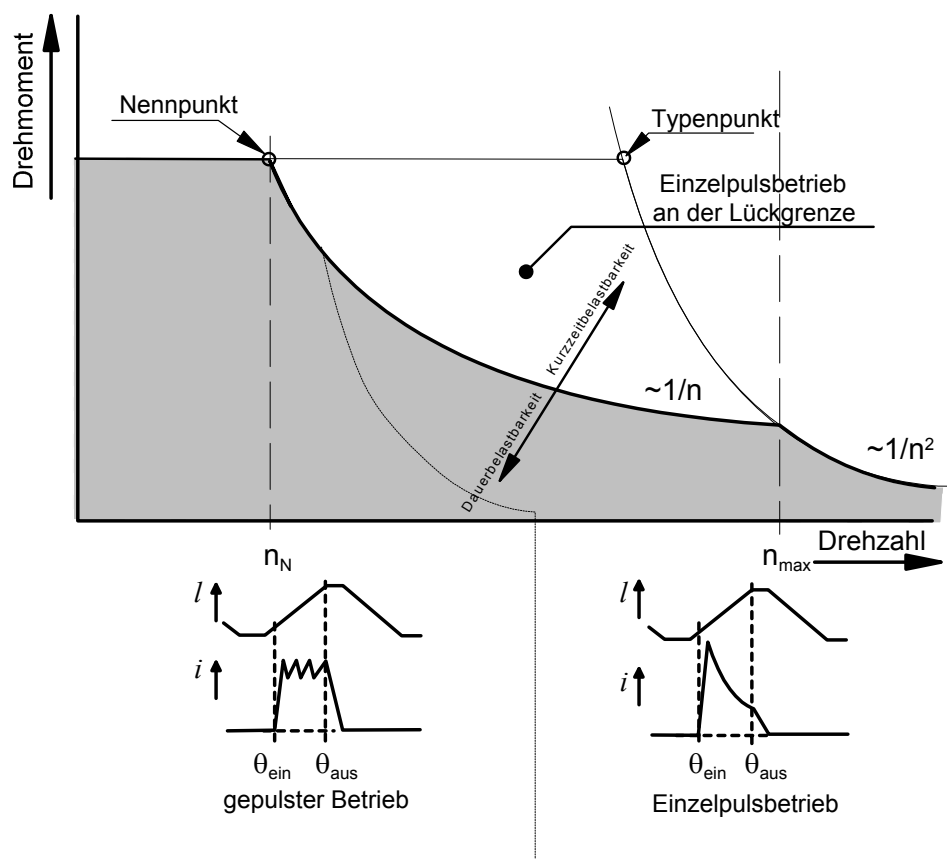


Abbildung 2.11: Verlauf von Drehmoment und Leistung als Funktion der Drehzahl.

(Prinzipdarstellung, stark abhängig vom verwendeten Maschinentyp)

Bei kleiner Drehzahl ist die EMK gegenüber der Zwischenkreisspannung klein und der Stromsollwert kann mit dem Stromregler auf konstantem Wert gehalten werden.

Damit ergibt sich, dass bei kleiner Drehzahl bis zur Nenndrehzahl mit steigender Leistung das Drehmoment konstant gehalten werden kann. Bei hohen Drehzahlen nimmt die induzierte Spannung zu und erreicht den Wert der Zwischenkreisspannung. Um den Stromsollwert zu erreichen, wird die Phase nur einmal eingeschaltet und ausgeschaltet. Damit folgt der Übergang zwischen gepulstem Betrieb und Einzelpulsbetrieb. Im letzten Fall könnte man mit konstanten Einschalt- und Ausschaltwinkel nicht mehr genügend Strom in die Phase einprägen. Um ein höheres Drehmoment bei hoher Drehzahl zu erreichen, werden Einschalt- und Ausschaltwinkel nach vorne verschoben. Dadurch fließt noch ein kleiner Strom während des Ausschaltvorgangs in dem Bereich, in dem die Phase negatives Moment erzeugt. Das insgesamt von dieser Phase abgegebene Moment kann erhöht werden.

In der Literatur [6] wird eine Optimierung für jeden Betriebspunkt durch Anpassung der Stellvariable (Einschaltwinkel und Ausschaltwinkel) in Abhängigkeit von Drehmoment und Drehzahl vorgeschlagen.

2.5 Mathematisches Modell der Geschalteten Reluktanzmaschine

Die mathematische Beschreibung des Betriebsverhaltens der Geschalteten Reluktanzmaschine geschieht auf der Basis von Differenzialgleichungen der elektrischen und mechanischen Zusammenhänge.

Auf der elektrischen Seite sind die Spannungsgleichung, die elektromagnetische Drehmomentgleichung und auf der mechanischen Seite die Bewegungsgleichung.

Eine wichtige Grundgleichung zur Beschreibung des elektrischen Verhaltens der Maschine ist die Spannungsgleichung. Diese Gleichung erfasst das nichtlineare Verhalten der Geschalteten Reluktanzmaschine, das sich infolge der nichtlinearen Flussverkettung ergibt (siehe Abbildung 2.12).

Diese Spannungsgleichung für einen Strang lautet:

$$u = R \cdot i + \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial t} \quad (2.14)$$

Diese Gleichung gilt unter Voraussetzung, dass die gegenseitige Kopplung der Phasen vernachlässigbar ist.

Diese Voraussetzung ist erfüllt, wenn im Betrieb der Maschine eine kleine oder keine zeitliche Überlappung zwischen zwei Phasen stattfindet, das heißt, dass immer nur ein Strang erregt ist und kein Energieaustausch benachbarter Phasen geschieht. Daher ist die gegenseitige magnetische Kopplung gering und muss nicht in der Gleichung (2.14) berücksichtigt werden. Für die meisten Steuerungsmethoden ist diese Voraussetzung erfüllt, wodurch sich das Modell der Maschine vereinfacht.

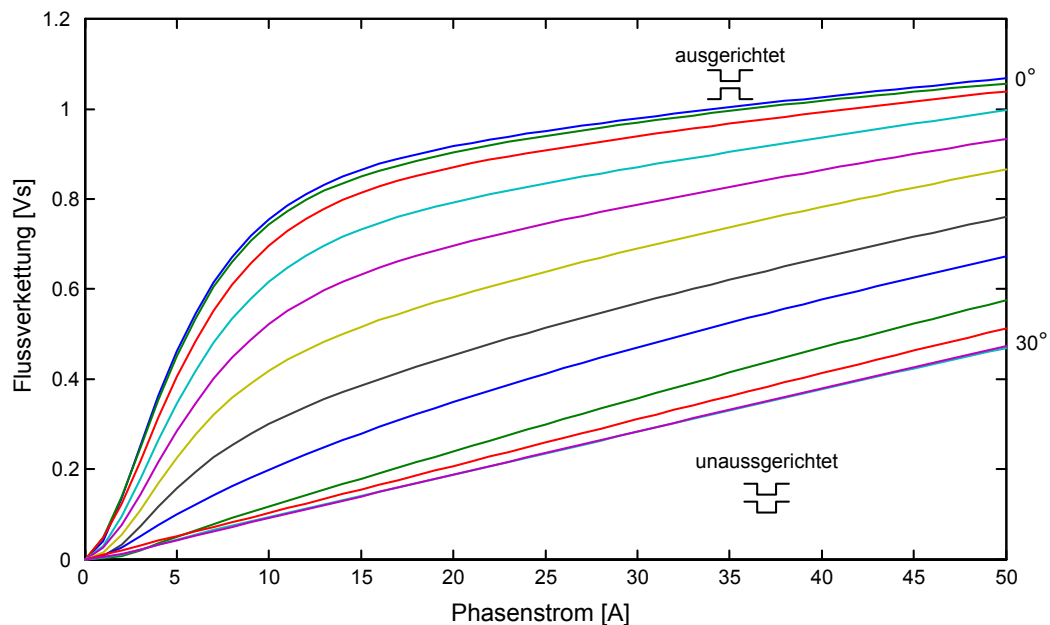


Abbildung 2.12: Flussverkettung in Abhängigkeit von Phasenstrom und Rotorposition

Durch Aufspalten der Gleichung (2.14) nach $\frac{\partial \psi(i)}{\partial t}$ und $\frac{\partial \psi(\theta)}{\partial t}$ ergibt sich:

$$u = R \cdot i + \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (2.15)$$

wobei der Term $\partial \psi(i, \theta) / \partial i$ die inkrementelle (differenzielle) Induktivität $L_{inkr.}(i, \theta)$ ist und $(\partial \psi(i, \theta) / \partial \theta) \cdot (d\theta / dt)$ die rotatorisch induzierte Spannung (EMK) $e(i, \theta, \omega)$. Die zeitliche Änderung der Rotorposition $d\theta / dt$ stellt die Winkelgeschwindigkeit ω dar. Außerdem ist $R \cdot i$ der Spannungsabfall an der Wicklung und di / dt die Änderungsgeschwindigkeit des Phasenstromes in der Spule der Maschine.

Aus der Gleichung (2.15) ergibt sich das in Abbildung 2.13 gezeigte Ersatzschaltbild.

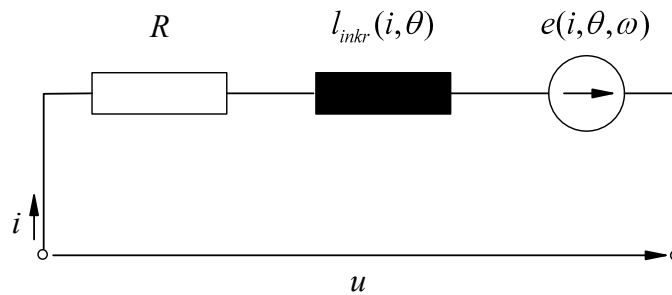


Abbildung 2.13: Elektrisches Ersatzschaltbild

Bemerkenswert ist, dass sich aus der Gleichung (2.15) Induktivität und EMK mit dem Flussverkettungsverlauf errechnen lassen. Die inkrementelle Induktivität kann man aus der folgenden Gleichung (2.16) berechnen:

$$l_{inkr}(i, \theta) = \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial i} \quad (2.16)$$

und die EMK für die Referenz-Winkelgeschwindigkeit aus der Gleichung:

$$e(i, \theta, \omega) = \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial \theta} \cdot \omega_0 \quad (2.17)$$

Dazu ermittelte Verläufe zeigen die Abbildung 2.14 und Abbildung 2.15 in Abhängigkeit von Phasenstrom sowie Rotorposition.

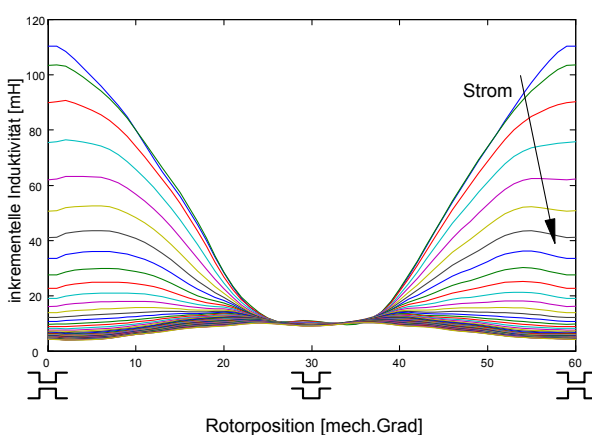


Abbildung 2.14: inkrementelle Induktivität

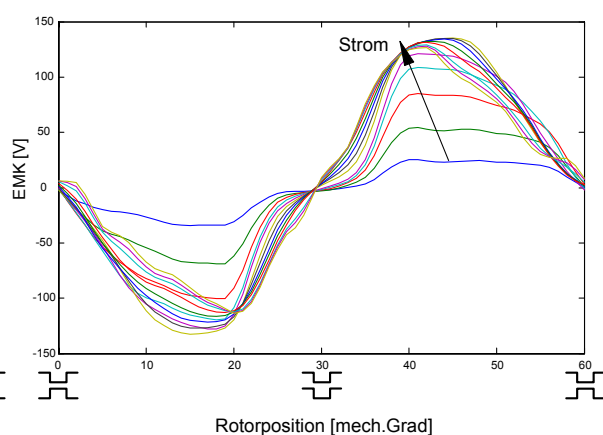


Abbildung 2.15: rotatorische induzierte Spannung (EMK)

Die nächste wichtige Gleichung, die für den Aufbau des Modells der Maschine eine große Rolle spielt, ist das innere Drehmoment, welches mit der Gleichung (2.18) berechnet werden kann:

$$m(i, \theta) = \frac{\partial W_c}{\partial \theta} = \int_0^{i_{\max}} \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial \theta} di \quad (2.18)$$

Diese Gleichung (2.18) stellt das Drehmoment dar, erzeugt von jeder einzelnen Phase, gilt jedoch nur für die Fälle, in denen die gegenseitige Phasenbeeinflussung vernachlässigbar ist.

Die Drehmomentverläufe nach Gleichung (2.18) zeigt Abbildung 2.16.

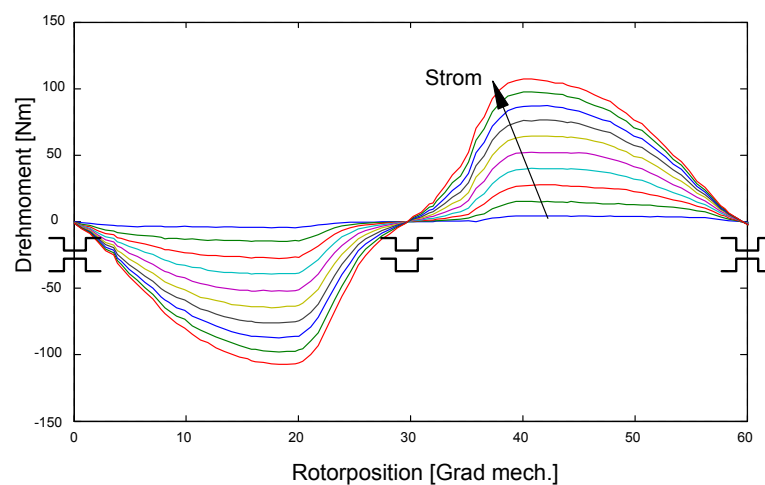


Abbildung 2.16: Drehmomentverläufe in Abhängigkeit von Phasenstrom und Rotorposition

Mit Hilfe der oben beschriebenen Verläufe gibt es prinzipiell zwei Möglichkeiten, das Modell der Geschalteten Reluktanzmaschine ohne gegenseitige Phasenbeeinflussung zu realisieren. Diese beiden Varianten basieren auf der umgeformten Spannungsgleichung (2.14).

Der Unterschied zwischen den beiden Varianten liegt in der Art der Stromermittlung. Im ersten Fall erfolgt sie aus der Flussverkettung. Der Fluss wird für eine bestimmte Rotorposition aus der Gleichung (2.19) berechnet:

$$\psi(i, \theta) = \int (u - R \cdot i) dt \quad (2.19)$$

Danach wird der errechnete Wert mit dem in eine Tabelle gespeicherten Flussverkettungsverlauf verglichen und der entsprechende Strom ausgegeben.

Die zweite Variante der Stromermittlung folgt aus der Integration der Gleichung (2.20), die sich durch Umformung der Spannungsgleichung (2.14) ergibt:

$$\frac{di}{dt} = \frac{(u - R \cdot i - EMK(i, \theta, \omega))}{L_{inkr}(i, \theta)} \quad (2.20)$$

Die entsprechenden Strukturbilder zeigen die Abbildungen 2.17 und 2.18.

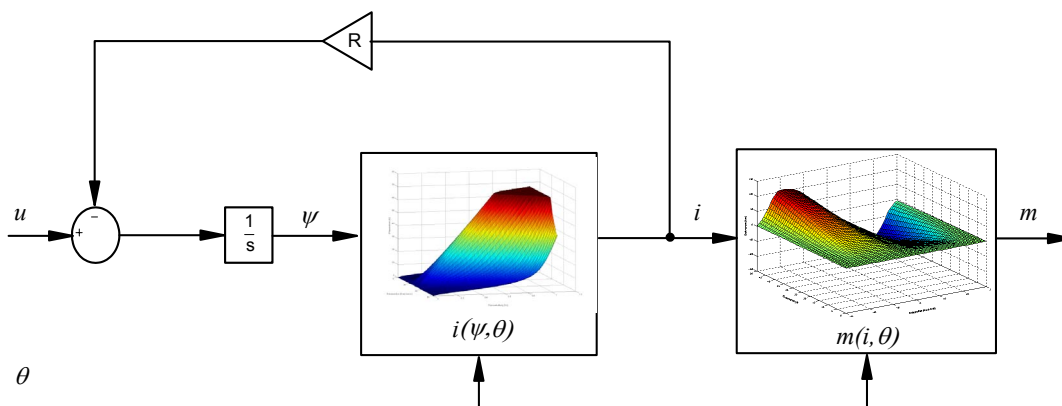


Abbildung 2.17: Strukturbild der Geschalteten Reluktanzmaschine nach Gleichung (2.19)

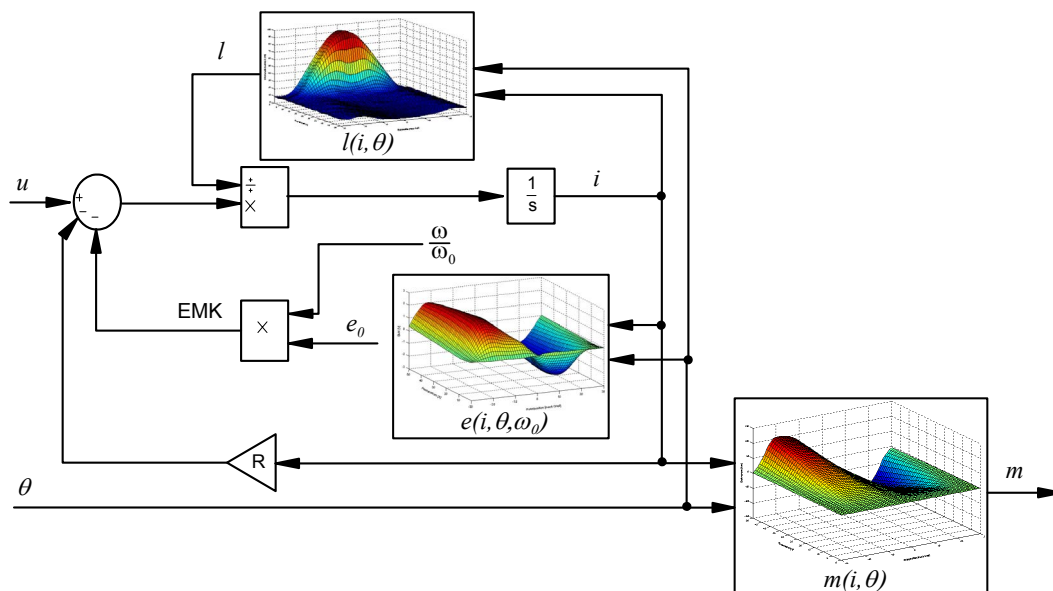


Abbildung 2.18: Strukturbild der Geschalteten Reluktanzmaschine nach Gleichung (2.20)

Für die Simulation der Geschalteten Reluktanzmaschine im Rahmen dieser Arbeit ist die Form der Spannungsgleichung (2.20) vorteilhafter. Bei der Verwendung der Gleichung (2.19) für die Modellierung der Maschine ergibt sich zwar ein einfacheres Strukturbild, die Bestimmung der Flussverkettung aus dieser Gleichung ist jedoch ungenau. Dies wird durch die Temperaturabhängigkeit des Widerstandes verursacht, welche bei der Berechnung berücksichtigt werden müsste. Dies wäre notwendig, da sonst die erhaltene Flussverkettung nicht mit dem in der Matrix gespeicherten Fluss übereinstimmt (siehe Kapitel 3, Abschnitt 3.1).

Ein weiterer Vorteil bei der Verwendung der Spannungsgleichung (2.20) für die Modellierung der Maschine ist, dass in der Gleichung verwendete Verläufe der EMK und der inkrementellen Induktivität gleichzeitig auch bei dem optimierten Stromregelverfahren angewendet werden. Das führt zu einer Einsparung von Speicherplatz und Rechenzeit.

In dieser Arbeit wurden die Kennfelder $l(i, \theta)$, $e(i, \theta, \omega)$ und $m(i, \theta)$ gemessen. In Kapitel 3 wird für jede der in Abbildung 2.18 dargestellten Parameter eine Möglichkeit vorgeschlagen, wie sie gemessen werden können.

Das oben dargestellt Simulationsmodell (Abbildung 2.18) kann um die gegenseitige Beeinflussung der Phasen erweitert werden. Diese Erweiterung wurde in [6] beschrieben.

Um das vollständige Maschinenmodell zu erhalten, fehlt noch die mechanische Gleichung. Hierzu wird die Gleichung (2.21) benutzt.

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M_M - M_L \quad (2.21)$$

Diese Bewegungsgleichung lässt sich mit dem vom Motor aufgebrauchten Moment M_M , welches die Summe der Drehmomente aller Phasen enthält und dem von der Last benötigten Moment M_L angeben. Dabei ist der Term $J \frac{d\Omega}{dt}$ das Beschleunigungsmoment.

2.6 Unterschiedliche Induktivitäten

Das Modell der Geschalteten Reluktanzmaschine lässt sich mit der Spannungsgleichung beschreiben, die zur Übersichtlichkeit hier noch einmal dargestellt ist:

$$u = R \cdot i + \frac{d\psi(i, \theta)}{dt} \quad (2.22)$$

$$u = R \cdot i + \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt}$$

Die Klemmenspannung u setzt sich aus ohmschem und induktivem Spannungsabfall sowie der induzierten Spannung (EMK) zusammen.

Diese Spannungsgleichung kann entweder unter Verwendung der absoluten Induktivität L oder der inkrementellen Induktivität l_{inkr} gelöst werden.

Die Spannungsgleichung unter Verwendung der absoluten Induktivität lautet:

$$u = R \cdot i + \frac{\partial(L(i, \theta) \cdot i)}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \omega \cdot \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial \theta} \quad (2.23)$$

$$u = R \cdot i + i \cdot \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + L \cdot \frac{\partial i}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot \omega \cdot \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial \theta}$$

Das Ergebnis kann noch vereinfacht werden zu:

$$u = R \cdot i + \left[i \cdot \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial i} + L(i, \theta) \right] \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot \omega \cdot \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial \theta} \quad (2.24)$$

Diese Gleichungen erhält man, indem man $\psi(i, \theta) = L(i, \theta) \cdot i$ in den Term $\partial \psi(i, \theta) / \partial i$ einsetzt.

Für die Spannungsgleichung unter Verwendung der inkrementellen Induktivität gilt:

$$u = R \cdot i + l_{inkr}(i, \theta) \cdot \frac{di}{dt} + \omega \cdot \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial \theta} \quad (2.25)$$

$$u = R \cdot i + l_{inkr}(i, \theta) \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot \omega \cdot \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial \theta}$$

Diese Gleichung erhält man, wenn man $\frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial i} = l_{inkr}$ setzt.

Aus den Gleichungen (2.24) und (2.25) kann ersehen, dass die beiden Induktivitäten $l_{inkr}(i, \theta)$ und $L(i, \theta)$ unterschiedlich sind.

Ihr Zusammenhang lässt sich mit der folgenden Gleichung beschreiben:

$$l_{inkr}(i, \theta) = i \cdot \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial i} + L(i, \theta) \quad (2.26)$$

In der Sättigung ist der erste Summand immer negativ.

Der Unterschied zwischen den beiden Induktivitäten ist in den Abbildungen 2.19 und 2.20 dargestellt. Die absolute Induktivität entspricht der Steigung einer Geraden durch den Ursprung und den Punkt $(i; \psi(i))$ auf der Magnetisierungskurve. Die inkrementelle Induktivität entspricht der Steigung der Magnetisierungskurve im Punkt $(i; \psi(i))$.

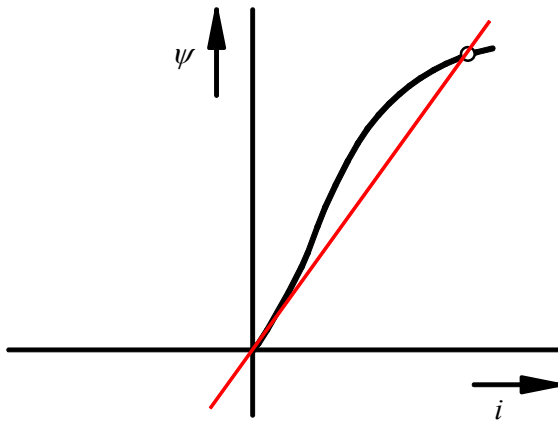


Abbildung 2.19: Absolute Induktivität in der grafischen Darstellung

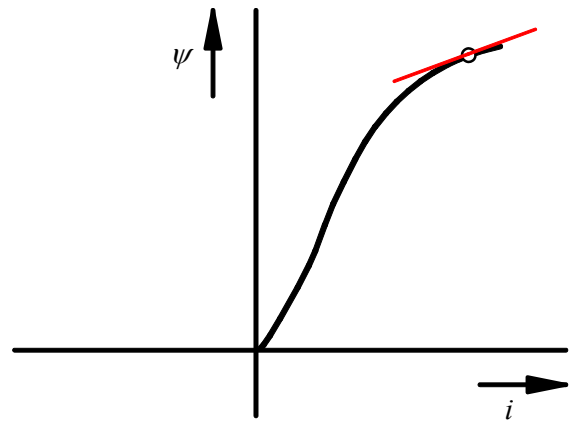


Abbildung 2.20: Inkrementelle Induktivität in der grafischen Darstellung

Infolge einer hochfrequenten Stromänderung mit kleiner Amplitude verändert sich die inkrementelle Induktivität. Diese Induktionsänderung ergibt sich nicht aus dem Verlauf der Magnetisierungskennlinie (Neukurve), sondern aus dem Verlauf der kleinen Hystereseschleife P_1P_2 (siehe Abbildung 2.21a). Der Punkt P_1 (Scheitelwerte von B und H) liegt auf der Magnetisierungskennlinie (Neukurve), P_2 auf der großen Hystereseschleife.

Die wirksame Induktivität L hier ergibt sich allgemein zu [19]:

$$L = N^2 \mu_0 \mu_r A_{fe} / l_{fe} \quad (2.27)$$

Dabei sind

- N die Windungszahl der Wicklung,
- μ_0 die Induktionskonstante ($\mu_0 = 0,4\pi \cdot 10^{-8} H/cm$),
- μ_r die wirksame Permeabilität,
- A_{fe} der magnetisch effektiver Kernquerschnitt,
- l_{fe} die magnetisch effektive Eisenweglänge.

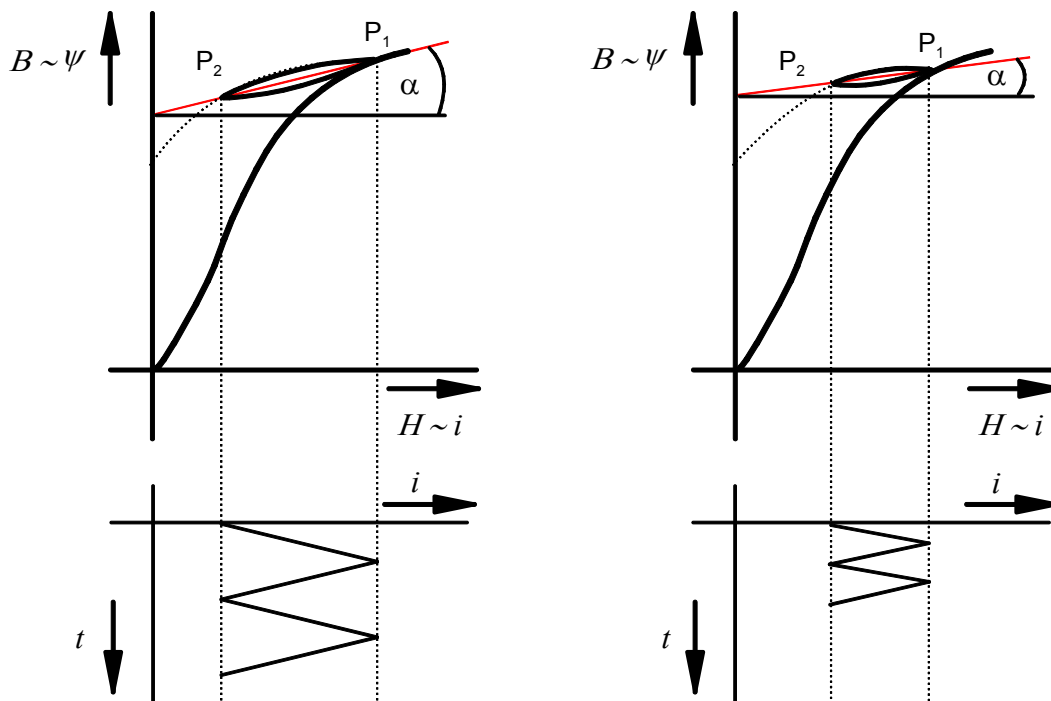
Die inkrementelle Induktivität L_{inkr} ergibt sich daraus für die wirksame Permeabilität μ_r der kleinen Hystereseschleife $P_1 P_2$.

Die Permeabilität μ_r ist durch den Tangens des Neigungswinkels α der durch Aussteuerung mit welligem Gleichstrom hervorgerufenen Hystereseschleife bestimmt:

$$\mu_0 \mu_r = \Delta B / \Delta H = \tan \alpha \quad (2.28)$$

Dabei sind

- B die magnetische Flussdichte,
- H die magnetische Feldstärke.



a)

b)

Abbildung 2.21: Inkrementelle Induktivitätsänderung bei Aussteuerung mit welligem Gleichstrom

Verglichen mit der Tangente an die Magnetisierungskurve in Abbildung 2.20 haben diese eine deutlich kleinere Steigung. Dies bedeutet, dass die wirksame Induktivität kleiner ist. Je höher die Frequenz der PWM, desto kleiner wird die wirksame Induktivität (Stromwelligkeit wird kleiner). Infolge der Erhöhung der Frequenz der PWM verringert sich die Zeit zwischen den Umschaltpunkten.

Für konstanten Strommittelwert gilt: der Punkt P_1 wandert auf der Magnetisierungskennlinie nach links, Punkt P_2 auf der großen Hystereseschleife nach rechts (wobei die große Hystereseschleife gleichzeitig schmaler wird). Der Winkel nimmt ab (siehe Abbildung 2.21b).

Der Unterschied zwischen der absoluten Induktivität sowie der inkrementellen Induktivität, diese einmal ohne Berücksichtigung der Welligkeit (Abbildung 2.20) und einmal mit Berücksichtigung (Abbildung 2.21), hat bedeutende Auswirkung auf die Lösung der Gleichung (2.22). Im Rahmen dieser Arbeit ist die Beachtung der unterschiedlichen Induktivitäten von erheblicher Bedeutung. Wenn die falsche Induktivität gewählt wird, ist z.B. die Rotorposition, die als Lösung einer Gleichung gefunden wird, nicht richtig, was zu instabilem Betrieb der Regelung führt.

3 Messungen der Maschinenparameter

In diesem Kapitel werden verschiedene Messverfahren beschrieben. Unter Anwendung dieser Methoden kann man die inkrementelle Induktivität, die Induktivität abhängig von der Schaltfrequenz der PWM, die induzierte Spannung (EMK) und Drehmoment als Kennlinien erhalten. Sie werden für die Optimierung der Stromregelung und für die sensorlose Rotorpositionsbestimmung benötigt.

Da sowohl der Flussverkettungsverlauf als auch der Verlauf von EMK oder Drehmoment periodisch sind, werden diese Kennlinien nur über 60 Grad mechanisch, das entspricht einer elektrischen Periode, gemessen (Kennwerte der Maschine siehe Anhang).

3.1 Messung der inkrementellen Induktivität

Die inkrementelle Induktivität kann aus der folgenden Gleichung gewonnen werden:

$$l_{\text{inkr.}}(\psi, \theta) = \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial \theta} \quad (3.1)$$

Um diese Gleichung zu lösen, muss die Flussverkettung abgänglich von Phasenstrom und Rotorposition bekannt sein. Diese kann ermittelt werden unter Verwendung der "Direkten Methode", die in [20] beschrieben ist.

Dieses Verfahren basiert auf der Spannungsgleichung, die das Modell der Geschalteten Reluktanzmaschine beschreibt.

$$u = R \cdot i + \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial t} \quad (3.2)$$

Man erhält die Flussverkettung, indem man diese Gleichung umstellt:

$$\psi(i, \theta) = \int (u(t) - R \cdot i) dt \quad (3.3)$$

Die Flussverkettung berechnet sich aus dem zeitlichen Intergral der Phasenspannung abzüglich der an der Phase abgefallenen Verlustspannung.

Um eine schnelle Lösung dieser Gleichung (3.3) zu erhalten, wird hierzu empfohlen, die Berechnung mit Hilfe eines digitalen Oszilloskopes durchzuführen.

Während der Messung muss der Rotor der Maschine in der entsprechenden Position festgebremst sein. Ein Strang der Maschine wird mit einem Spannungsimpuls erregt, der durch den Stromrichter erzeugt wird. Der Strom in der Wicklung steigt an mit einer Geschwindigkeit, die durch die Höhe der angelegten Spannung und die elektrische Zeitkonstante, welche proportional zu der Induktivität ist, bestimmt wird. Um die Eisenverluste zu verringern, wurde die Zwischenkreisspannung bei der Messung auf 20% der Nennspannung reduziert. Da das Maximum des Stromes durch die Länge des Testimpulses bestimmt ist, wurde diese so gewählt, dass der Strom den Nennstrom erreicht, d.h. 50A. Die Integration erfolgt mit Hilfe eines digitalen Oszilloskopes mit mathematischen Funktionen. Bevor die Integration berechnet wird, muss der Strom mit dem Wert des Wicklungswiderstandes multipliziert werden. Die digitale Auswertung hat den Vorteil, dass man einfach den Widerstandswert kontrollieren kann und falls dieser sich infolge steigender Temperatur geändert hat, schnell mit dem neuen Wert des Wicklungswiderstandes korrigiert werden kann. Damit erfolgt die korrekte Bestimmung der Flussverkettung. (Aus dem Oszillogramm des Flussverlaufes lässt sich einer Änderung des Widerstandswerts erkennen, siehe Abbildung 3.1).

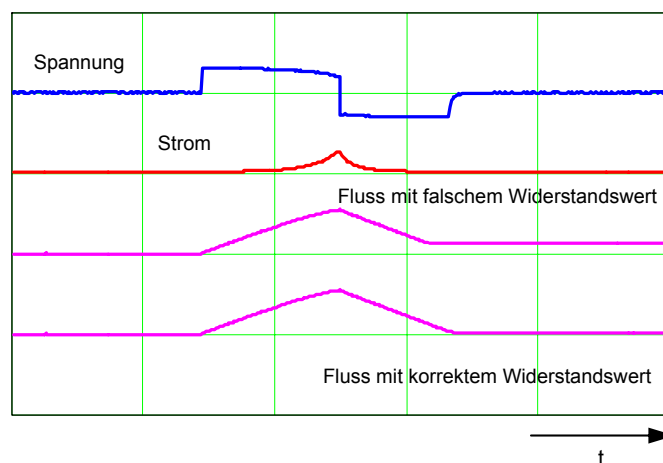


Abbildung 3.1: Verläufe bei der Bestimmung der Flussverkettung

Der Rotor wird während der Messung im Bereich von 0 bis 60 Grad mechanischem Drehwinkel, also genau einer elektrischen Periode, in Abständen von jeweils 1,4 Grad mechanisch fixiert. Die Rotorposition 0 Grad entspricht der ausgerichtete Position, d.h. dem Ständerzahn steht der Rotorzahn gegenüber. Bei 30 Grad ist die un-ausgerichtete Position erreicht. Da der Flussverlauf aller vier Phasen symmetrisch ist, wird nur eine Phase zur Messung herangezogen.

Außerdem kann man auf Grund der Symmetrie zur ausgerichteten Position die Messergebnisse auf eine halbe elektrische Periode (30 Grad mechanisch) beschränken. Abbildung 3.2 zeigt die Ergebnisse dieser Messung.

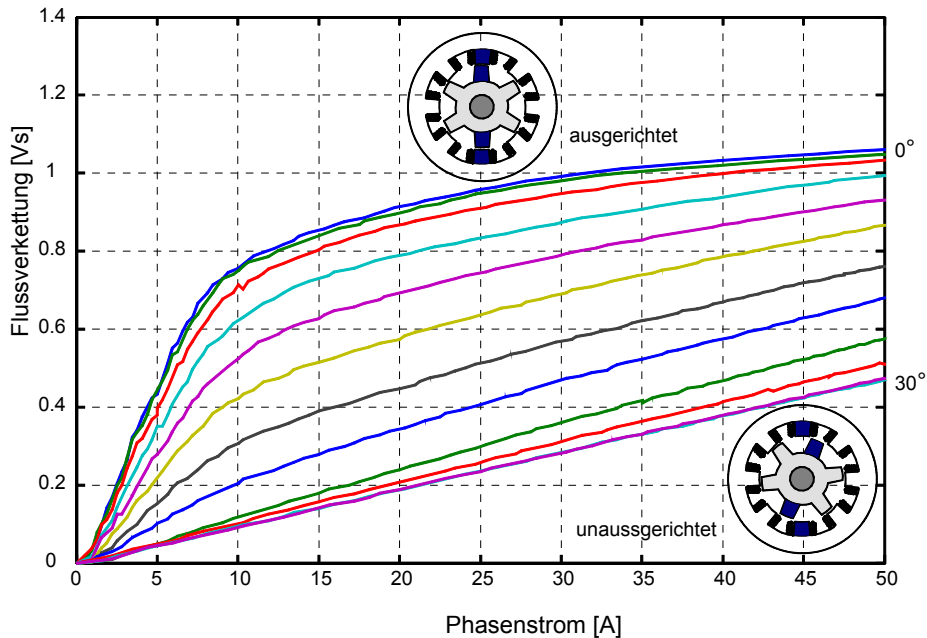


Abbildung 3.2: Ergebnis der Messung der Flussverkettung

Der Flussverlauf in der ausgerichtete Position (0 Grad mech.), steigt mit zunehmenden Strom bis zu 10A fast linear an. Danach ist infolge der Eisensättigung die Steigung immer flacher. Anders verhält sich der Flussverlauf in der unausgerichteten Position (30 Grad mech.), wo die Eisensättigung nicht auftritt. Der Fluss steigt mit dem Strom linear an.

Die unmittelbare Implementierung der gemessenen Flussverkettung in der Gleichung (3.1) ist nicht zweckmäßig. Bei der Berechnung der Induktivität aus den Messwerten tritt eine Schwierigkeit mit der Ableitung des Flussverlaufes auf. Die berechneten Induktivitätswerte schwanken sehr stark. Um ein besseres Ergebnis zu erzielen ist eine Regression notwendig. Hierzu wird der Fluss mit folgender Näherungsfunktion $g(x)$ beschrieben:

$$g(x) = a \left(1 - e^{-\frac{x}{b}} \right) - c \left(1 - e^{-\frac{x}{d}} \right) + k \cdot x^f \quad (3.4)$$

wobei die Parameter a , b , c , k , f , d der Funktion, in Abhängigkeit von der Rotorposition unter Verwendung des Mathematik - Programmes "Mathcad" gefunden werden. Die Abbildung 3.3 zeigt die so ermittelten Verläufe.

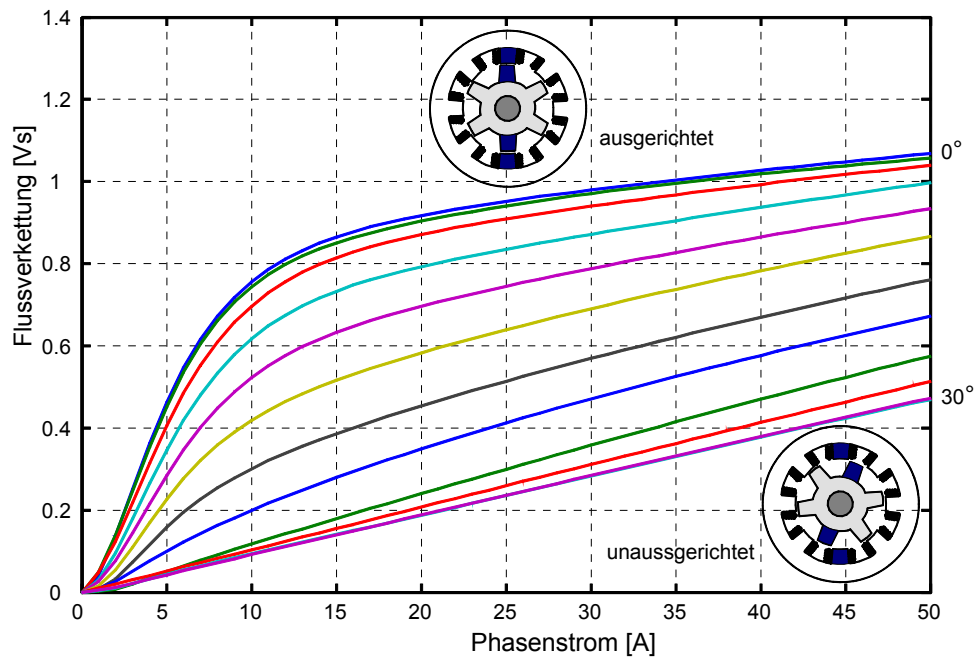


Abbildung 3.3: Durch Regression ermittelte Flussverkettung

Ergänzend zu Abbildung 3.3 zeigt die Abbildung 3.4 die korrespondierenden Flussverläufe in dreidimensionaler Darstellung.

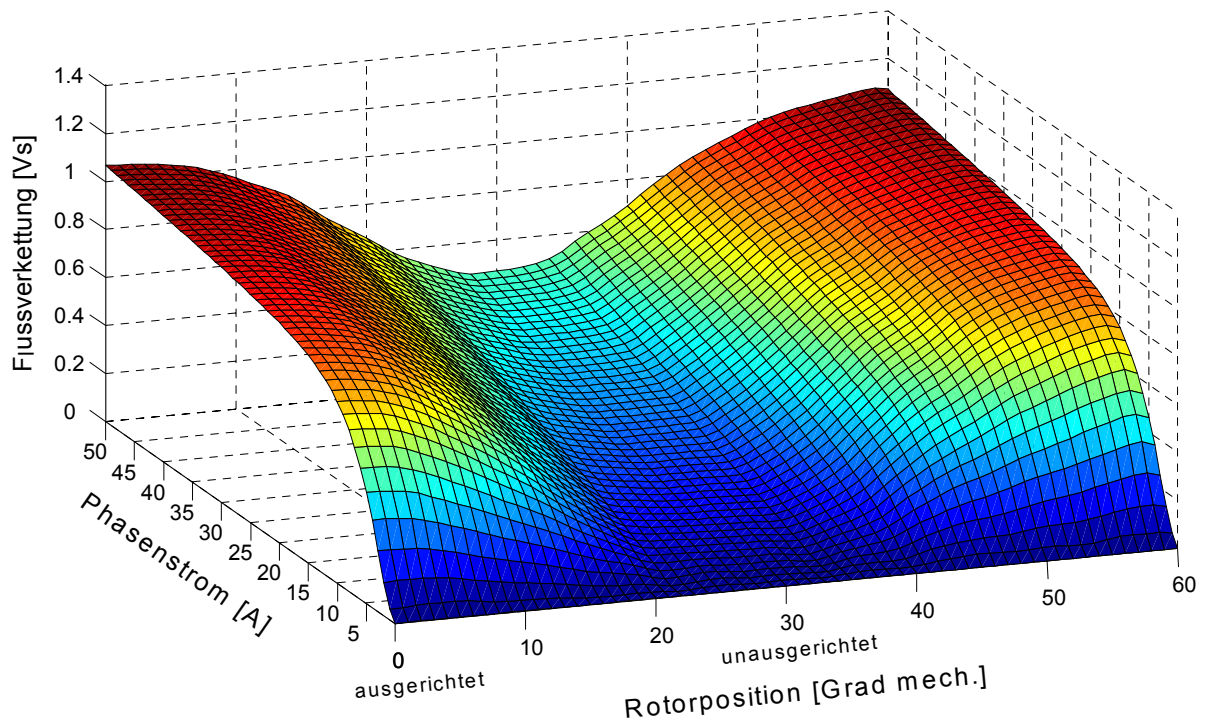


Abbildung 3.4: Gemessene Flussverkettung in Abhängigkeit von Phasenstrom und Rotorposition

Mit Hilfe von Gleichung (3.1) wurde dann die jeweilige inkrementelle Induktivität errechnet. Die Abbildungen 3.5 und 3.6 zeigen die so ermittelte Induktivität. Die Messergebnisse wurden in der Abbildung 3.5 für Stromwerte von 5 bis zu Nennstrom (50A) in Abständen von 5A ausgewählt. Wobei die Rotorposition von 0 bis 60 Grad mechanisch, in Abstände von jeweils 2,8 Grad geändert wurde. Diese Verläufe werden als Tabelle abgelegt und bei der Optimierung der Stromregelung verwendet (siehe Abschnitt 4.3).

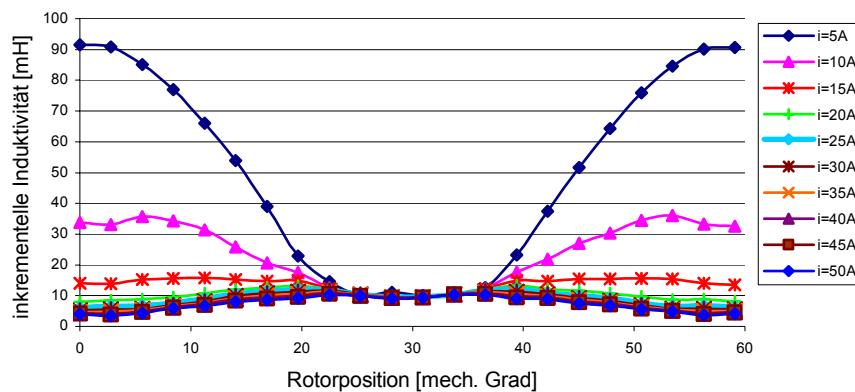


Abbildung 3.5: Aus der gemessenen Flussverkettung berechnete inkrementelle Induktivität

Die in der Abbildung 3.6 dargestellten Verläufe werden für die Stromwerte von 0 bis Nennstrom in Abständen von 1A abgelegt mit der Rotorposition von 0 bis 30 Grad mechanisch, in Abstände von jeweils 4 Grad.

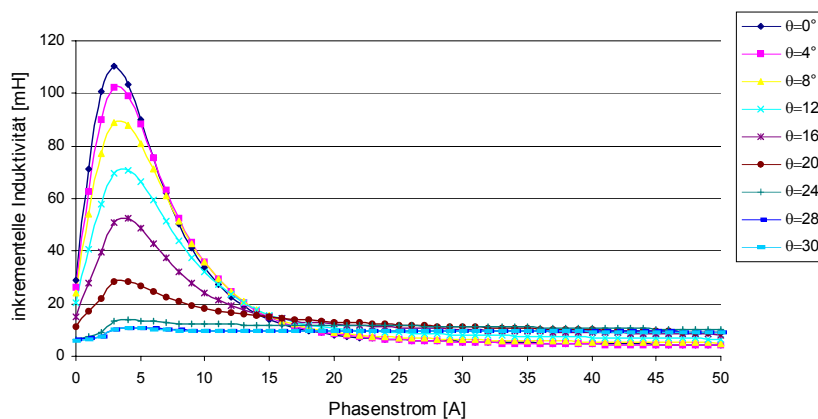


Abbildung 3.6: Inkrementelle Induktivität in Abhängigkeit von Phasenstrom und Rotorposition

In den beiden Abbildungen ist zu sehen, dass infolge der Eisensättigung die inkrementelle Induktivität ab einem Stromwert von etwa 15A einen linearen Verlauf hat. In der Abbildung 3.7 wurden die Verläufe aus der Abbildungen 3.5 und 3.6 dreidimensional dargestellt.

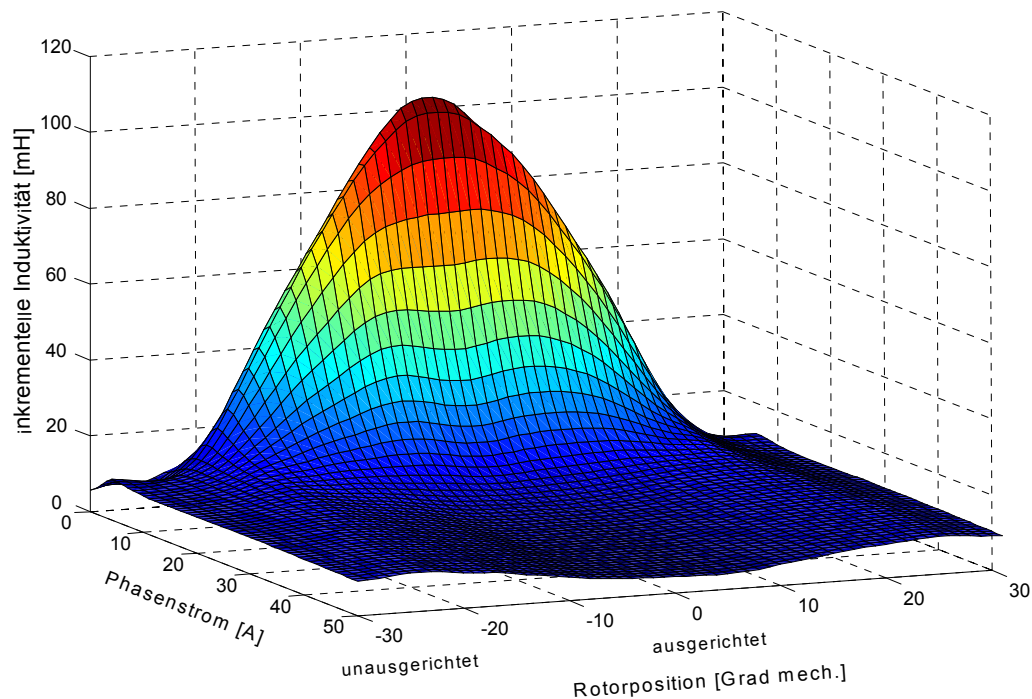


Abbildung 3.7: Gemessener inkrementelle Induktivitätsverlauf in dreidimensionaler Darstellung

3.2 Messung der Abhängigkeit der Induktivität von der Schaltfrequenz der Pulsweitenmodulation (PWM)

Wegen der Frequenzabhängigkeit der Induktivität, wie im Abschnitt 2.6 beschrieben, musste diese bei aktiver PWM ermittelt werden.

Für die Messung wird ebenfalls wie bei der Messung der inkrementelle Induktivität, der Rotor der Maschine in der entsprechenden Position festgebremst, somit ist die EMK Null. Damit reduziert sich die Spannungsgleichung (2.25) zu:

$$u = R \cdot i + l_{\text{inkr}} \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.5)$$

Man erhält die Induktivität, indem man die Gleichung umstellt:

$$l_{\text{inkr}} = \frac{u - R \cdot i}{\frac{di}{dt}} \quad (3.6)$$

Die Spannung u und Phasenwicklungswiderstand R können als Konstanten angenommen oder gemessen werden. Der Strom i und die Änderungsgeschwindigkeit di/dt des Phasenstromes in der Spule der Maschine können online gemessen werden. Die Ableitung di/dt kann entweder digital oder analog gebildet werden. Um die Ableitung digital zu bilden, müssten mehrere Strommessungen während einer Periodendauer der PWM erfolgen. Dies ist aber aufgrund der Geschwindigkeit der A/D-Wandler des verwendeten Mikroprozessors nicht möglich. Deswegen wurde in Rahmen dieser Arbeit auf die zweite Variante zurückgegriffen, es wird ein analoger Differenzierer verwendet.

Prinzipiell ist ein analoger Differenzierer recht einfach aufgebaut und ist eigentlich nichts anderes als ein Hochpaßfilter. Die Differentiation erfolgt dabei an der steigenden Flanke des Filters (Abbildung 3.8).

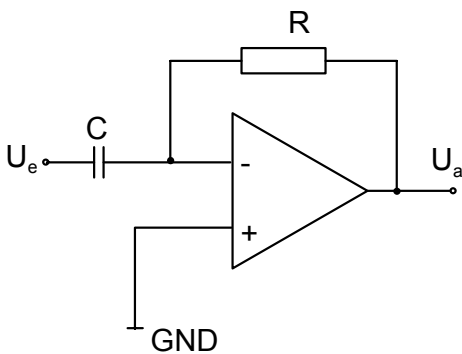


Abbildung 3.8: Differenzierer mit idealem OP

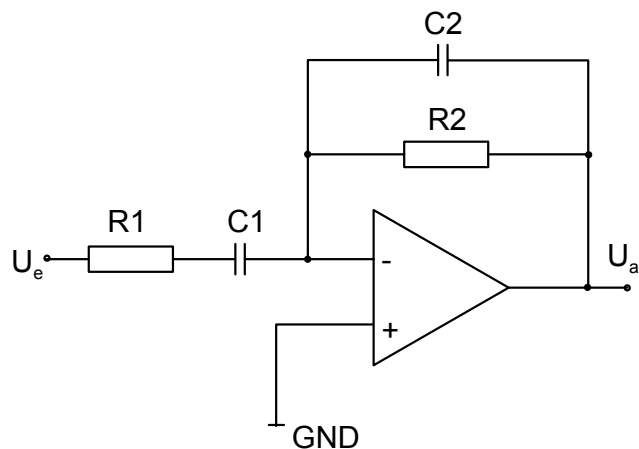


Abbildung 3.9: Differenzierer mit Störungsunterdrückung

Betrachtet man den Operationsverstärker als einen idealen OP, so gilt:

$$\frac{U_e}{\frac{1}{j\omega C}} = -\frac{U_a}{R} \quad (3.7)$$

Dabei sind

- U_e die Eingangsspannung,
- U_a die Ausgangsspannung,
- R der Wirkwiderstand,
- C die Kapazität,
- ω die Kreisfrequenz.

Daraus ergibt sich:

$$U_a = -j\omega RC \cdot U_e \quad (3.8)$$

$$U_a = -RC \cdot \frac{dU_e}{dt} \quad (3.9)$$

Bei einem realen Operationsverstärker ist es zur Stabilisierung der Schaltung erforderlich, einen Widerstand in Reihe mit dem Kondensator C1 zu schalten (Abbildung 3.9). Die Ausgangsspannung eines Differenzierers nach Abbildung 3.8 ist proportional zur Frequenz der Eingangsspannung. Das führt dazu, dass hochfrequente Störungen am Eingang des Differenzierers eine wesentlich höhere Amplitude am Ausgang erzeugen können als das eigentliche Nutzsignal. Abhilfe bringt eine Erweiterung der Schaltung um einen Kondensator C2. Die Schaltung für die Messung wurde nach dem Schaltungsprinzip wie in der Abbildung 3.9 dargestellt ausgeführt. Das Eingangssignal der Schaltung ist der Ausgang des Stromwandlers, mit dem die Stromerfassung erfolgt. Zusätzlich musste noch der Ausgang der Schaltung dem Level der A/D Wandler angepasst werden, was in der Abbildung 3.9 nicht dargestellt wurde. Der Rotor wurde im Bereich von 0° bis 60° mechanischem Drehwinkel in Abständen von $1,4$ Grad fixiert. In jeder Einstellung des Rotors wurde dann der Stromsollwert in $1A$ Schritten von $1A$ bis $50A$ erhöht. Zu jedem Stromsollwert wurde die zeitliche Ableitung di/dt des Stromes gemessen und abgespeichert. Mit Hilfe von Gleichung (3.6) wurde dann die jeweilige Induktivität errechnet. Abbildung 3.10 zeigt die so ermittelte Induktivität. Die Messergebnisse wurden in dieser Abbildung für Stromwerte von $5A$ bis zum Nennstrom ($50A$) in Abständen von $5A$ ausgewählt, wobei die Rotorposition von 0 bis 60 Grad mechanisch, in Abstände von jeweils $2,8$ Grad, geändert wurde. Diese Verläufe werden ebenso wie die Verläufe der inkrementellen Induktivität als Tabelle abgelegt. Diese werden für die sensorlose Rotorpositionsbestimmung verwendet (siehe Abschnitt 5.2).

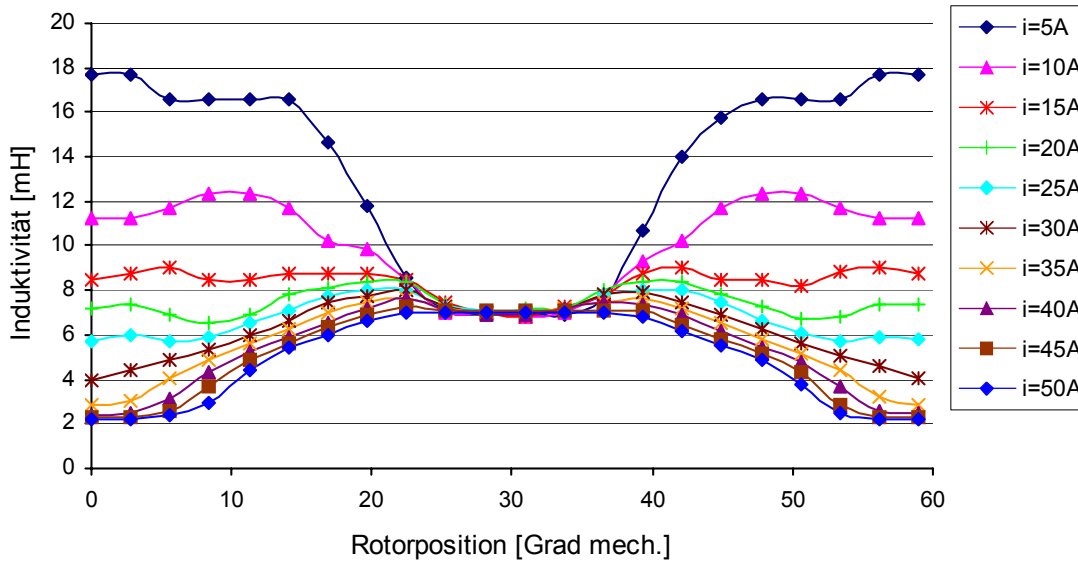


Abbildung 3.10: Inkrementelle Induktivität bei einer PWM-Frequenz von 18kHz

In der Abbildung 3.11 wurden die Verläufe aus Abbildung 3.10 dreidimensional dargestellt.

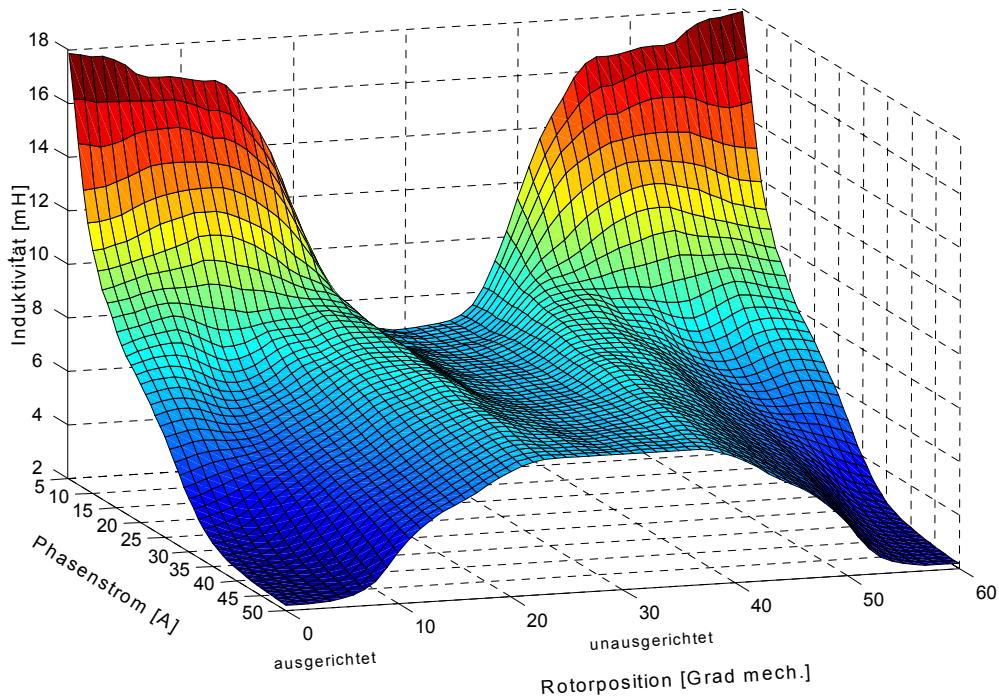


Abbildung 3.11: Gemessene inkrementelle Induktivität bei einer Schaltfrequenz der PWM von 18kHz in dreidimensionaler Darstellung

3.3 Ermittlung der induzierten Spannung (EMK)

Unter der Voraussetzung, dass der Stromsollwert konstant ist und der Stromregler korrekt arbeitet, entspricht die EMK dem arithmetischen Mittelwert der Klemmenspannung über eine PWM-Periode abzüglich des ohmschen Spannungsabfalls.

Dies lässt sich aus der Spannungsgleichung, die das Modell der Geschalteten Reluktanzmaschine beschreibt, herleiten. Die Gleichung kann man aus der Ersatzschaltung in Abbildung 3.12 mit den eingetragenen Größen bestimmen.

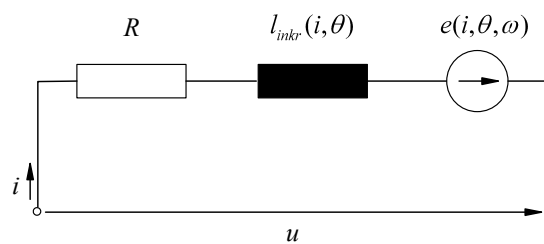


Abbildung 3.12: Elektrische Ersatzschaltbild

Sie lautet:

$$u = R \cdot i + l_{inkr} \cdot \frac{di}{dt} + EMK \quad (3.10)$$

Betrachtet man die beiden Seiten der Gleichung (3.10) als Mittelwert, so erhält man die Formel:

$$\frac{1}{T} \int_0^T u \, dt = \frac{1}{T} \int_0^T \left(R \cdot i + l_{inkr} \cdot \frac{di}{dt} + EMK \right) dt \quad (3.11)$$

Darin bedeutet T die Periodendauer.

Unter der Voraussetzung, dass der Strom konstant ist, reduziert sich der rechte Term der Gleichung (3.11) zu:

$$\frac{1}{T} \int_0^T u \, dt = \frac{1}{T} \int_0^T (R \cdot i + EMK) \, dt \quad (3.12)$$

Da die EMK innerhalb einer PWM-Periode sich kaum ändert, kann man die EMK als konstant annehmen was zur Vereinfachung der Gleichung (3.12) führt:

$$\frac{1}{T} \int_0^T u \, dt = R \cdot i + EMK \quad (3.13)$$

Durch Umstellen der Gleichung (3.13) ergibt sich die EMK:

$$EMK = \frac{1}{T} \int_0^T u \, dt - R \cdot i \quad (3.14)$$

Der arithmetische Mittelwert der Klemmenspannung ist gegeben durch die Zwischenkreisspannung, das Einschaltverhältnis D sowie die Ventilspannungsabfälle.

Die EMK-Messung läuft wie folgt ab: Der Motor wird mit einer konstanten Referenz-Drehzahl durch eine Gleichstrommaschine angetrieben. Hierfür wurden 500 min^{-1} gewählt. Für eine Phase des Motors wird positionsunabhängig ein konstanter Stromsollwert vorgegeben. Nun wird das Einschaltverhältnis positionsabhängig in ein Datenfeld geschrieben, so dass später für jede Position die EMK errechnet werden kann. Während der Messung wurde die Regelabweichung überwacht, um sicherzustellen, dass der Stromregler korrekt arbeitet.

Abbildung 3.13 zeigt die erhaltenen Messergebnisse. Die EMK-Messung wurde für Ströme von 1A bis 50A durchgeführt. Die in der Abbildung 3.13 dargestellten Messergebnisse wurde für Stromwerte von 2A bis zu Nennstrom (50A) in Abständen von 2A ausgewählt, wobei die Rotorposition von 0 bis 60 Grad mechanisch, in Abständen von jeweils 8 Winkelgeberschritten, das entspricht 2,8 Grad mechanisch, geändert wurde. Diese Verläufe werden als Tabelle abgelegt und sowohl bei der Optimierung der Stromregelung (siehe Abschnitt 4.2) als auch bei der sensorlosen Rotorpositionsbestimmung (siehe Abschnitt 5.2) verwenden.

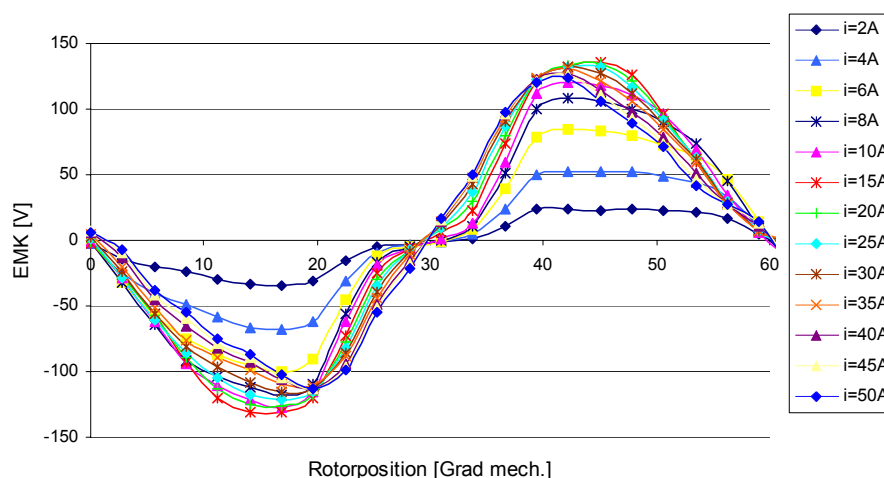


Abbildung 3.13: Gemessener Verlauf der EMK bei einer Drehzahl von $n=500 \text{ min}^{-1}$

Abbildung 3.14 zeigt den EMK -Verlauf in 3D.

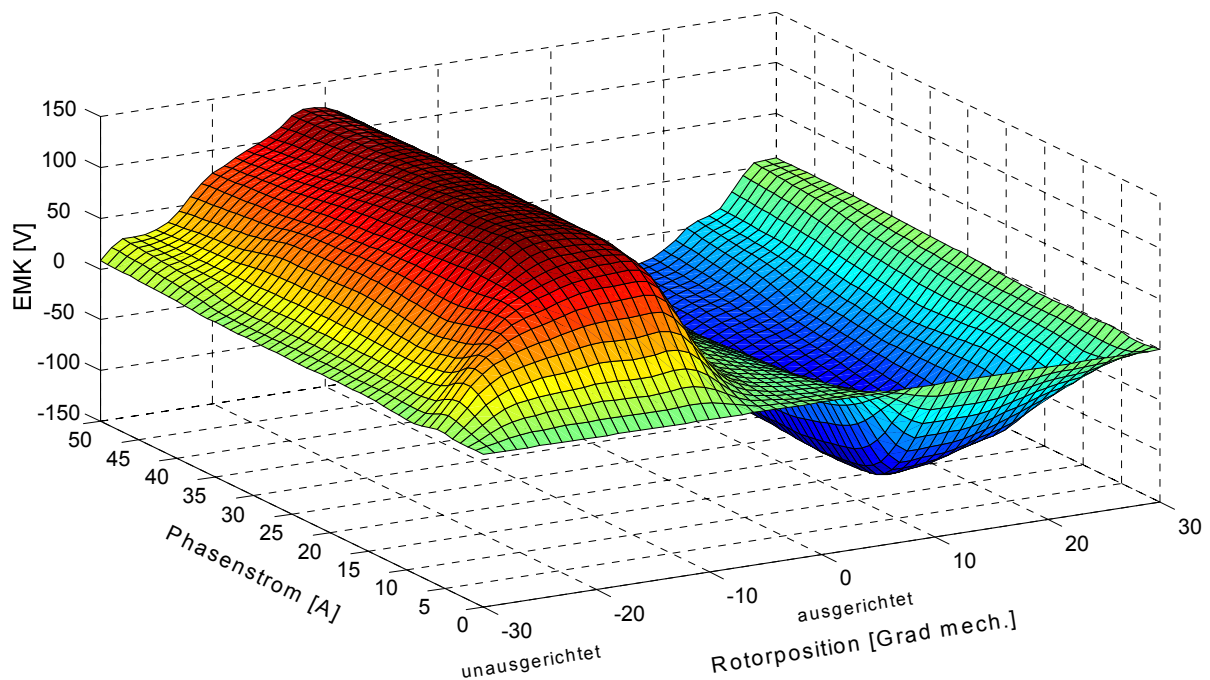


Abbildung 3.14: Gemessener EMK -Verlauf in 3D

3.4 Messung des Drehmomentes

Die Messung des Drehmomentes erfolgte mit Hilfe einer Drehmoment-Messwelle. Bei der Messwelle handelt es sich um den Typ MS von der Dr. Staiger, Mohilo-Co GmbH in der Bauform RA mit runder Welle. Sie wird zwischen Prüfling (Geschaltete Reluktanzmaschine) und Belastungsmaschine (Gleichstrommaschine) eingebaut. Die Drehmomentmessung beruht auf dem Prinzip der Torsion (Verdrehung).

Hierzu ist die Welle im Innern in der Mitte verjüngt. Mit Hilfe von Dehnungsmessstreifen, die in diesem Bereich im 90°-Diagonalmuster angebracht sind, wird ein torsionsabhängiger Widerstand gemessen. Eine innere Elektronik verstärkt das Signal und formt es in eine Frequenz um, die dann per Übertrager zur Außenelektronik gelangt. Hier wird die Frequenz in eine dem Drehmoment proportionale Gleichspannung umgewandelt. Abbildung 3.15 zeigt die erhaltenen Messergebnisse.

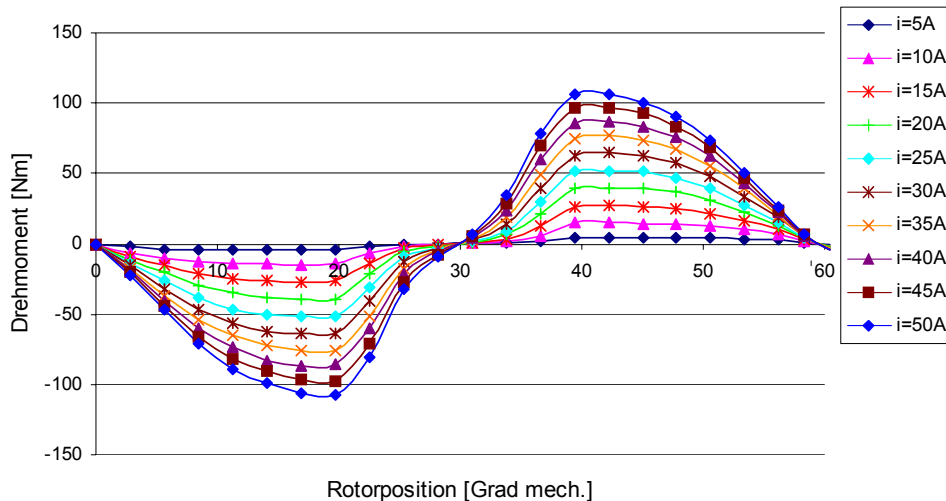


Abbildung 3.15: Gemessenes Drehmoment in Abhängigkeit von Phasenstrom und Rotorposition

Die Messung des Momentes werden von 0 bis 60 Grad mechanisch in einem Abstand von 2.8 Grad an der Phase1 durchgeführt. Abbildung 3.16 zeigt die entsprechenden Verläufe zu Abbildung 3.15 in dreidimensionaler Darstellung.

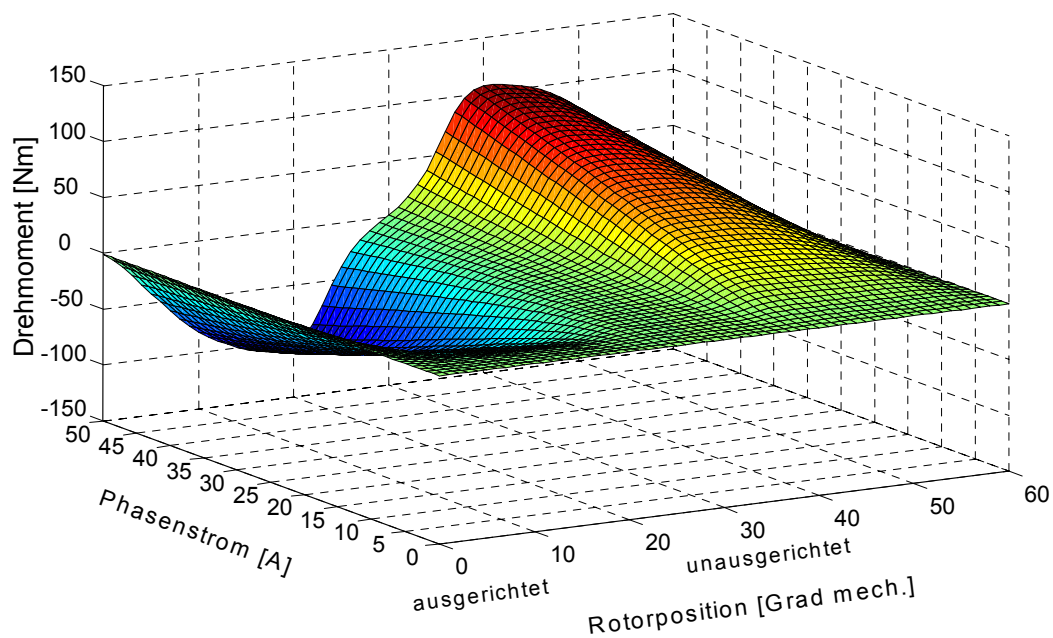


Abbildung 3.16: Drehmomentsverlauf in dreidimensionaler Darstellung

4 Stromregelungsverfahren

In diesem Kapitel wird ein optimiertes Stromregelverfahren beschrieben. Diese Optimierung erfolgte im PI-Stromregler unter Anwendung von EMK- Kompensation und Gain Scheduling. Diese Methode ermöglicht das Minimieren des Einflusses der Störgrößen im Regelkreis, die mit der Sättigung oder der induzierten Spannung (EMK) zusammenhängen. Die Kompensation wird für jeden Betriebszustand von Position, Strom und Drehzahl vorgenommen, um eine möglichst hohe Stabilität zu erreichen.

4.1 Häufig angewendete Stromregelungsverfahren

Das Drehmoment sowie die Drehzahl und die Position sind häufig mit Hilfe einer inneren Stromregelschleife geregelt. In der Literatur z. B. in [1,16,21,22] kann man unterschiedliche Methoden finden. Typische Regerverfahren für die Stromregelung sind die nichtlinearen Regler wie z.B. Hystereseregler und die linearen Regler wie z.B. PI-Regler. Diese können analog oder digital realisiert werden. Wegen der Flexibilität des digitalen Reglers wird dieser immer häufiger in der Praxis angewendet. Gute Stromregler sorgen nicht nur für gute Drehmomentregelung, sondern auch für die Reduzierung der Geräusche der Maschine. Mit Hilfe der entsprechenden Stromregelverfahren, die den Stromverlauf beeinflussen, ergibt sich ein welligkeitsarmer Strom und damit eine geringere Geräusentwicklung.

Beim Hystereseregler unterscheidet man zwischen einer Zweipunktregelung, der sogenannten hartschaltenden Stromregelung, und einer Dreipunktregelung, der weichschaltenden Stromregelung. Der Unterschied liegt in der Art des Schaltens der IGBTs, welche sich auf den Stromverlauf auswirkt. Das Ziel der Stromregelung mit Hystereseregler ist, den Strangstrom durch Aufschalten der Zwischenkreisspannung (im Fall der Zweipunktregelung von $+u_d$ und $-u_d$) innerhalb des Hysterebandes zu halten (Abbildung 4.1). Dabei ist die Schaltfrequenz nicht konstant.

Diese ist von der Änderungsgeschwindigkeit des Strangstromes in der Wicklung der Maschine abhängig:

$$\frac{di}{dt} = \left(u - R \cdot i - \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial \theta} \cdot \omega \right) \cdot \frac{1}{\frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial i}} \quad (4.1)$$

Durch die variable Schaltfrequenz entsteht im Stromverlauf eine Welligkeit, die Geräusche der Geschalteten Reluktanzmaschine mit ebenfalls variabler Frequenz verursacht. Je schmaler das Hystereseband, umso höher ist die Schaltfrequenz. Durch Einführung eines Freilaufbetriebes lässt sich die Welligkeit reduzieren [23]. Dazu muss die Strangspannung im Motorbetrieb zwischen $+u_d$ und Null geschaltet werden; im Generatorbetrieb muss zum Aufbauen des Strangstromes zunächst auf $+u_d$ und anschließend zwischen Null und $-u_d$ geschaltet werden. Im diesem Fall handelt es sich um einen Hystereseregler mit Dreipunktverhalten (Abbildung 4.2).

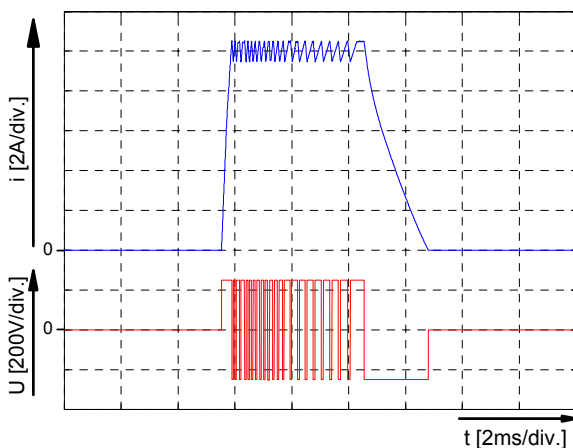


Abbildung 4.1: Simulationsergebnis für den Phasenstrom mit Hystereseregler, Zweipunktregelung im Motorbetrieb

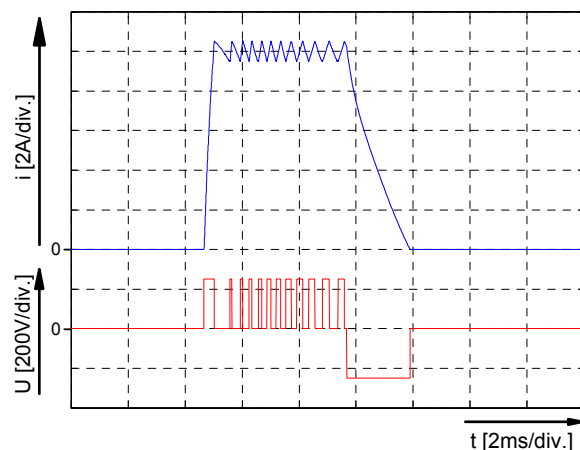


Abbildung 4.2: Simulationsergebnis für den Phasenstrom mit Hystereseregler, Dreipunktregelung im Motorbetrieb

Um welligkeitsarmen Strom und damit geringe Geräusentwicklung im Motor zu erzielen, bietet sich der PI-Regler an. Bei dieser Methode ist der Mittelwert der Strangsspannung variabel mit konstanter Schaltfrequenz (Abbildungen 4.3 und 4.4). Diese kann so hoch eingestellt werden, dass die die Geräusche im Motor stark abgeschwächt auftreten.

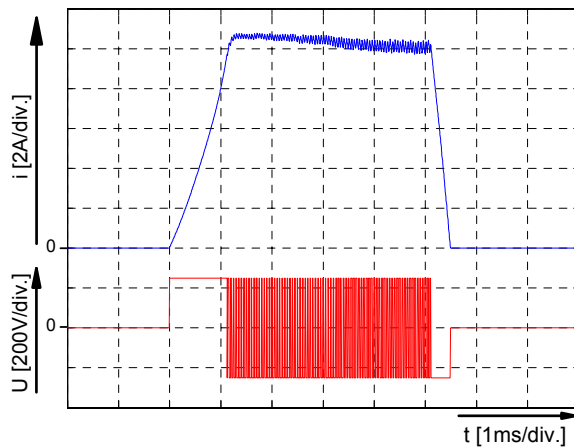


Abbildung 4.3: Simulationsergebnis für den Phasenstrom mit PI-Regler, Generatorbetrieb

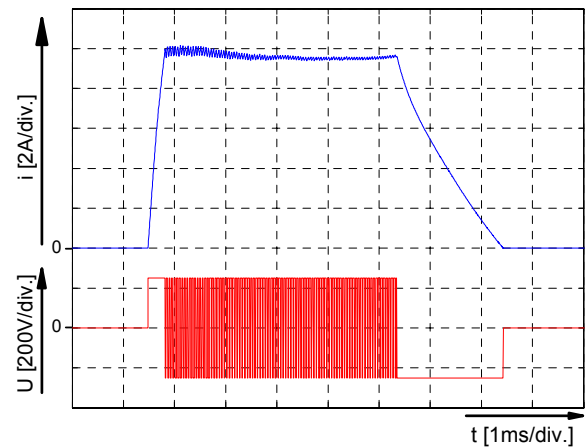


Abbildung 4.4: Simulationsergebnis für den Phasenstrom mit PI-Regler, Motorbetrieb

Die Abbildung 4.5 stellt die vereinfachte Struktur der Stromregelung dar.

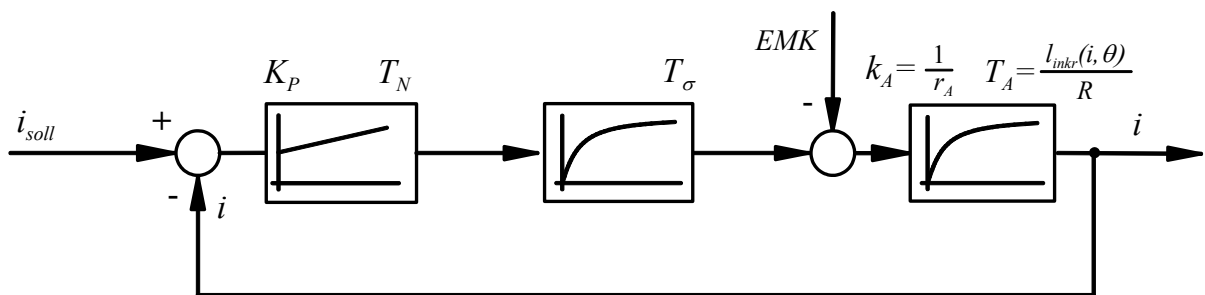


Abbildung 4.5: Vereinfachte Struktur der Stromregelung

Dabei sind

- i_{soll} der Stromsollwert,
- K_p die Reglerverstärkung des P-Anteils,
- T_N die Nachstellzeit,
- T_σ die Summe der kleinen Zeitkonstanten,
- k_A die Konstante des Verzögerungsgliedes,
- T_A die elektrische Zeitkonstante.

Der Nachteil eines linearen Reglers ist, dass die Parameter des Reglers schwer anzupassen sind wegen der elektrischen Zeitkonstante (L/R) der Strecke, da diese stark mit Strom und Rotorposition schwankt.

Bei einer falsch eingestellten Verstärkung kann ein Überschwinger auftreten, welcher die Überschreitung des maximalen Stromes des Umrichters zur Folge haben kann.

Eine weitere Schwierigkeit liegt in der induzierten Spannung, die sich mit der Position schnell ändert. Infolge dieser Störeinflüsse ist der Regler nicht ausreichend leistungsfähig und nicht in der Lage, diese Störungen auszuregeln.

Diese Probleme hängen mit dem nichtlinearen Verhalten der Maschine zusammen, das sich durch die Spannungsgleichung ausdrücken lässt:

$$u = R \cdot i + \frac{d\psi(i, \theta)}{dt} \quad (4.2)$$

$$u = R \cdot i + \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (4.3)$$

$$u = R \cdot i + l_{\text{inkr}}(i, \theta) \cdot \frac{di}{dt} + e(i, \theta, \omega) \quad (4.4)$$

Die obigen Gleichungen zeigen, dass der jeweilige Betriebszustand der Maschine von Rotorposition, Strom und Drehzahl abhängig ist.

Dieses schlechte Regelverhalten ist besonders sichtbar bei kleinen Strömen, wo die inkrementelle Induktivität noch nicht durch die Sättigung des Eisens beeinflusst ist.

Die Induktivität ändert sich stark mit der Rotorposition. Große Induktivität bedeutet kleine Kreisverstärkung und führt zu schwacher Dynamik des Regelkreises, wie in den Abbildungen 4.6 und 4.7 zu sehen ist. Die Reglerverstärkung wird für den schlechtesten Fall optimiert (niedrigste inkrementelle Induktivität). Der Gesamtreglerausgang wird auf die Zwischenkreisspannung $\pm 250\text{V}$ begrenzt (Abbildungen 4.6 und 4.7). Die zunehmende Welligkeit in Abbildung 4.6 zeigt eine fallende inkrementelle Induktivität an.

Zusätzlich verschlechtern die schnellen Spannungsänderungen (EMK) die Dynamik des Regelkreises. Diese zwingen den Regler, sehr schnell zu reagieren. Dadurch entsteht eine große Regeldifferenz zwischen Sollwert und gemessen Stromwert, welche mit steigender Drehzahl zunimmt und nur langsam abgebaut wird.

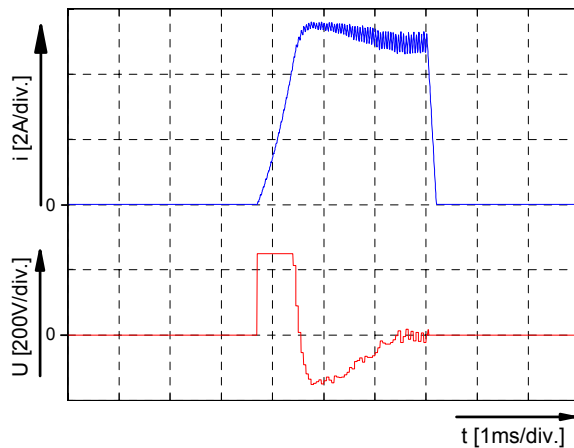


Abbildung 4.6: Simulationsergebnis für den Phasenstrom und Reglerausgang ohne EMK-Kompensation und Gain Scheduling, Generatorbetrieb bei $i=5\text{A}$, $n=750\text{min}^{-1}$

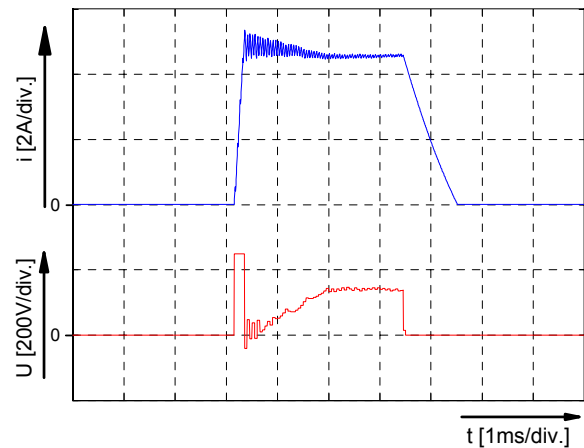


Abbildung 4.7: Simulationsergebnis für den Phasenstrom und Reglerausgang ohne EMK-Kompensation und Gain Scheduling, Motorbetrieb bei $i=5\text{A}$, $n=750\text{min}^{-1}$

Um diese Probleme zu lösen, sind eine iterativ lernende Regelung (ILC) [21], auch neuronale Netze [25] oder Stromregler mit Entkopplung der EMK und mit Anpassung der Verstärkung des PI-Reglers vorgeschlagen worden [26]. Allerdings muss bei den beiden erst genannten Verfahren ein Lernalgorithmus verwendet werden, um eine gute Stromregelung zu erreichen. Daher ist eine sehr hohe Rechenleistung erforderlich. Es muss ein Prozessor eingesetzt werden, der eine hohe Rechenleistung aufweist, da der Regelalgorithmus in kurzen Zeitintervallen gerechnet werden muss, um ein gutes Regelverhalten zu erzielen.

Auch beim dritten Verfahren wurde zur Anpassung der Verstärkung des Stromreglers ein vereinfachter linearer Verlauf der Induktivität berücksichtigt. Dadurch stimmt in machen Fällen die Einstellung der Verstärkung nicht, was zu einer Instabilität des Reglers führt.

Um dieses Verfahren zum verbessern, wurde im Rahmen dieser Arbeit ein Stromregler mit einer EMK-Kompensation und mit Berücksichtigung der veränderlichen elektrischen Zeitkonstante entworfen. Dieses Stromreglerverfahren wurde erstmalig in [27,28] gezeigt.

4.2 Stromregler mit EMK - Kompensation

Aus der Gleichung (4.4) kann man erkennen, dass die EMK eine Funktion der Rotorposition sowie des Strangstroms als auch der Drehzahl ist. Bei kleinen Drehzahlen ist die EMK klein und hat keine bedeutende negative Auswirkung auf den Regelkreis. Dieser Einfluss erhöht sich mit höherer Drehzahl. Abbildungen 4.8 und 4.9 stellen den Phasenstrom und Reglerausgang im Generator- und Motorbetrieb bei 250 min^{-1} dar. Im Vergleich zu den Abbildungen 4.6 und 4.7 ist zu beobachten, dass der negative Einfluss auf die Dynamik des Regelkreises bei kleiner Drehzahl geringer ist. Der Regler erfüllt seine Aufgabe und der Strom wird stabilisiert.

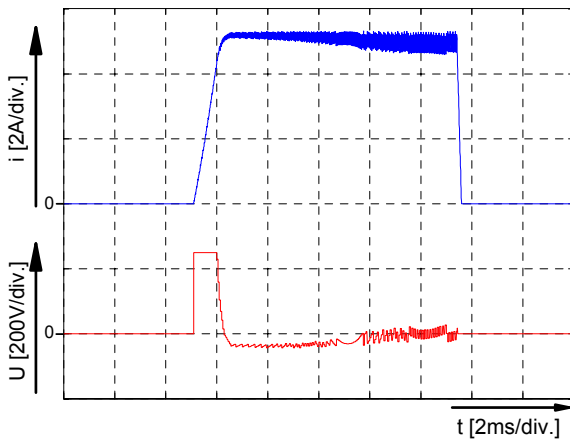


Abbildung 4.8: Simulationsergebnis für den Phasenstrom und Reglerausgang ohne EMK - Kompensation und Gain Scheduling, Generatorbetrieb ($i=5\text{A}$, $n=250\text{min}^{-1}$)

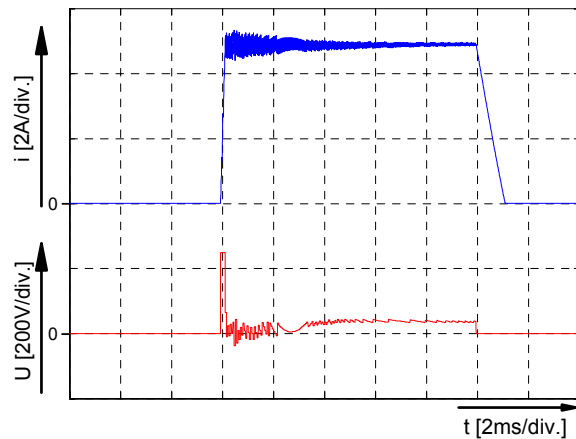


Abbildung 4.9: Simulationsergebnis für den Phasenstrom und Reglerausgang ohne EMK - Kompensation und Gain Scheduling, Motorbetrieb ($i=5\text{A}$, $n=250\text{min}^{-1}$)

Die EMK als Störgröße des Reglers ist schon bekannt von der Gleichstrommaschine. Allerdings ist im Gegensatz zur Geschalteten Reluktanzmaschine bei der Gleichstrommaschine die Änderung dieser induzierten Spannung nicht so schnell und groß. Folglich hat die EMK anders als bei der Geschalteten Reluktanzmaschine keinen bedeutenden Einfluss auf das Regelverhalten. Abbildung 3.13 stellt den Verlauf der EMK dar, abhängig von Strangstrom und Rotorposition. Es ist hier zu bemerken, dass sich die EMK mit dem Strom und Rotorposition stark nichtlinear ändert. Diese große Nichtlinearität der EMK macht sich im dynamischen Verhalten der Stromregelkreise bemerkbar.

Die durch diese starke Nichtlinearität hervorgerufenen schnellen und großen Spannungsänderungen verursachen eine große Regelabweichung, welche der Regler nicht ausregeln kann. Um das zu verhindern, wurde eine EMK-Kompensation entwickelt.

Die EMK-Kompensation hat die Aufgabe, Störgrößen im Regelkreis zu minimieren, die mit der EMK zusammenhängen. Diese Methode wurde durch Einführung eines zweiten Blocks, der ein dreidimensionales Datenfeld der EMK enthält, zusätzlich zum PI-Regler realisiert (Abbildung 4.10). Für die Anwendung der Tabelle werden die Rotorposition sowie Strom und Drehzahl als Eingangsvariablen benötigt. Mit den Daten der Tabelle kann die Spannung online geschätzt werden.

Die EMK-Kompensation wird für jeden Betriebszustand bezüglich Phasenstrom, Rotorposition und Drehzahl vorgenommen, um die Störgrößen weitgehend aufzuheben.

4.3 Stromregler mit Gain Scheduling

Außer den Störungen, die mit der induzierten Spannung zusammenhängen, tritt im Stromregler ein Problem mit der Maschinenzeitkonstante (L/R) auf, die ebenfalls mit Strom und Rotorposition stark variiert.

Mit der Zeitkonstante schwankt auch die ideale Reglerverstärkung (der P-Anteil K_p), die dazu nach dem Betragsoptimum proportional ist.

$$K_p = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_A}{T_\sigma \cdot k_A} \quad (4.5)$$

Die Ursache liegt in der Induktivität, von welcher die elektrische Zeitkonstante abhängig ist. Der Zusammenhang lässt sich mit der folgenden Gleichung ausdrücken:

$$T_A = \frac{l_{inkr}(i, \theta)}{R} \quad (4.6)$$

Die inkrementelle Induktivität der Geschalteten Reluktanzmaschine, die in der Abbildung 3.5 dargestellt ist, ist nichtlinear und hängt vom Strangstrom und der Rotorposition ab. Das heißt, dass bei niedrigem Strom die inkrementelle Induktivität hohe Werte erreicht und damit bei konstanter Reglerverstärkung K_p der Regler nur für einen bestimmten Betriebspunkt optimiert werden kann. In anderen Betriebspunkten wird dann die Dynamik verschlechtert, was entweder zu schlechter Stromsollwertverfolgung oder zur Schwingungen führen kann.

Diese schlechte Dynamik des Reglers ist besonders im Generatorbetrieb sichtbar (Abbildung 4.6). Es ist hier zu bemerken, dass der gemessene Stromwert dem Sollwert nicht folgen kann. Zur Verringerung der Schwankung wird die Reglerverstärkung K_p des Stromreglers von der im jeweiligen Betriebspunkt wirksamen Induktivität abhängig gemacht. Das Blockdiagramm (Abbildung 4.5) der Stromregelung wird um einen Block erweitert, der ein dreidimensionales Datenfeld der inkrementellen Induktivität enthält. Diese Induktivität wurde nach dem in Abschnitt 3.1 beschriebenen Verfahren bestimmt.

Für die Anwendung der Tabelle werden außer der Drehzahl die gleichen Eingangsvariablen benötigt wie bei der EMK-Kompensation, also Rotorposition und Strom. Mit den Daten der Tabelle kann die inkrementelle Induktivität online geschätzt werden. Die Reglerverstärkung wird für jeden Betriebszustand von Strom und Position berechnet, damit ein gleich bleibendes dynamisches Verhalten der Stromregelkreise gewährleistet ist.

Abbildung 4.10 stellt die komplette Struktur des Stromregelkreises dar mit EMK-Kompensation und Gain Scheduling.

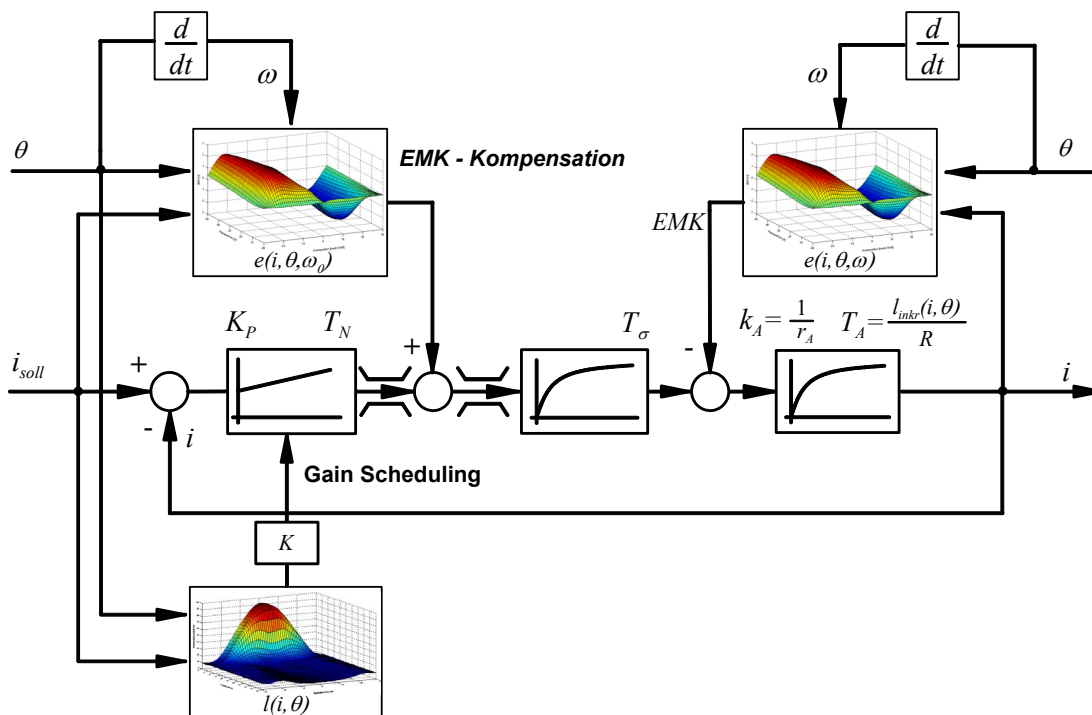


Abbildung 4.10: Strukturbild der Stromregelung mit EMK-Kompensation und Gain Scheduling

Diese Erweiterung der Struktur des Stromreglerkreises um die EMK-Kompensation und das Gain Scheduling sorgt für eine gute Dynamik des Reglers und genaue Verfolgung des Stromsollwertes. Die Abbildungen 4.11 und 4.12 zeigen Simulationsergebnisse im Generator- und Motorbetrieb.

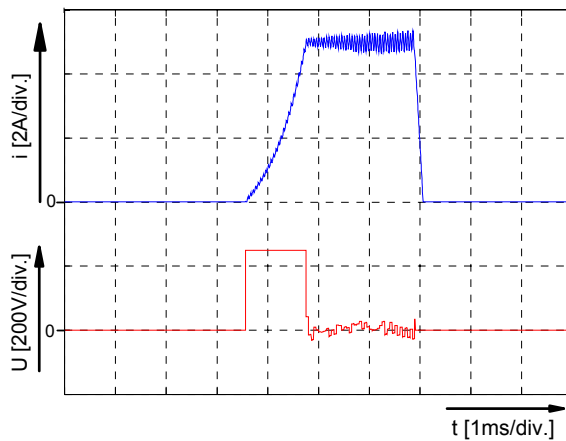


Abbildung 4.11: Simulationsergebnis für den Phasenstrom und Reglerausgang mit EMK - Kompensation und Gain Scheduling, Generatorbetrieb bei $i=5\text{A}$, $n=750\text{min}^{-1}$

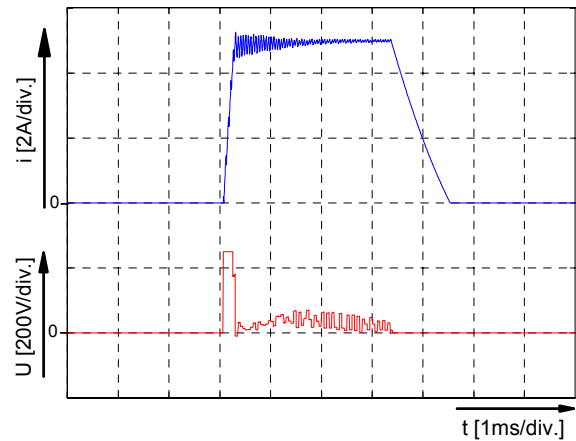


Abbildung 4.12: Simulationsergebnis für den Phasenstrom und Reglerausgang mit EMK - Kompensation und Gain Scheduling, Motorbetrieb bei $i=5\text{A}$, $n=750\text{min}^{-1}$

Dazu entsprechende experimentelle Messergebnisse finden sich in Abschnitt 6.3.1. Außerdem werden im Abschnitt 6.2 die Parameter und die Zeitkonstanten des verwendenden Reglers angegeben.

5 Neue Verfahren zur sensorlosen Rotorpositionsbestimmung

In diesem Kapitel werden im Rahmen dieser Arbeit neu entwickelte Verfahren zur sensorlosen Positionsbestimmung beschrieben. Unter Verwendung dieser neuen Methoden lässt sich die Rotorposition vom Stillstand (ohne Erzeugung eines Momentes) bis zu hohen Drehzahlen ermitteln. Damit ist stabiler sensorloser Betrieb der Geschalteten Reluktanzmaschine im Motor- sowie Generatorbetrieb garantiert.

Bei den meisten bisherigen Methoden zur Bestimmung der Rotorposition, die in Abschnitt 1.4 beschrieben wurden, um einen sensorlosen Betrieb der Geschalteten Reluktanzmaschine im gesamten Drehzahlbereich zu erreichen, ist eine Kombination von mindestens zwei Verfahren erforderlich. Um eine verbesserte Qualität der geschätzten Rotorposition zu erreichen, welche großen Einfluss auf die Steuerung der Maschine hat, wurden im Rahmen dieser Arbeit ebenso zwei Methoden entwickelt (siehe Abbildung 5.1): eine für die Bestimmung der Anfangsposition sowie für kleine Drehzahlen und eine zweite für höhere Drehzahlen. Beide sind für Motor- und Generatorbetrieb geeignet. In den folgenden Abschnitten werden die beiden Methoden beschrieben.

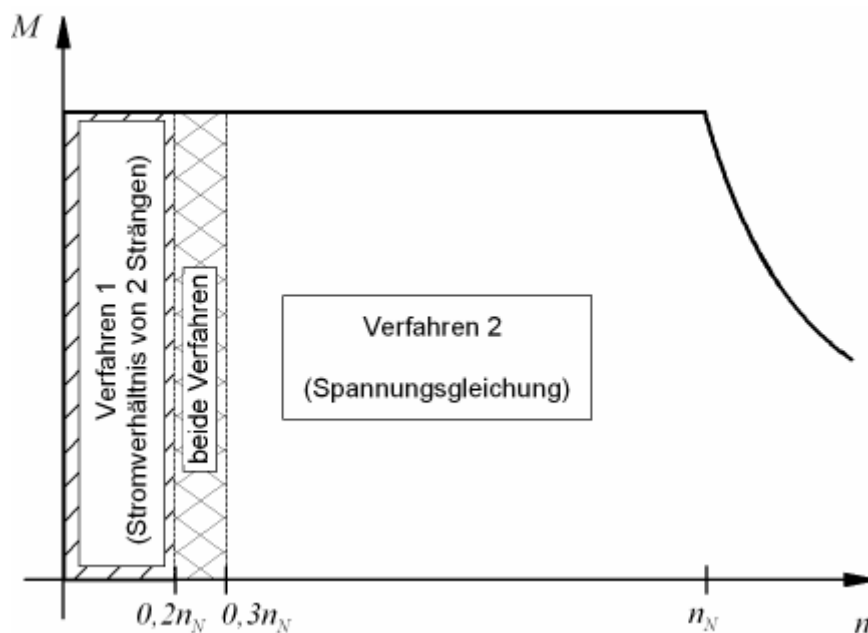


Abbildung 5.1: Einsatz der beiden Verfahren

5.1 Verfahren zur Rotorpositionsbestimmung bei kleinen Drehzahlen

Die Methode basiert auf rechteckförmigen Spannungsimpulsen, erzeugt durch den Stromrichter, mit welchen im Stillstand vier und im Betrieb der Maschine drei von vier Strängen erregt werden. Die Größe der gemessenen Ströme wird durch die Induktivität bestimmt, die nichtlinear ist und von der Rotorposition abhängt (siehe Abbildung 5.2).

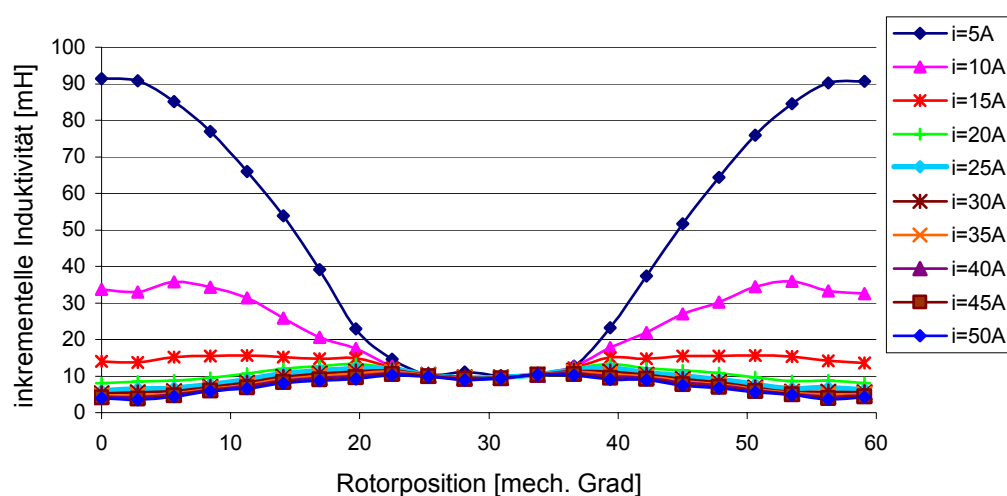


Abbildung 5.2: Verläufe der inkrementellen Induktivität

Diese Abhängigkeit ist in der Spannungsgleichung (5.1) berücksichtigt, die das nicht-lineare Modell der Maschine beschreibt. Für die Klemmenspannung u gilt:

$$u = R \cdot i + l_{\text{inkr}}(\theta, i) \frac{di}{dt} + e(i, \theta, \omega) \quad (5.1)$$

mit Phasenwicklungswiderstand R , inkrementeller Induktivität l_{inkr} , Änderungsgeschwindigkeit des Phasenstromes in der Spule der Maschine $\frac{di}{dt}$ und rotatorische induzierte Spannung e .

Der Strom in der Wicklung steigt an mit einer Geschwindigkeit, die durch die Höhe der angelegten Spannung und die elektrische Zeitkonstante, welche proportional zu der Induktivität ist, bestimmt wird (Abbildung 5.3).

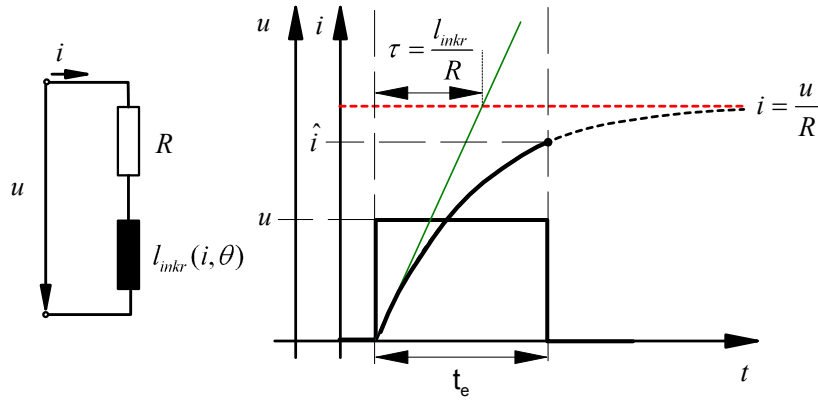


Abbildung 5.3: Zusammenhang zwischen Strom und Spannung (induzierte Spannung e wurde hier vernachlässigt). Der Stromendwert wird bei t_e ermittelt.

Die Abbildungen 5.4 und 5.5 zeigen die resultierenden Stromverläufe und ihre Amplituden. Die Messung wurde im Stillstand durchgeführt, wenn alle vier Phasen erregt werden. Aus diesen Abbildungen kann man den Zusammenhang zwischen Induktivität, Strom und Position des Läufers erkennen. Bei Null Grad (ausgerichtete Position) liegt eine hohe Induktivität der Phase1 vor, woraus sich ein kleiner Strangstrom ergibt. Bei 30 Grad (nicht ausgerichtete Position) hingegen ist die Phaseninduktivität klein, und die Ströme nehmen hohe Werte an.

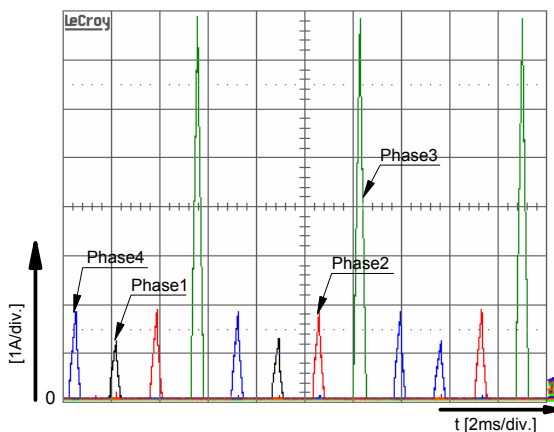


Abbildung 5.4: Verläufe der gemessenen Spitzenströme im Stillstand, wenn alle vier Phasen erregt werden ($\theta=0^\circ$).

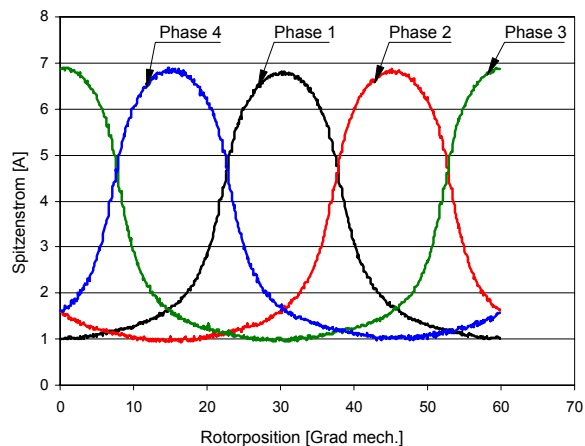


Abbildung 5.5: Gemessene Amplituden des resultierenden Stroms

Die in der Abbildung 5.4 dargestellten Stromwerte wurden zur besseren Darstellung mit zeitversetzten Testimpulsen ermittelt. Bei dem Verfahren selbst werden synchrone Testimpulse verwendet.

Die Änderung der Amplituden des Stromes in Abhängigkeit von der Rotorposition ermöglicht die Ermittlung der Rotorposition. Es gibt leider zwei Gründe, die die direkte Verwendung der Stromwerte zur Bestimmung der Rotorposition verhindern. Das sind: die gegenseitige Beeinflussung der Phasen sowie ihre Abhängigkeit von Zwischenkreisspannungsschwankungen.

Um eine Information über die Rotorposition zu gewinnen, müssen mehr als zwei Phasen bestromt werden. Das führt dazu, dass sich die Phasen gegenseitig beeinflussen und eine Änderung der Stromwerte auftritt. In der Literatur [51] wurde Simulationsbeispiel gezeigt, wie sich die gegenseitige Beeinflussung auf die Amplitude des Stromes auswirkt.

In der Abbildung 5.6 sind Strom- und Drehmomentverlauf einer vierphasigen Geschalteten Reluktanzmaschine mit Außenläufer dargestellt. Während des Betriebes der Maschine ist nur eine Phase bestromt. Hier liegt keine gegenseitige Beeinflussung der Phasen vor und die Stromverläufe sind symmetrisch (siehe Abbildung 5.6).

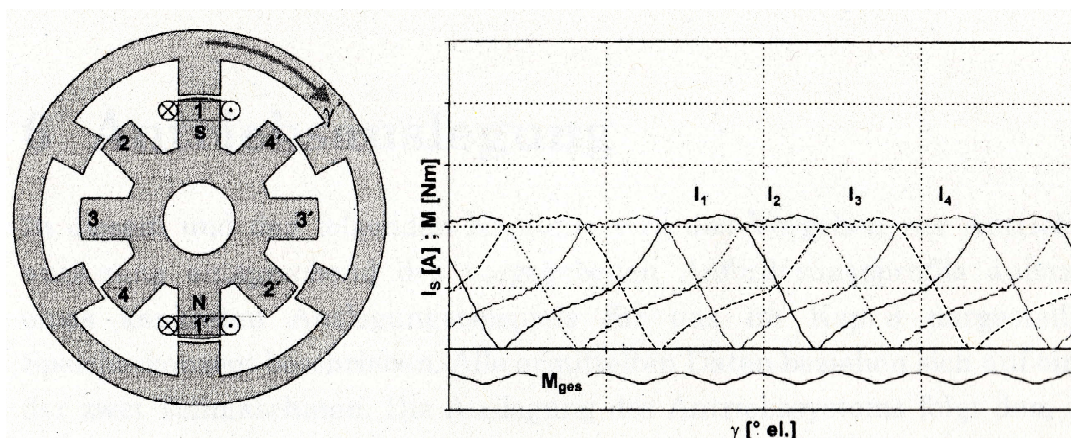


Abbildung 5.6: Strom- und Drehmomentverläufe im Generatorbetrieb – Blockbetrieb [51]

Werden alle Phasen gleichzeitig erregt, ist die gegenseitige Beeinflussung der Phasen in der Abbildung 5.7 deutlich zu erkennen. Die Unsymmetrie der Stromverläufe wird verursacht durch die Verschaltung der Phasen.

Bei dieser Ausführung der Geschalteten Reluktanzmaschine mit gerader Strangzahl ($m_s = 4$) ist es im Gegensatz zu der Maschine mit ungerader Zahl ($m_s = 3$) nicht möglich die benachbarten Statorpole durchgehend mit abwechselnder Polarität zu versehen. Das führt zu einer Verkleinerung des magnetischen Widerstandes in einigen Phasen und somit zu einer Vergrößerung der wirksamen Induktivität.

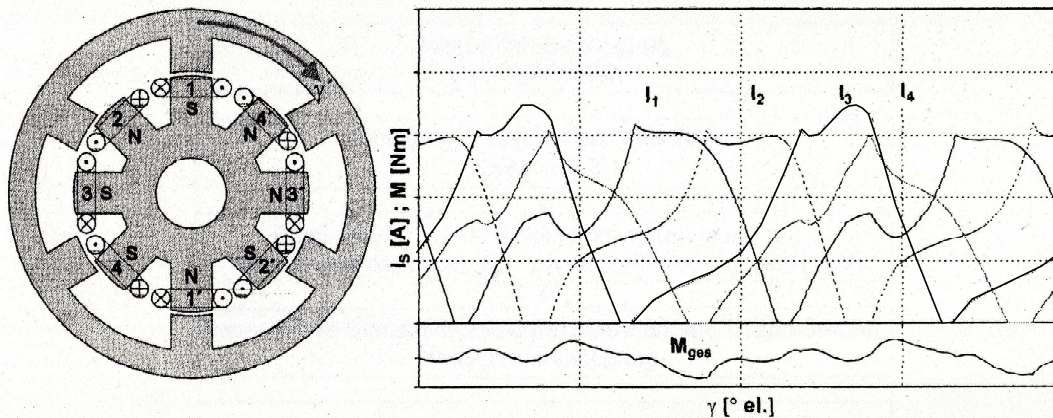


Abbildung 5.7: Strom- und Drehmomentverläufe im Generatorbetrieb – Blockbetrieb [51]

Um den ersten oben genannten Grund zu kompensieren werden zwei Verfahren entwickelt: eines ohne gegenseitige Beeinflussung der Phasen und ein zweites zur Minimierung der Geräusentwicklung. Die beiden Verfahren unterscheiden sich voneinander durch die Länge des Testimpulses, welche das Maximum des Stromes bestimmt (siehe Abbildung 5.3).

Zusätzlich muss noch der zweite oben genannte Grund berücksichtigt werden: die Abhängigkeit der Stromwerte von der Zwischenkreisspannung. Diese Abhängigkeit muss aufgehoben werden, da schon kleine Abweichung der Zwischenkreisspannung signifikante Änderung in den Stromwerten verursachen, was zu einer falschen Positionsbestimmung führt.

Um diese Abhängigkeit von der Zwischenkreisspannung zu eliminieren, werden in beiden Verfahren aus den gemessenen Stromwerten von zwei benachbarten Phasen Verhältnisse gebildet. In dieser Arbeit handelt es sich um eine vierphasige Geschaltete Reluktanzmaschine, daraus ergeben sich zwölf mögliche Stromverhältnisse:

$$\hat{i}_1 / \hat{i}_2; \hat{i}_1 / \hat{i}_3; \hat{i}_1 / \hat{i}_4; \hat{i}_2 / \hat{i}_1; \hat{i}_2 / \hat{i}_3; \hat{i}_2 / \hat{i}_4; \hat{i}_3 / \hat{i}_1; \hat{i}_3 / \hat{i}_2; \hat{i}_3 / \hat{i}_4; \hat{i}_4 / \hat{i}_1; \hat{i}_4 / \hat{i}_2 \text{ und } \hat{i}_4 / \hat{i}_3.$$

Es werden jedoch in den beiden Verfahren nur acht Varianten von Stromverhältnisse berücksichtigt: \hat{i}_1/\hat{i}_2 ; \hat{i}_2/\hat{i}_1 ; \hat{i}_2/\hat{i}_3 ; \hat{i}_3/\hat{i}_2 ; \hat{i}_3/\hat{i}_4 ; \hat{i}_4/\hat{i}_3 ; \hat{i}_1/\hat{i}_4 ; \hat{i}_4/\hat{i}_1 . Die Ursache hierzu liegt in den Verläufen der Stromverhältnisse, deren Amplituden ganz stark voneinander abweichen (siehe Abbildung 5.8).

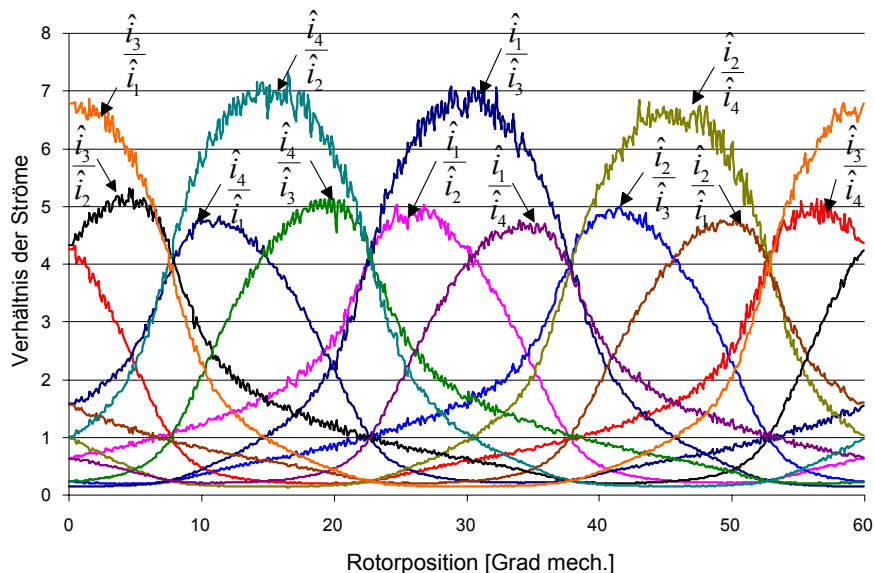


Abbildung 5.8: Gemessene Stromverhältnisse im Stillstand (ohne Erzeugung eines Momentes)

In den folgenden Abschnitten werden die zwei Verfahren, eines ohne gegenseitige Beeinflussung der Phasen und ein zweites zur Minimierung der Geräuscentwicklung, beschrieben.

5.1.1 Verfahren ohne gegenseitige Beeinflussung

Bei diesem Verfahren werden die Spannungsimpulse so ausgewählt, dass der Strom große Werte annimmt und sich damit die Maschine in der Sättigung befindet. Infolge der Eisensättigung ist die gegenseitige Beeinflussung klein und verursacht nur sehr geringe Unsymmetrien im Stromverlauf, was keinen negativen Einfluss auf die Ermittlung der Rotorposition hat. Abbildung 5.9 zeigt die Verläufe der gemessenen Spitzenströme im Stillstand, wenn alle vier Phasen erregt werden.

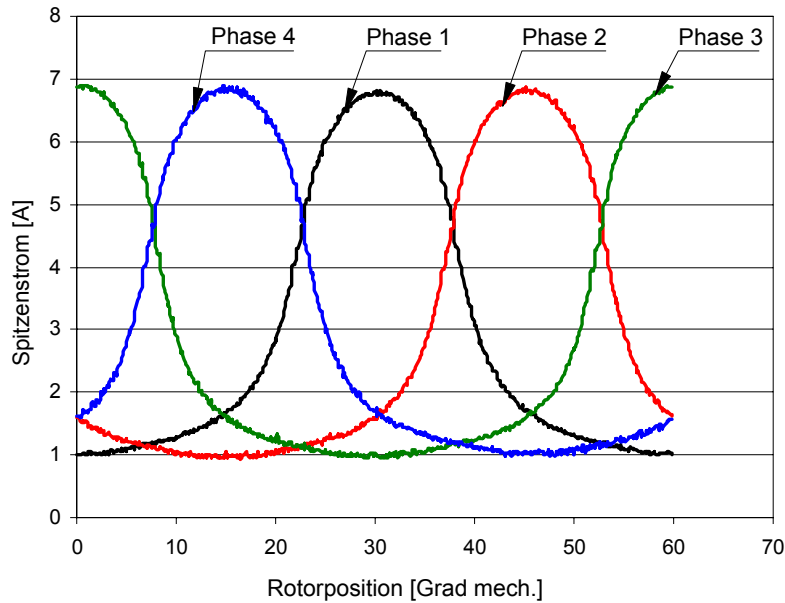


Abbildung 5.9: Gemessene Amplituden des resultierenden Stroms

Um die Abhängigkeit von der Zwischenkreisspannung zu eliminieren, werden, wie in der Abschnitt 5.1 beschrieben wurde, aus den gemessenen Stromwerten von zwei benachbarten Phasen Verhältnisse gebildet. Dadurch erhält man die Verläufe, die im Abbildung 5.10 dargestellt sind.

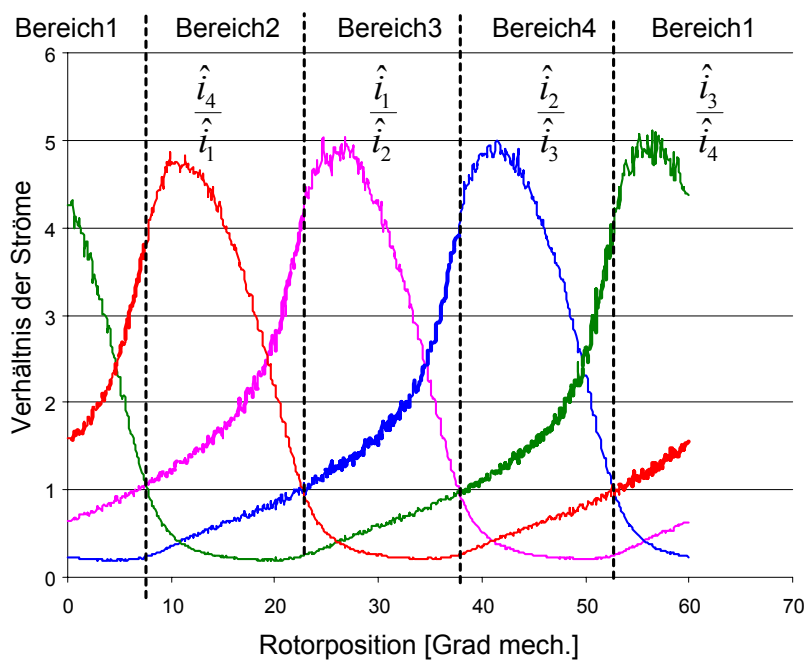


Abbildung 5.10: Gemessene Stromverhältnisse im Stillstand (ohne Erzeugung eines Momentes)

Aus den gemessenen Strömen und damit erhaltenen Stromverhältnissen (siehe Abbildung 5.10) kann man erkennen, dass sich die Rotorposition von 0 bis 60° genau bestimmen lässt.

Des Weiteren lässt sich auch erkennen, dass die Information über die Rotorposition schon aus einem Teilbereich des Verlaufes bestimmt werden kann. Das heißt, dass man den Bereich von 0 bis 60 Grad auf 4 Bereiche aufteilen kann. Die Grenzen sind bestimmt durch die Schnittpunkte von zwei Kurven (siehe Abbildung 5.10). Dadurch reicht es für die Auswertung, dass von den Verläufen der gemessenen Verhältnisse entweder ein steigender oder ein fallender Teil der Kurven bekannt ist. Damit wird gleichzeitig ein Einfluss der Unsymmetrie der Verläufe auf die Bestimmung der Rotorposition verhindert.

Mit der Annahme, dass die Teilbereiche symmetrisch sind, muss nur ein steigender und fallender Teil einer Kurve bekannt sein für die Ermittlung der Rotorposition (siehe Abbildung 5.11). Die beiden Kennlinien kann man sowohl in analytischer Form darstellen als auch als 2-dimensionales Datenfeld ablegen. Die letztgenannte Variante hat den Vorteil, dass in Echtzeit kein Rechenaufwand zu betreiben ist und dieses Verfahren schneller zu einem Ergebnis führt. Aus diesem Grund wurde dieses Verfahren angewendet. Im Rahmen dieser Arbeit wird ein steigender und ein fallender Teil des Stromverhältnisses von Phase 2 zu 3 als 2-dimensionales Datenfeld abgelegt (siehe Abbildung 5.12).

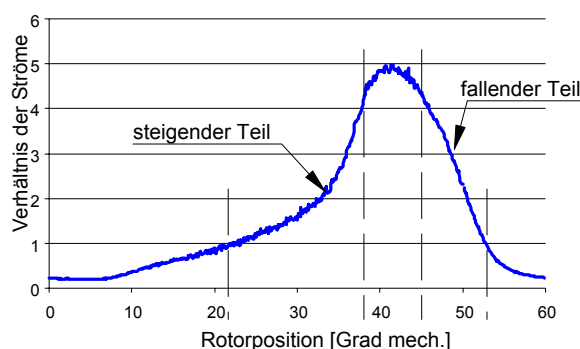


Abbildung 5.11: Stromverhältnis Phase 2 zu 3

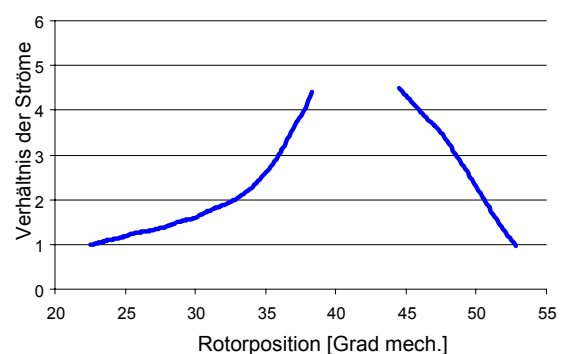


Abbildung 5.12: Steigender und fallender Teil des Stromverhältnisses (Ausschnitt aus Abbildung 5.11)

Die Ströme können online gemessen werden und die Verhältnisbildung erfolgt in Echtzeit. Aus dem Vergleich der Verhältnisse untereinander wird ersichtlich, der Bereich und welches Verhältnis ausgewertet wird (siehe Tabelle 5.1).

Z.B. wenn das Verhältnis \hat{i}_1/\hat{i}_2 größer 1 ist und gleichzeitig das Verhältnis \hat{i}_2/\hat{i}_3 kleiner 1 dann handelt es sich um den Bereich 2 und das Verhältnis für die Auswertung ist in diesem Fall der steigende Teil des Verhältnisses \hat{i}_1/\hat{i}_2 . Die Auswertung entsteht durch Vergleich dieses Verhältnisses von zwei Strömen mit dem 2-dimensionalen Datenfeld. Bei Übereinstimmung wird die entsprechende Rotorposition ausgegeben. Die ermittelte Rotorposition muss noch entsprechend verschoben werden, weil der steigende und fallende Teil der Referenzkurve zum Stromverhältnis von Phase 2 zu 3 gehört. Das heißt, dass die ermittelte Rotorposition aus der Beispiel noch um 15 Grad nach links verschoben werden muss. Diese Verschiebung ist nicht immer notwendig, z.B. für Bereich 3 wird das Verhältnis i_2/i_3 ausgewertet, welches mit der gespeicherten Kurve übereinstimmt.

Vergleich der Verhältnisse ergibt:	Benutzter Vergleich von Verhältnissen	Bereich
$\frac{\hat{i}_3}{\hat{i}_4} > 1$ und $\frac{\hat{i}_4}{\hat{i}_1} > 1$	$\frac{i_4}{i_1}$ gemessen wird mit steigendem Teil von $\frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_3}$ gespeichert verglichen	Bereich 1 von 0° bis 8° von 53° bis 60°
$\frac{\hat{i}_1}{\hat{i}_2} > 1$ und $\frac{\hat{i}_4}{\hat{i}_1} > 1$	$\frac{\hat{i}_1}{\hat{i}_2}$ gemessen wird mit steigendem Teil von $\frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_3}$ gespeichert verglichen	Bereich 2 von 8° bis 23°
$\frac{\hat{i}_1}{\hat{i}_2} > 1$ und $\frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_3} > 1$	$\frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_3}$ gemessen wird mit steigendem Teil von $\frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_3}$ gespeichert verglichen	Bereich 3 von 23° bis 39°
$\frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_3} > 1$ und $\frac{\hat{i}_3}{\hat{i}_4} > 1$	$\frac{\hat{i}_3}{\hat{i}_4}$ gemessen wird mit steigendem Teil von $\frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_3}$ gespeichert verglichen	Bereich 4 von 39° bis 53°

Tabelle 5.1: Vergleich der Stromverhältnisse im Stillstand

Abbildung 5.13 gibt eine Übersicht über den Ablauf des hier angewendeten Algorithmus zur Ermittlung der Rotorposition.

Dieses Verfahren zur Rotorpositionsbestimmung wurde erstmalig in [53] gezeigt.

Algorithmus

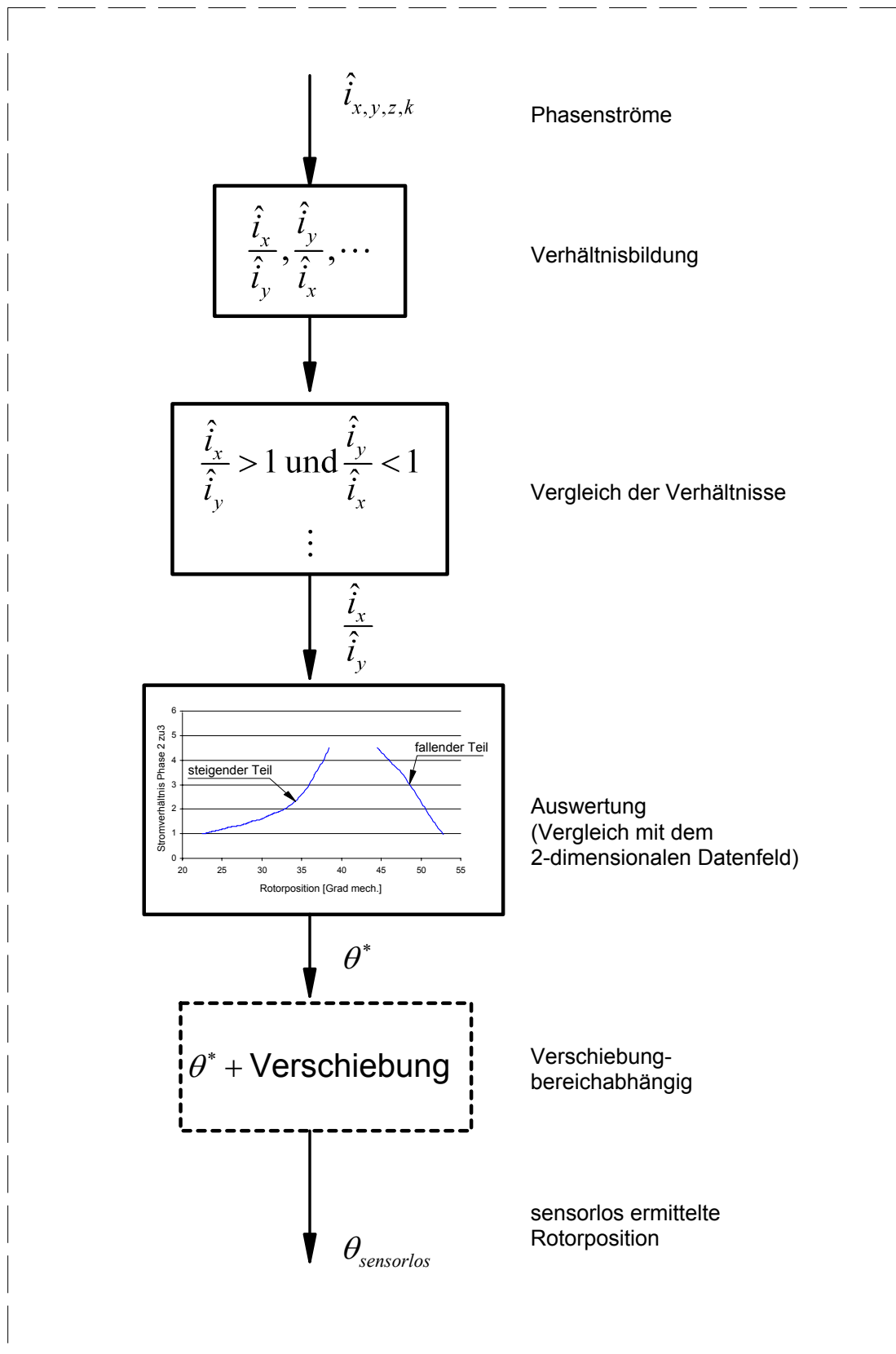


Abbildung 5.13: Algorithmus zur Bestimmung der Rotorposition

5.1.1.1 Verfahren für die Bestimmung der Anfangsposition der Maschine

Bevor die Maschine in Betrieb geht muss die Anfangsposition bestimmt werden. Als Anfangsposition ist die Läuferstellung zu Beginn definiert, wenn noch kein Moment gebildet wird.

Die Bestimmung erfolgt nach oben dargestellten Algorithmus (siehe Abbildung 5.13) Im Stillstand werden die vier Stränge durch rechteckförmige Spannungsimpulse, erzeugt durch den Stromrichter, erregt und aus den gemessenen Stromwerten werden Verhältnisse gebildet. Durch Vergleich und Auswertung der Verhältnisse ergibt sich die genaue Rotorposition und die Information darüber, welche Phase jetzt gerade aktiv sein soll. Diese Information ist erforderlich für den Anlauf der Maschine, um die richtige Phase zu bestromen und die korrekten Verhältnisse der gemessenen Ströme auszuwählen. Der Vergleich der Verhältnisse und die Auswertung ist so wie oben beschrieben.

5.1.1.2 Verfahren für den Betrieb der Maschine

Im Betrieb der Maschine werden die Verhältnisse nur aus den Stromwerten von inaktiven Phasen gebildet. Das heißt, drei Stränge werden mit Testimpulsen erregt und in einem Strang wird der Strom geregelt (siehe Abbildung 5.14 und Abbildung 5.15). Die Phase, die gerade für die Erzeugung des Drehmomentes zuständig ist, darf nicht bei der Bildung der Verhältnisse berücksichtigt werden. Sonst erhält man veränderte Stromwerte und damit unrichtige Verhältnisse, die nicht mit den abgelegten Daten übereinstimmen.

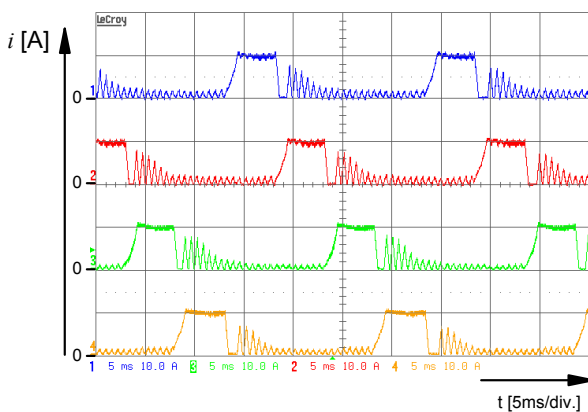


Abbildung 5.14: Vier gemessene Phasenströme im Generatorbetrieb
($i = 10A$, $n = 500 \text{ min}^{-1}$)

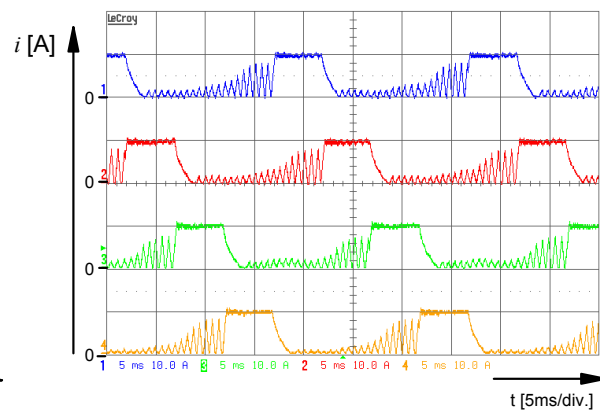


Abbildung 5.15: Vier gemessene Phasenströme im Motorbetrieb
($i = 10A$, $n = 500 \text{ min}^{-1}$)

In dieser Arbeit handelt es sich um eine 4-phasige Geschaltete Reluktanzmaschine. Daher werden, wenn die Phase 1 aktiv ist, die Verhältnisse nur aus den Stromwerten von Phase 2 bis 4 gebildet (Abbildung 5.16).

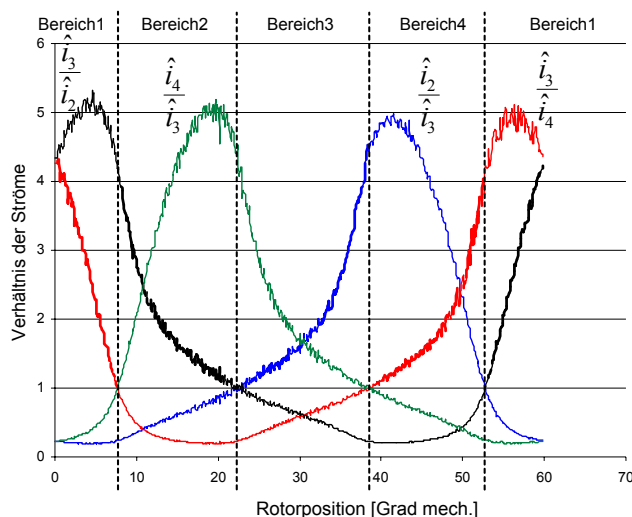


Abbildung 5.16: Gemessene Stromverhältnisse (Phase 1 aktiv)

Damit verringert sich die Anzahl der Verhältnisbildungen, was eine Reduzierung der Rechenzeit zur Folge hat. Es werden für die Auswertung also nur die in der Abbildung 5.16 dargestellten Verläufe berücksichtigt. Die Auswertung erfolgt analog zu dem Algorithmus für die Anfangsposition (siehe Abbildung 5.13). In der Tabelle 5.2 wird dargestellt, wie der Vergleich der Stromverhältnisse erfolgt und gleichzeitig wird bestimmen, welche Verhältnis berücksichtigen zur Ermittlung der Rotorposition wird.

Vergleich der Verhältnisse ergibt:	Benutzter Vergleich von Verhältnissen	Bereich
$\frac{\hat{i}_4}{\hat{i}_3} < 1$ und $\frac{\hat{i}_3}{\hat{i}_4} > 1$ und $\frac{\hat{i}_3}{\hat{i}_4} < \frac{\hat{i}_3}{\hat{i}_2}$	$\frac{\hat{i}_3}{\hat{i}_4}$ gemessen wird mit fallendem Teil von $\frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_3}$ verglichen gespeichert	Bereich 1 von 0° bis 8°
$\frac{\hat{i}_4}{\hat{i}_3} < 1$ und $\frac{\hat{i}_3}{\hat{i}_2} > 1$ und $\frac{\hat{i}_3}{\hat{i}_4} > \frac{\hat{i}_3}{\hat{i}_2}$	$\frac{\hat{i}_3}{\hat{i}_2}$ gemessen wird mit fallendem Teil von $\frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_3}$ verglichen gespeichert	von 53° bis 60°
$\frac{\hat{i}_4}{\hat{i}_3} > 1$ und $\frac{\hat{i}_3}{\hat{i}_2} > 1$	$\frac{\hat{i}_3}{\hat{i}_2}$ gemessen wird mit steigendem Teil von $\frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_3}$ verglichen gespeichert	Bereich 2 von 8° bis 22°
$\frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_3} > 1$ und $\frac{\hat{i}_4}{\hat{i}_3} > 1$	$\frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_3}$ gemessen wird mit steigendem Teil von $\frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_3}$ verglichen gespeichert	Bereich 3 von 22° bis 39°
$\frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_3} > 1$ und $\frac{\hat{i}_3}{\hat{i}_4} > 1$	$\frac{\hat{i}_3}{\hat{i}_4}$ gemessen wird mit steigendem Teil von $\frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_3}$ verglichen gespeichert	Bereich 4 von 39° bis 53°

Tabelle 5.2: Vergleich der Stromverhältnisse im Betrieb der Maschine

Bei höherer Drehzahl tritt bei der Bestimmung der Rotorposition ein Problem auf. In den Teilbereichen ist die ermittelte Rotorposition nicht verwendbar. In den Abbildungen 5.17 und 5.18 sind das ermittelte Rotorpositionssignal und das von Geber gelieferte Signal gegenübergestellt. Das ermittelte Rotorpositionssignal enthält an einigen Stellen Unstetigkeiten.

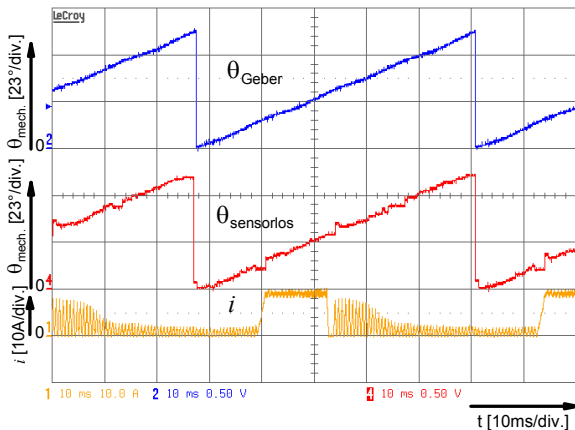


Abbildung 5.17: Positionssignal des Winkelgebers, ungeglättet sensorlos bestimmtes Positionssignal und Phasenstrom im Generatorbetrieb bei 10A und 200 min^{-1}

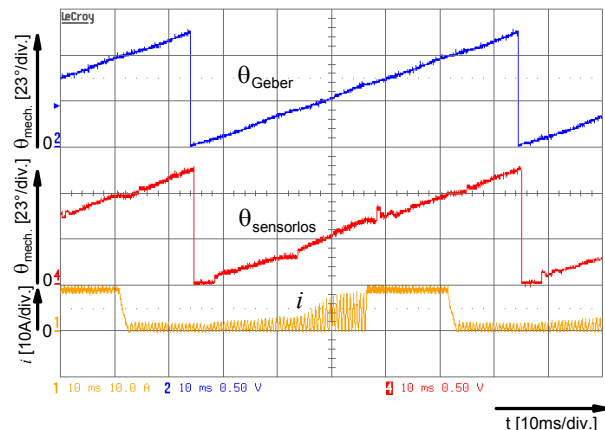


Abbildung 5.18: Positionssignal des Winkelgebers, ungeglättet sensorlos bestimmtes Positionssignal und Phasenstrom im Motorbetrieb bei 10A und 150 min^{-1}

Die Ursache hierfür liegt im Verlauf des Stromes. Um die Strommesswerte zur Ermittlung der Rotorposition nicht zu verfälschen, muss der Strom der aktiv gewesen Phase (Momentenbildung) erst abgebaut sein. Dadurch kann man in der Zeit des Stromabbaues dieser Phase keine Positionsinformation gewinnen. Um dieses Problem zu lösen wird aus den Teilbereichen, in denen ein verwendbares Signal vorliegt, ein Positionssignal generiert, das über die ganze elektrische Periode die aktuelle Position zur Verfügung stellt.

Hierfür wird ein Integrator verwendet, dessen Eingang ein geschätzter Drehzahlwert ist. Die Abbildung 5.19 zeigt das Blockdiagramm des verwendeten digitalen Regelkreises, dessen Ausgang die sensorlose Rotorposition ist.

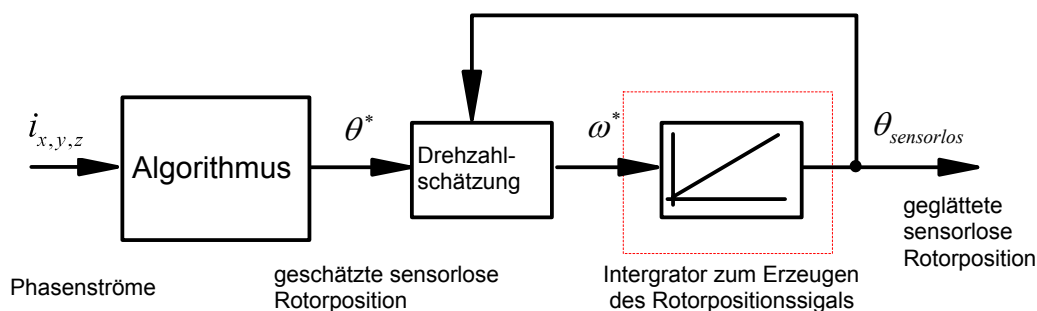


Abbildung 5.19: Schema zur Verbesserung des Signals der sensorlosen Rotorposition

Die Drehzahlschätzung wurde über einen P-Regler realisiert. Der Wert für die Drehzahl wird aus der mit der Verstärkung k_p multiplizierten Differenz der ermittelten Position θ^* und des Ausgangssignals des Integrators bestimmt. Der Schätzwert für die Drehzahl wird mit Hilfe des Positionssignals aktualisiert. Die Aktualisierung geschieht nur in den Bereichen, in denen das Positionssignal des Algorithmus korrekt ist. In Bereichen, wo zwischen den Phasen umgeschaltet wird, wird die geschätzte Drehzahl konstant gehalten und mit Hilfe des Integrators wird die Rotorposition erzeugt.

Der Nachteil des P-Reglers ist, dass ein Schleppfehler entsteht, die jedoch kompensiert werden kann. In den folgenden Abbildungen werden drei Variante, um den Fehler zu kompensieren, dargestellt.

Die erste Möglichkeit zeigt die Abbildung 5.20. Hier wird die Vorsteuerung im Sollwertzweig eingesetzt.

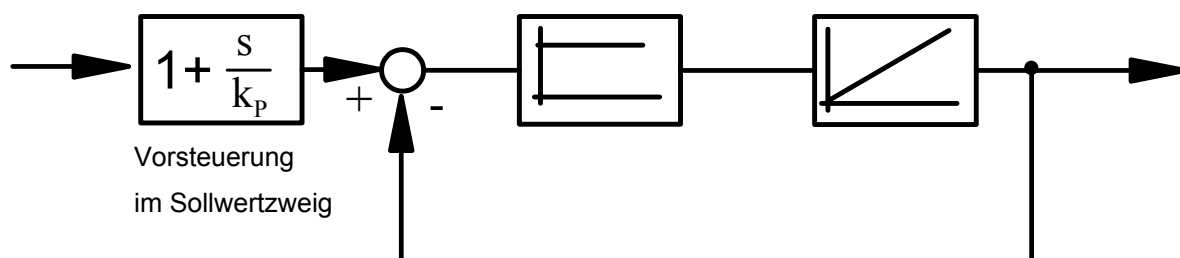


Abbildung 5.20: Erste Variante einer Schleppfehler-Kompensation mit Vorsteuerung im Sollwertzweig

Die zweite Variante ist in der Abbildung 5.21 dargestellt. Hier findet die Korrektur am Ausgang statt.

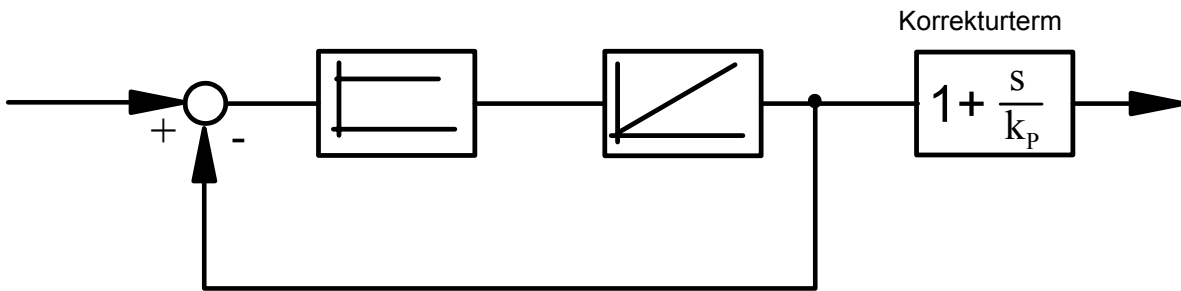


Abbildung 5.21: Zweite Variante einer Schleppfehler-Kompensation ohne Vorsteuerung

Die dritte Variante zeigt die Abbildung 5.22

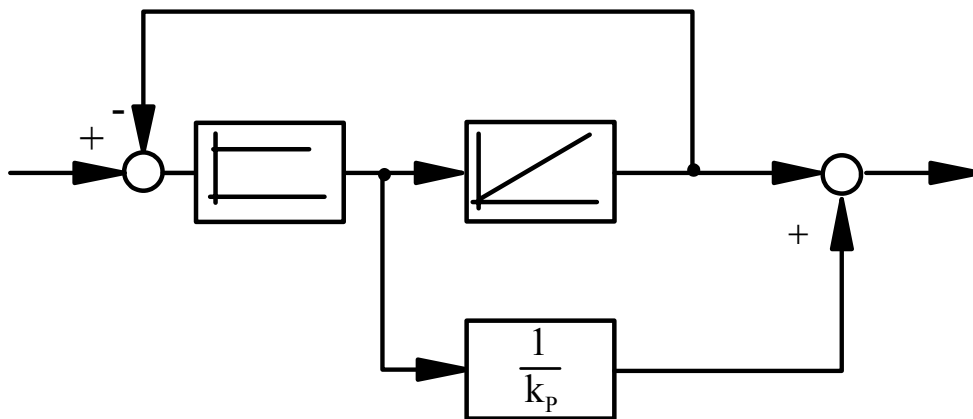


Abbildung 5.22: Dritte Variante einer Schleppfehler-Kompensation

Weil hier eine numerische Differentiation vermieden wird, wird diese letzte Variante im vorgeschlagenen Verfahren angewendet. Abbildung 5.23 zeigt das Blockdiagramm des verwendeten digitalen Regelkreises, dessen Ausgangssignal die sensorlose Rotorposition ist.

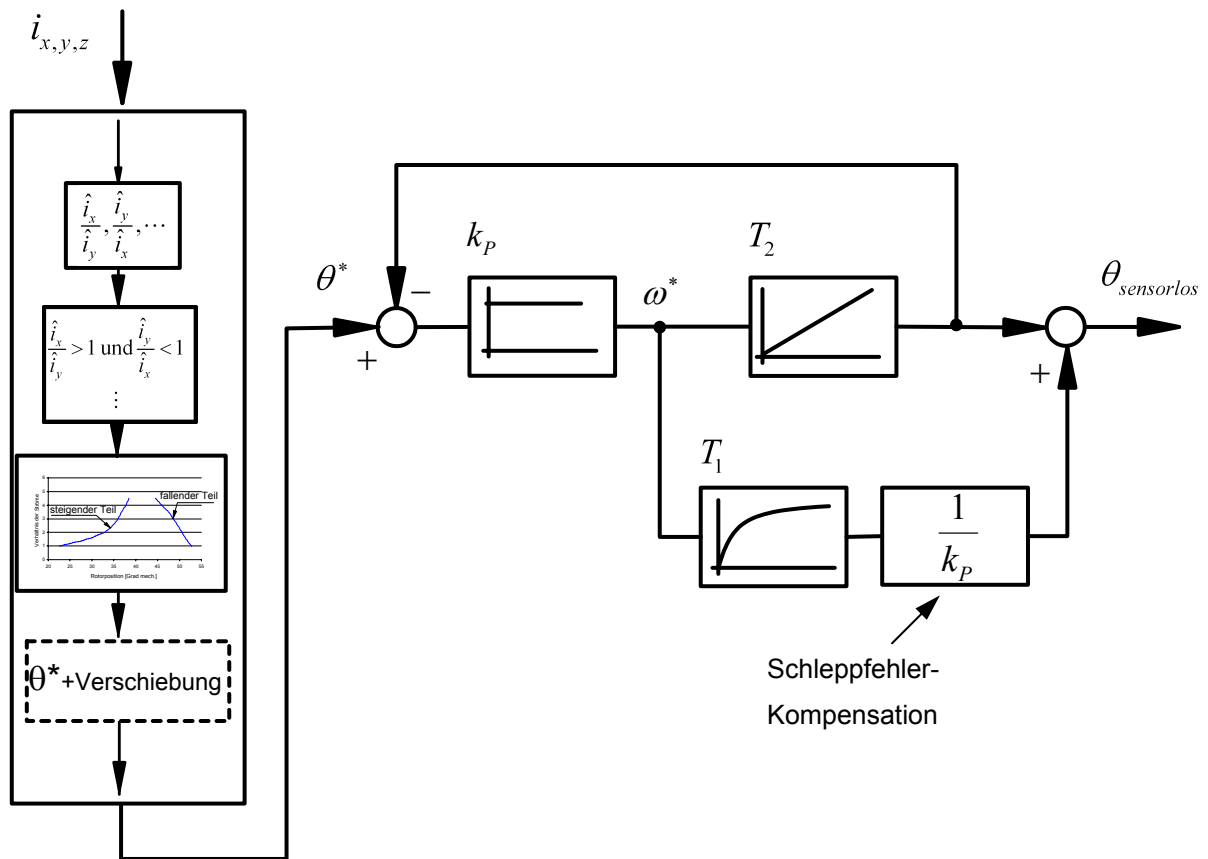


Abbildung 5.23: Blockdiagramm des digitalen Regelkreises mit Schleppfehler-Kompensation

Die Übertragungsfunktion des Regelkreises lautet:

$$\frac{\theta_{\text{sensorlos}}(s)}{\theta^*(s)} = \frac{k_p}{1 + \frac{k_p}{sT_2}} \left(\frac{1}{sT_2} + \frac{1}{k_p} \cdot \frac{1}{1 + sT_1} \right) \quad (5.2)$$

Dabei sind

- T_1 die Zeitkonstante des PT1-Gliedes,
- T_2 die Zeitkonstante des Integrators.

Aus der Gleichung erkennt man, dass bei konstanter Winkelgeschwindigkeit ω^* eine Kompensation erreicht wird (siehe Abbildung 5.23). Dies gilt jedoch nicht bei Geschwindigkeitsänderungen. Eine Analyse der Übertragungsfunktion und eine Simulation machen ersichtlich, dass sich auch bei optimaler Vorsteuerung ein Schleppfehler bei Beschleunigung und Abbremsen ergibt. Dadurch wird dann die sensorlos ermittelte Position der Sollposition entweder nach- oder voreilen.

Simulationsergebnisse

Alle in diesem Abschnitt präsentierten Simulationsergebnisse wurden im sensorlosen Betrieb ermittelt. Das Positionssignal des Winkelgebers wurde nur als Vergleichssignal verwendet.

a) Generatorbetrieb

Im Generatorbetrieb werden die Phasen jeweils im Bereich von 13° bis 28° mechanischem Winkel aktiviert.

Abbildung 5.24 zeigt das Signal des Gebers und das (geglättete) verbesserte sensorlos ermittelte Rotorpositionssignal im Generatorbetrieb sowie den Strom in einer Phase. Die Simulation wurde bei einem Strom von 10A und einer Drehzahl von 85 min^{-1} durchgeführt. Es ist eine gute Überstimmung zwischen der gemessenen Rotorposition vom Geber und der so ermittelten Rotorposition zu bemerken.

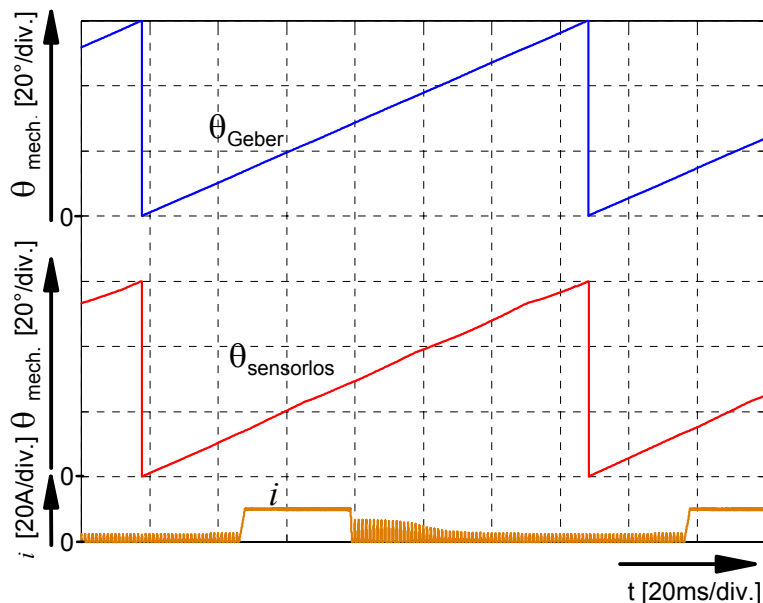


Abbildung 5.24: Positionssignal des Winkelgebers (oben), sensorlos bestimmtes Positionssignal (Mitte) und Phasenstrom bei 10A und 85 min^{-1} , Generatorbetrieb

Bei größeren Strömen, bis hin zum Nennstrom von 50A , sind die Ergebnisse vergleichbar mit den in Abbildung 5.24 dargestellten. Abbildung 5.25 zeigt Simulationsergebnisse der modellmäßig simulierten Position und das ermittelte Signal.

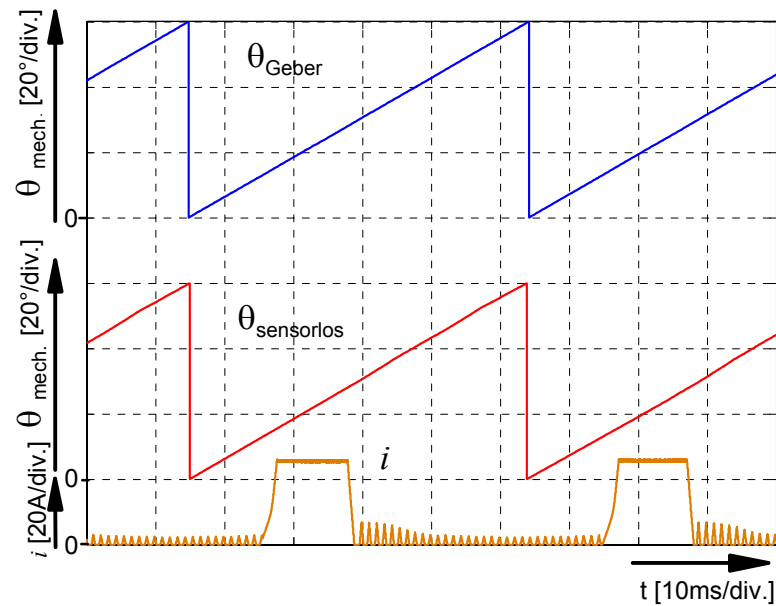


Abbildung 5.25: Positionssignal des Winkelgebers (oben), sensorlos bestimmtes Positionssignal (Mitte) und Phasenstrom bei 25A und 200 min⁻¹, Generatorbetrieb

Die Simulation wurde bei einem Strom von 25A und einer Drehzahl von 200 min⁻¹ durchgeführt. Im Drehzahlbereich von Stillstand bis 300 min⁻¹ werden im Generatorbetrieb gute Ergebnisse erzielt, die sich in ihrer Qualität nicht von den in den Abbildungen 5.24 und 5.25 dargestellten Messungen unterscheiden. Im Bereich ab 450 min⁻¹ verschlechtert sich das sensorlos bestimmte Positionssignal. Wird die Drehzahl weiter erhöht, so werden die Phasen nicht mehr korrekt bestromt und das System wird instabil. Um den Betrieb der Maschine aufrechtzuerhalten ist ein anderes Verfahren erforderlich, welches für hohe Drehzahlen geeignet ist (z.B. das im Abschnitt 5.2 beschriebenes Verfahren). Die Ursache für diese Instabilität liegt hauptsächlich in der Form der induzierten Spannung, die von der Drehzahl abhängig ist. Bei hohen Drehzahlen sind die EMK und ihre Steigung hoch. Das verursacht eine Verfälschung der Stromwerte und somit Stromverhältnisse, welche mit den gespeicherten nicht übereinstimmen. Das verhindert die genaue Rotorpositionsbestimmung.

b) Motorbetrieb

Im Motorbetrieb lässt sich die Rotorpositionsbestimmung ebenfalls unter Verwendung dieses Verfahrens durchführen. In dieser Betriebsart werden die Phasen jeweils im Bereich von 32° bis 47° mechanischem Winkel aktiviert.

Die Abbildung 5.26 zeigen auch hier sehr gute Überstimmung zwischen den gemessenen Rotorposition vom Geber und ermittelte Rotorposition. Die Simulationsergebnisse zeigen das Positionssignal des Winkelgebers und das sensorlos bestimmten Signals bei einem Strom von 10A und Drehzahl 110 min^{-1} .

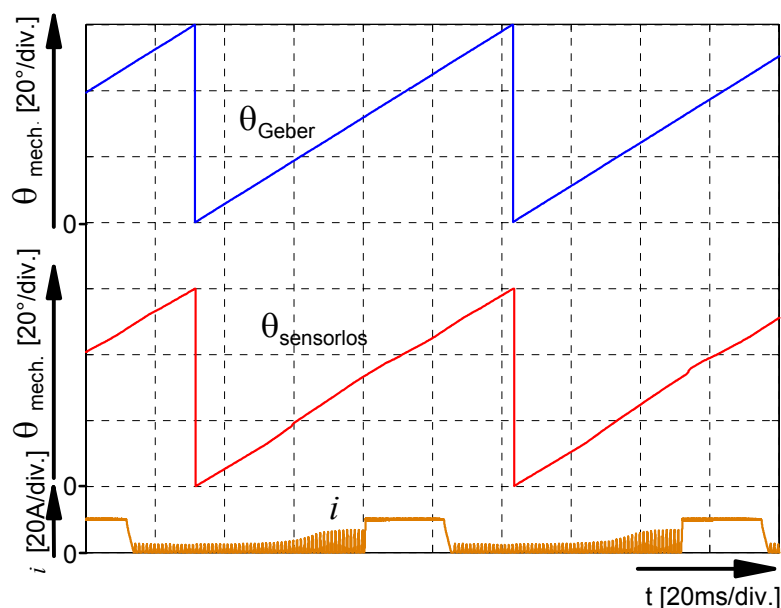


Abbildung 5.26: Positionssignal des Winkelgebers (oben), sensorlos bestimmtes Positionssignal (Mitte) und Phasenstrom bei 10A und 110 min^{-1} , Motorbetrieb

Bis hin zum Nennstrom von 50A kann man unter Verwendung dieses Verfahrens sehr gute Ergebnisse erhalten.

Abbildung 5.27 zeigt Simulationsergebnisse des Positionssignals des Winkelgebers und des sensorlos bestimmten Signals bei einem Strom von 25A und Drehzahl 200 min^{-1} .

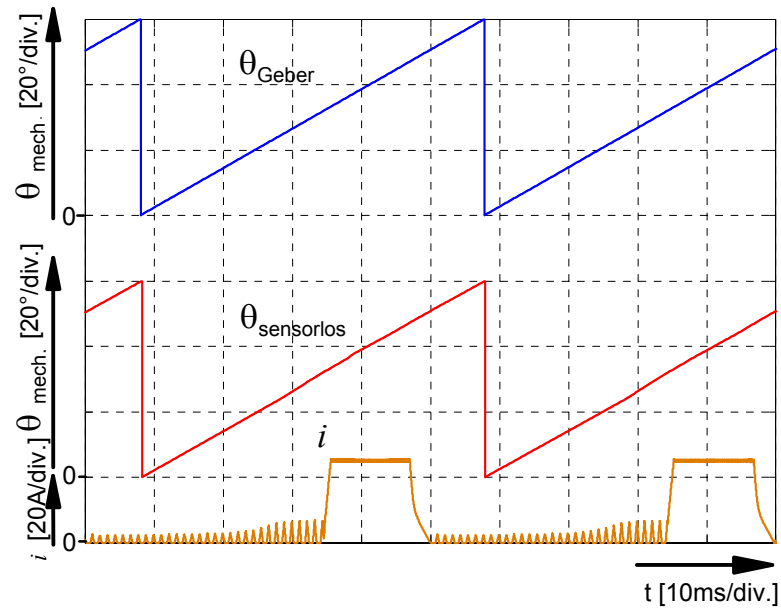


Abbildung 5.27: Positionssignal des Winkelgebers (oben), sensorlos bestimmtes Positionssignal (Mitte) und Phasenstrom bei 25A und 200 min⁻¹, Motorbetrieb

Bei Drehzahlen ab 300 min⁻¹ verschlechtert sich das ermittelte Positionssignal. Bei einer Drehzahl von 450 min⁻¹ wird die Stabilitätsgrenze erreicht.

Um den Betrieb der Maschine aufrechtzuerhalten, ist ein anderes Verfahren erforderlich, welches für hohe Drehzahlen geeignet ist (z.B. das im Abschnitt 5.2 beschriebene Verfahren).

Dieses Verfahren hat auch einen Nachteil, da hohe Ströme deutlich die Bildung von Geräuschen in der Maschine verstärken. Um das zu reduzieren, wurde das Verfahren ergänzt. Im Folgenden wird diese Ergänzung beschrieben.

5.1.2 Verfahren zur Minimierung der Geräuscentwicklung

Das verstärkte Geräusch der Maschine wird reduziert durch Verwendung zeitlich verkürzter Spannungsimpulse, mit denen die Phasen erregt werden. Um eine geringere Geräuscentwicklung in der Maschine zu erreichen, sollen die resultierenden Stromwerte so klein wie möglich sein. Die Verkürzung der Testimpulse und somit die Verkleinerung der Ströme ist jedoch begrenzt durch die Genauigkeit der Stromerfassung (Strom-Wandler) und der ADC - Wandler, wovon die Präzision des Verfahrens zur Ermittlung der Rotorposition abhängt.

Außerdem verfälschen Unsymmetrie der Maschine wie z.B. raue Kanten von Stator und Rotor bei sehr kurzen Testimpulsen die Messergebnisse. Effektive Luftspaltlänge und Luftspaltquerschnitt sind nicht mit den gegebenen geometrischen Abmessungen identisch, was zu Abweichungen bei der magnetischen Widerständen und damit Flüssen führt. Dieser Effekt ist gering, aber bei kleinen Strömen bis zu maximalen 1A ausreichend, die Stromwerte zu verfälschen. Um solche Einflüsse zu vermeiden wurde die Amplitude des Stromes auf 5A zu reduziert. Abbildungen 5.28 und 5.29 zeigen die Stromverläufe und ihre gemessenen Amplituden im Stillstand, wenn alle vier Phasen erregt werden. Es ist hier zu erkennen, dass der Einfluss der gegenseitigen Beeinflussung auf die Stromwerte deutlich zu sehen ist.

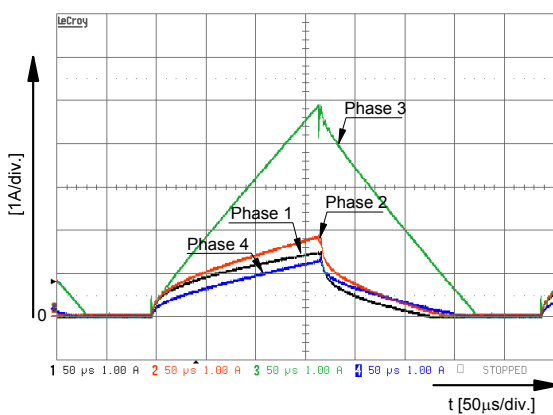


Abbildung 5.28: Verläufe der gemessenen Spitzenströme im Stillstand, wenn alle vier Phasen erregt werden ($\theta=0^\circ$)

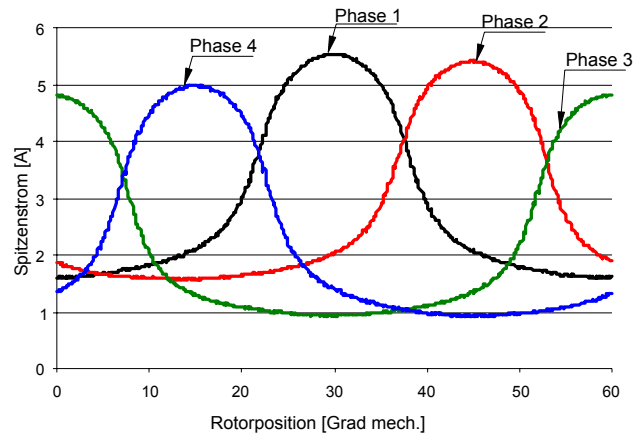


Abbildung 5.29: Gemessene Amplitude des resultierenden Stroms

Die Stromverläufe sind unsymmetrisch. Es ist zu erkennen, dass der Strom der Phase 1 in der ausgerichtete Position ($\theta = 0$) nicht mehr die kleinste Amplitude hat und die Ströme der Phasen 2 und 4 nicht gleich sind. Diese Unsymmetrie der Stromverläufe hat auch Einfluss auf die Verhältnisse zwischen zwei Phasen. Die Abbildung 5.30 zeigt die gebildeten Stromverhältnisse aus Abbildung 5.29.

Aus der Abbildung kann man erkennen, dass sich trotz der Unsymmetrie die Rotorposition von 0 bis 60 mechanische Grad genau bestimmen lässt. Ebenfalls kann man den Bereich auf 4 Teile aufteilen und die Grenzen sind bestimmt durch den Schnittpunkt von zwei Kurven. Die Unsymmetrie der Stromverläufe verursacht, dass die steigenden und fallenden Bereiche der Kurven sich unterscheiden.

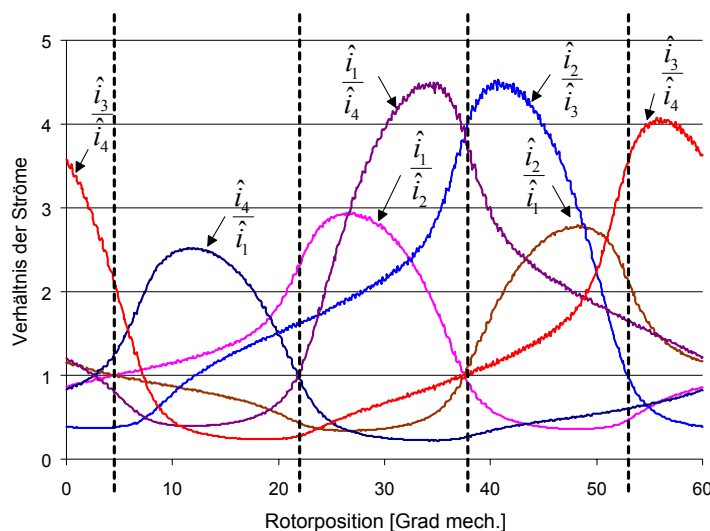


Abbildung 5.30: Gemessene Stromverhältnisse im Stillstand (ohne Erzeugung eines Momentes)

Dadurch reicht es hier nicht für die Auswertung, dass ein steigender und ein fallender Teil nur einer Kurve bekannt ist, es müssen hier die beiden Teile von zwei Kurven als Referenzkurven bekannt (\hat{i}_1/\hat{i}_2 und \hat{i}_2/\hat{i}_3) sein. Das 2-dimensionale Datenfeld hat also hier einen größeren Umfang. Diese ausgewählten Teilverläufe wurden zuerst unter Verwendung von "Mathcad" geglättet und dann für die Weiterverwendung zur Anfangspositionsbestimmung der Maschine als 2-dimensionales Datenfeld gespeichert. Die Vorgehensweise der Rotorpositionsbestimmung folgt wie in dem Verfahren ohne Berücksichtigung der gegenseitigen Beeinflussung der Phasen (siehe Abschnitt 5.1.1).

Obwohl im Datenfeld nun ergänzende Informationen zur Verfügung stehen, stört die aktive Phase weiterhin im motorischen und generatorischen Betrieb die Auswertung. Die Ursache hierfür liegt in der Änderung des Flusses. Um den Stromwert in der aktiven Phase zu erhalten, wird die PWM aktiv. Wie im Abschnitt 2.6 beschrieben wurde, ist mit aktiver PWM eine andere (geringere) Induktivität wirksam. Im Gegensatz zu dem Verfahren im Abschnitt 5.1.1, befindet sich die Maschine nicht in der Sättigung und damit macht sich diese wirksame Induktivität im Flussverlauf bemerkbar.

Um einen stabilen sensorlosen Betrieb für Generator- und Motorbetrieb von kleinen Strömen bis hin zum Nennstrom zu erhalten, wurden neue Stromverhältnisse aufgenommen, welche diese gegenseitige Beeinflussung durch die geregelte Phase berücksichtigen.

Diese Messungen erfolgen in drei nicht aktiven Phasen, während eine Phase geregelt wird (PWM in dieser mit 10% des Nennstroms bestromten Phase). Es hat sich gezeigt, dass eine Stromänderung in der geregelten Phase keinen wesentlichen Einfluss auf das Ergebnis hat.

Um einen stabilen sensorlosen Betrieb zu erhalten werden die in den Abbildungen 5.31 und 5.32 dargestellten Stromverhältnisse berücksichtigt. Es werden für diese Betriebsarten beide Teile von zwei Kurven als Referenzkurven gespeichert (\hat{i}_1/\hat{i}_2 und \hat{i}_2/\hat{i}_3). Die Ermittlung der Rotorposition erfolgt wie im Abschnitt 5.1.1.

Aus dem Vergleich der Verhältnisse untereinander wird ersichtlich, welches Verhältnis ausgewertet wird. Die Auswertung erfolgt analog zu dem in Abbildung 5.13 (Abschnitt 5.1.1) dargestellten Algorithmus.

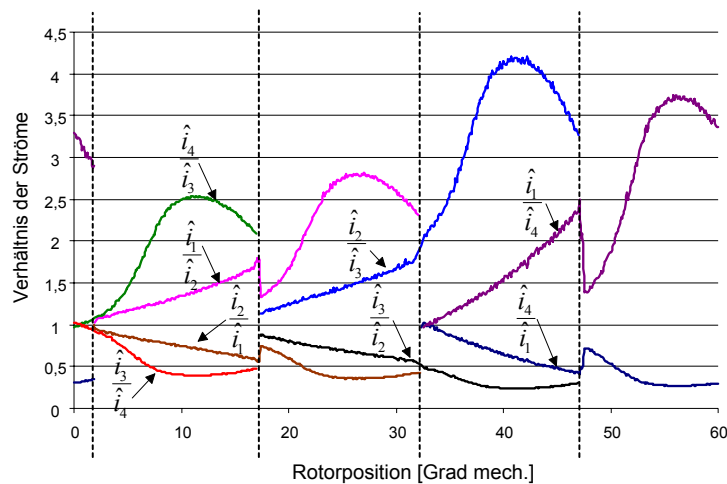


Abbildung 5.31: Stromverhältnisse für Motorbetrieb

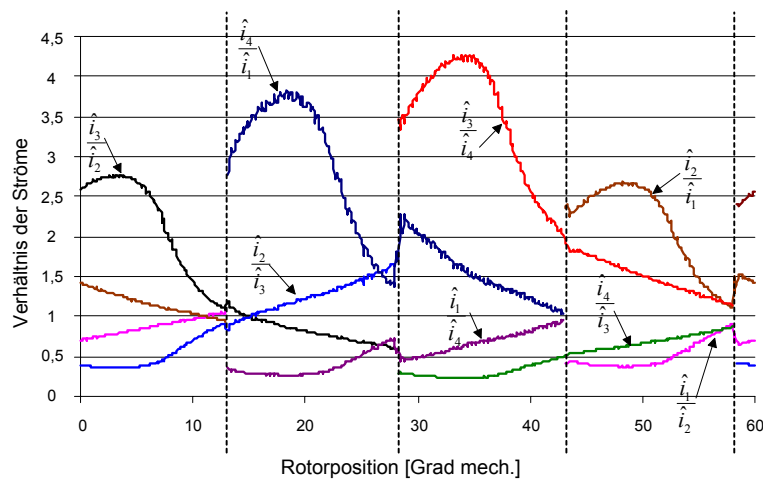


Abbildung 5.32: Stromverhältnisse für Generatorbetrieb

Simulationsergebnisse

a) Generatorbetrieb

Die folgenden Abbildungen zeigen die Simulationsergebnisse. Im Generatorbetrieb werden, auch wie die oben dargestellten Simulationsergebnisse, die Phasen jeweils im Bereich von 13° bis 28° mechanischem Winkel aktiviert. Abbildung 5.33 zeigt Simulationsergebnisse der Positionssignale des Winkelgebers und das sensorlos bestimmte Signal bei einem Strom von 5A und einer Drehzahl von 85 min^{-1} .

Es ist zu bemerken, dass eine gute Überstimmung zwischen der gemessenen Rotorposition vom Geber und der ermittelten Rotorposition besteht.

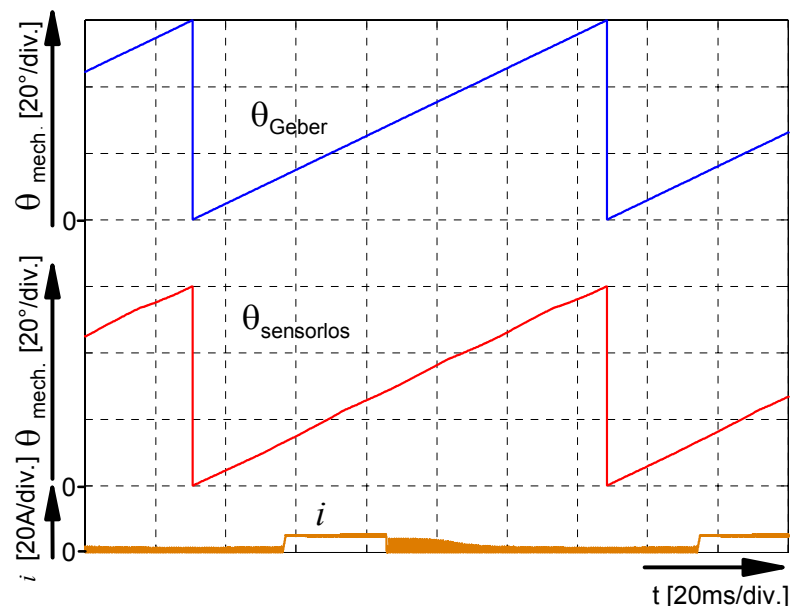


Abbildung 5.33: Positionssignal des Winkelgebers (oben), sensorlos bestimmtes Positionssignal (Mitte) und Phasenstrom bei 5A und 85 min^{-1} , Generatorbetrieb

Bis hin zum Nennstrom von 50A kann man unter Verwendung dieses Verfahrens sehr gute Ergebnisse erhalten. Abbildung 5.34 zeigt Simulationsergebnisse der Positionssignale des Winkelgebers und das sensorlos bestimmten Signals bei einem Strom von 15A und Drehzahl 150 min^{-1} .

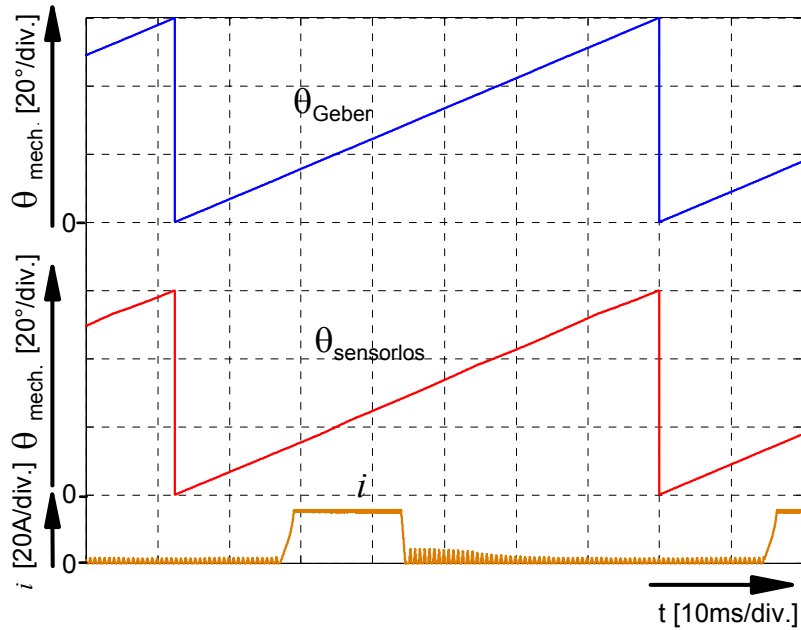


Abbildung 5.34: Positionssignal des Winkelgebers (oben), sensorlos bestimmtes Positionssignal (Mitte) und Phasenstrom bei 15A und 150 min⁻¹, Generatorbetrieb

b) Motorbetrieb

Im Motorbetrieb lässt sich die Rotorpositionsbestimmung ebenfalls unter Verwendung dieses Verfahrens durchführen. Abbildung 5.35 zeigt Simulationsergebnisse der Positionssignale des Winkelgebers und das sensorlos bestimmten Signals bei einem Strom von 5A und Drehzahl 85 min⁻¹. In dieser Betriebsart werden die Phasen jeweils im Bereich von 32° bis 47° mechanischem Winkel aktiviert. Die Ergebnisse zeigen auch hier sehr gute Überstimmung zwischen der gemessenen Rotorposition vom Geber und der ermittelten Rotorposition bei kleinen Strömen.

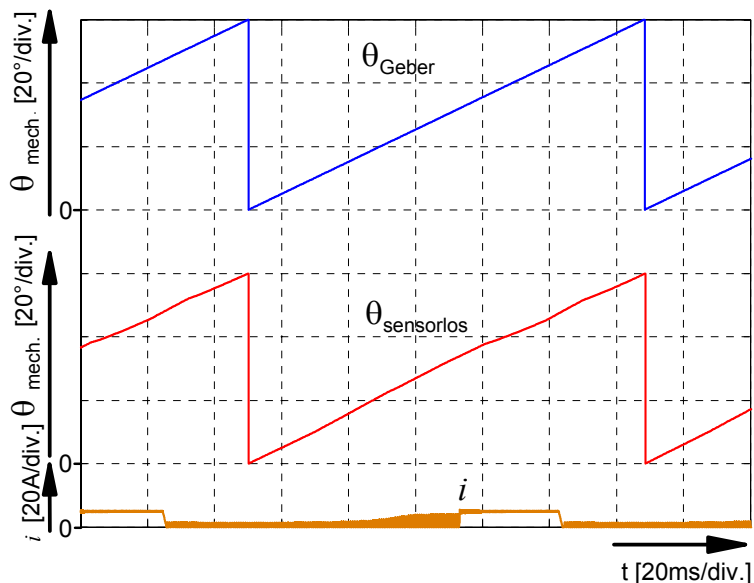


Abbildung 5.35: Positionssignal des Winkelgebers (oben), sensorlos bestimmtes Positionssignal (Mitte) und Phasenstrom bei 5A und 85 min^{-1} , Motorbetrieb

Diese Übereinstimmung findet sich auch bei großen Strömen. Abbildung 5.36 zeigt dazu die Positionsinformation des Winkelgebers und die sensorlos ermittelte Position sowie den Strom in einer Phase. Die Simulation wurde bei einem Strom von 20A und einer Drehzahl von 200 min^{-1} durchgeführt.

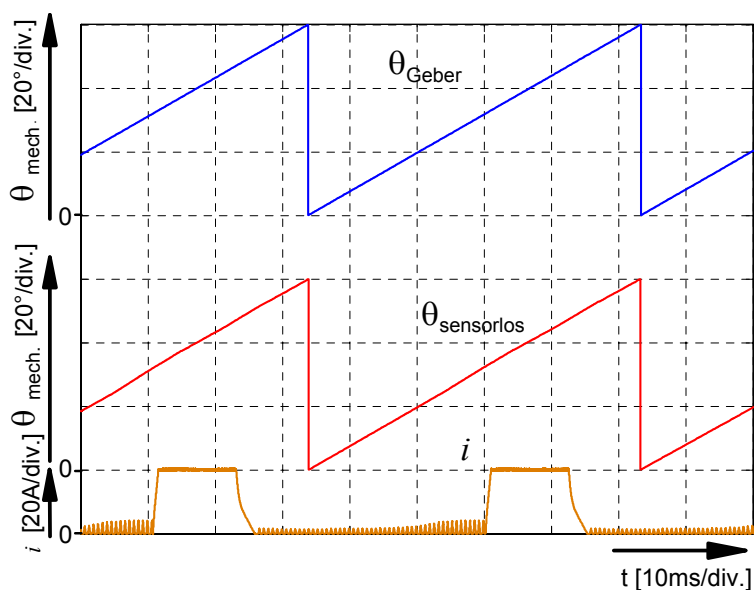


Abbildung 5.36: Positionssignal des Winkelgebers (oben), sensorlos bestimmtes Positionssignal (Mitte) und Phasenstrom bei 20A und 200 min^{-1} , Motorbetrieb

Im Drehzahlbereich von Stillstand bis 300 min^{-1} werden, unter Verwendung dieses Verfahrens, im Generator- sowie im Motorbetrieb gute Ergebnisse erzielt, die sich in ihrer Qualität nicht von der in den Abbildungen 5.33 und 5.35 dargestellten Messungen unterscheiden. Auch bei diesem Verfahren wird im Bereich oberhalb von 450 min^{-1} die Stabilitätsgrenze erreicht. Um den Betrieb der Maschine aufrechtzuerhalten ist ein anderes Verfahren erforderlich, welches für hohe Drehzahlen geeignet ist (z.B. das im Abschnitt 5.2 beschriebenes Verfahren). Die Ursache für diese Instabilität liegt hier ebenfalls hauptsächlich in der Form der induzierten Spannung. Die Abbildung 5.37 zeigt die Grenzen des Verfahrens.

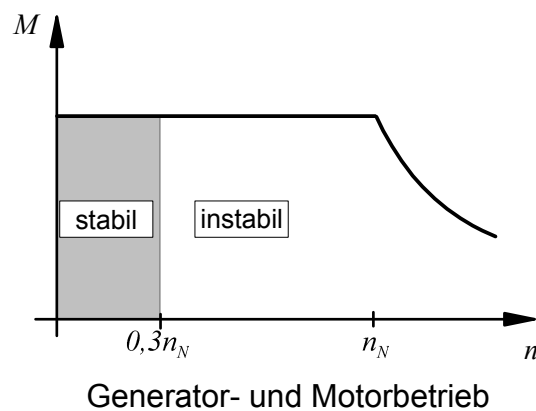


Abbildung 5.37: Anwendbarkeit der Methode

Durch Berücksichtigung der induzierten Spannung im angewendeten Algorithmus kann man diese Beschränkung im Drehzahlbereich bei beiden Verfahren kompensieren. Dies kann Gegenstand weiterführender Untersuchungen sein.

Der große Vorteil dieser beiden Methoden (ohne Berücksichtigung der gegenseitigen Beeinflussung und zur Minimierung der Geräusentwicklung) ist die Unabhängigkeit von der Zwischenkreisspannung, was in der Abbildung 5.38 und Abbildung 5.39 bemerkt werden kann. Die Abbildung 5.39 zeigt das ermittelte Rotorpositionssignal bei verringerter Zwischenkreisspannung bis 60% der Nennspannung. Im Vergleich zum sensorlos ermittelten Rotorpositionssignal bei Nennspannung (Abbildung 5.38) ist zu sehen, dass das Signal an niedriger Spannung sich nicht geändert hat.

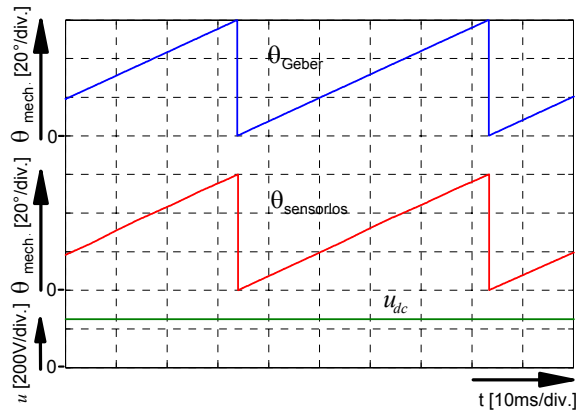


Abbildung 5.38: Positionssignal des Winkelgebers, sensorlos bestimmtes Positionssignal und Zwischenkreisspannung ermittelt bei $u=250\text{V}$, $i=20\text{A}$ und $n=200\text{ min}^{-1}$

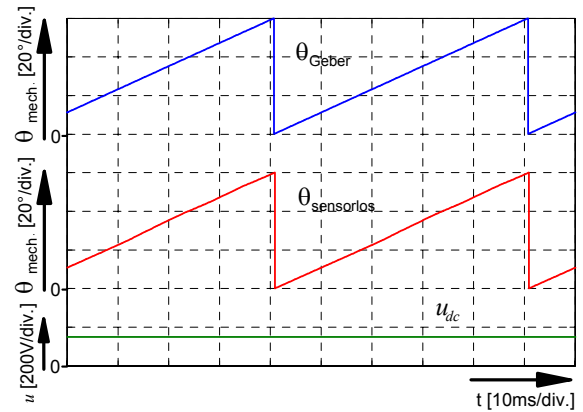


Abbildung 5.39: Positionssignal des Winkelgebers, sensorlos bestimmtes Positionssignal und Zwischenkreisspannung ermittelt bei $u=150\text{V}$, $i=20\text{A}$ und $n=200\text{ min}^{-1}$

Entsprechende experimentelle Messergebnisse, welche dieses Verfahren zur sensorlosen Rotorpositionsbestimmung bei hohen Drehzahlen verdeutlichen, finden sich in Abschnitt 6.3.2.

5.2 Verfahren zur sensorlosen Rotorpositionsbestimmung bei hohen Drehzahlen

Um einen sensorlosen Betrieb der Geschalteten Reluktanzmaschine auch im hohen Drehzahlbereich zu erreichen, ist zusätzlich ein weiteres Verfahren erforderlich. Dieses basiert auf der Spannungsgleichung, die das Modell der Maschine beschreibt.

$$u = R \cdot i + \frac{d\psi(i, \theta)}{dt} \quad (5.3)$$

$$u = R \cdot i + \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial \psi(i, \theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (5.4)$$

Diese Spannungsgleichung kann wie im Abschnitt 2.6 beschrieben entweder unter Verwendung der absoluten Induktivität L oder der inkrementellen Induktivität l_{inkr} gelöst werden. Es muss darauf geachtet werden, dass die beiden Parameter $l_{\text{inkr}}(i, \theta)$ und $L(i, \theta)$ unterschiedlich sind, wie im Abschnitt 2.6 dargestellt. Die beiden Gleichungen sind zur Übersichtlichkeit hier noch einmal genannt.

Die Spannungsgleichung mit Verwendung der absoluten Induktivität lautet:

$$u = R \cdot i + \left[i \cdot \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial i} + L(i, \theta) \right] \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\omega}{\omega_0} \cdot i \cdot \omega_0 \cdot \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial \theta}. \quad (5.5)$$

Für die Spannungsgleichung mit Verwendung der inkrementellen Induktivität gilt:

$$u = R \cdot i + l_{\text{inkr}}(i, \theta) \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\omega}{\omega_0} \cdot i \cdot \omega_0 \cdot \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial \theta}. \quad (5.6)$$

Es gibt also zwei Gleichungen (5.5) und (5.6) zur Bestimmung der Rotorposition.

Um unnötigen Berechnungen zu vermeiden und damit die Berechnungszeit für die

Gleichungen zu verringern, ist es möglich, den Term $i \cdot \omega_0 \cdot \frac{\partial L(i, \theta)}{\partial \theta}$, der die Referenz-

EMK darstellt, die absolute (Gleichung (5.5)) oder inkrementelle Induktivität (Gleichung (5.6)) als Datenfeld abzulegen. Da in Gleichung (5.5) noch die Ableitung

$\frac{\partial L(i, \theta)}{\partial i}$ berechnet werden muss, ist Gleichung (5.6) gegenüber (5.5) vorteilhafter,

weswegen sie im vorgeschlagenen Verfahren für die sensorlose Bestimmung der Rotorposition verwendet wird (siehe Abbildung 5.40).

Der Strom i und die Änderungsgeschwindigkeit di/dt des Phasenstromes in der Spule der Maschine können online gemessen werden, die Spannung u und der Phasenwicklungswiderstand R können als Konstanten angenommen oder gemessen werden.

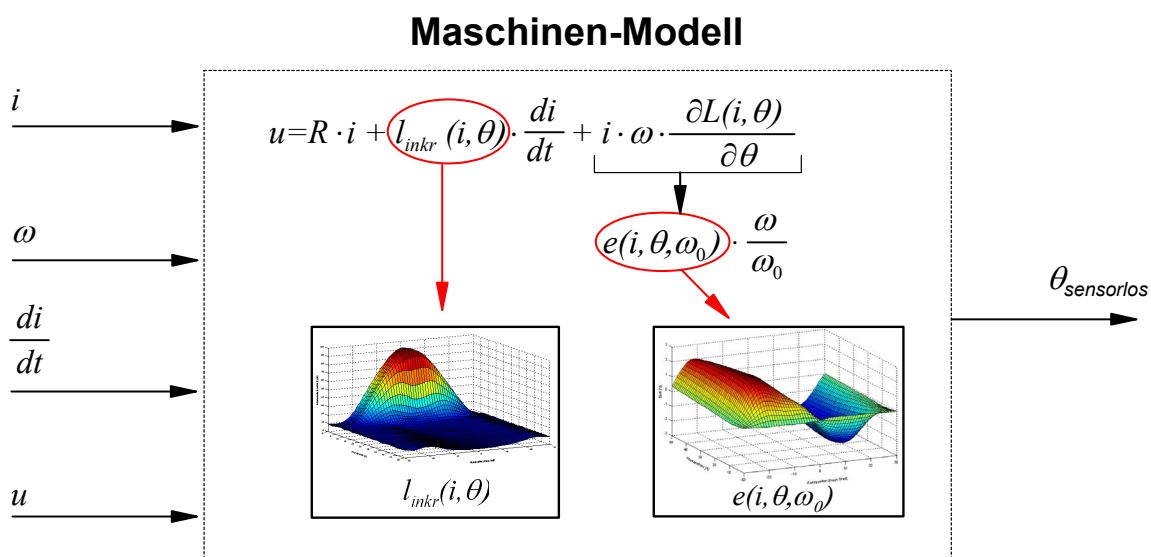


Abbildung 5.40: Modell der Geschalteten Reluktanzmaschine

Um eine Positionsinformation zu gewinnen, muss Gleichung (5.6) gelöst werden. Weil Induktivität und EMK nicht in analytischer Form vorliegen, lässt sich Gleichung (5.6) jedoch nicht nach θ umstellen.

Um dennoch eine Positionsinformation zu gewinnen wird die Gleichung (5.6) zur Nullstellensuche zunächst umgeformt:

$$R \cdot i + l_{\text{inkr}}(i, \theta) \cdot \frac{di}{dt} + e(i, \theta, \omega) - u = 0 \quad (5.7)$$

Die Nullstellensuche erfolgt so, dass nacheinander die entsprechenden Werte für Induktivität und EMK aus den Tabellen für alle möglichen Winkelpositionen ausgelesen und in Gleichung (5.7) eingesetzt werden (iterative Nullstellensuche). Ändert sich das Vorzeichen der linken Seite der Gleichung von einem Positions-Schritt zum nächsten, so hat man eine Nullstelle gefunden. Sie liegt zwischen diesen beiden Schritten. Von den beiden Werten für die Winkelposition wird der verwendet, der das betragsmäßig kleinste Ergebnis für die Gleichung liefert.

Da abhängig von der Betriebsart (Motor- oder Generatorbetrieb) bekannt ist, in welchem Winkelbereich eine Phase aktiv ist, wird die Nullstellensuche auf diesen Winkelbereich beschränkt. Außerdem kann durch eine möglichst enge Wahl dieses Winkelbereichs die Rechenzeit reduziert werden.

Abbildung 5.41 zeigt das Positionssignal des Winkelgebers (als Vergleichsignal), das sensorlos bestimmte Positionssignal und die im Programm verwendete Änderungsgeschwindigkeit des Phasenstromes di/dt . Diesen Verlauf von di/dt erhält man, wenn in jeden Zyklus in der Mitte der steigende Flanke des Stromes gemessen wird.

Die Messung wurde bei einem Strom von 5A (10% des Nennstroms) und einer Drehzahl von 250 min^{-1} durchgeführt (Nenn Drehzahl 1500 min^{-1}).

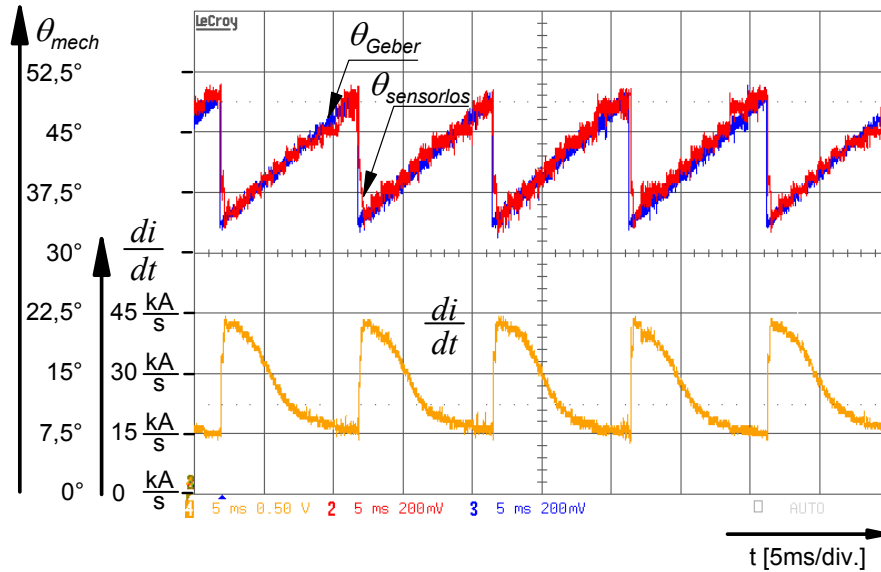


Abbildung 5.41: Positionssignal des Winkelsgebers (als Vergleichsignal), sensorlos bestimmtes Positionssignal und das im Programm verwendete Signal di/dt bei $i=5A$ und $n=250 \text{ min}^{-1}$

Bei Belastung mit dem Strom 10A ist das ermittelte Positionssignal nur in Teilbereichen verwendbar. Abbildung 5.42 zeigt das ermittelte Positionssignal bei einer Drehzahl von 500 min^{-1} .

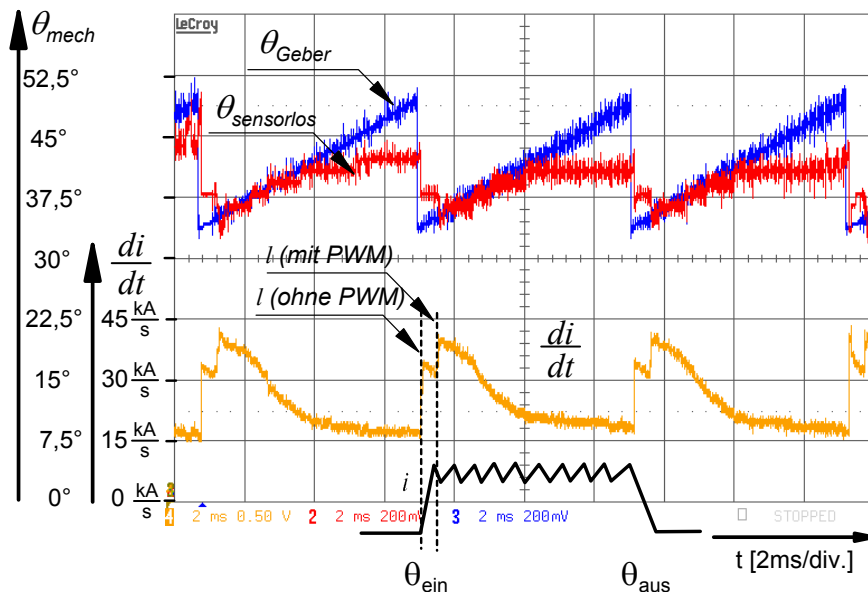


Abbildung 5.42: Positionssignal des Winkelsgebers (als Vergleichsignal) und sensorlos bestimmtes Positionssignal sowie das im Programm verwendete di/dt bei $i=10A$ und $n=500 \text{ min}^{-1}$

Im Signalverlauf von di/dt ist die Wirkung von zwei verschiedenen Induktivitäten zu erkennen. Der Verlauf von di/dt steigt nach dem Einschalten einer Phase sprunghaft an und beginnt sofort wieder zu fallen. Kurze Zeit später (ca. 30kA/s) springt das Signal noch mal um ca. 8kA/s nach oben und beginnt dann wiederum zu fallen bis zu einem Endwert von etwa 15kA/s. In der Rotorposition θ_{ein} wird eine Phasenwicklung an eine positive Spannung angeschlossen, somit baut sich in der Wicklung der Strom auf. Während dieses Stromaufbaues bleiben die IGBTs dauernd eingeschaltet. Erst wenn der Strom den Sollwert erreicht hat kommt die PWM zum Einsatz, um den Strom konstant zu halten. Zum Zeitpunkt, ab dem die PWM aktiv ist, tritt der zweite Sprung im Verlauf von di/dt ein. Wie im Abschnitt 2.6 beschrieben wurde, ist mit aktiver PWM eine andere (geringere) Induktivität wirksam. Das ermittelte Positionssignal bei 10A (Abbildung 5.42) ist gegenüber dem bei 5A (Abbildung 5.41) jedoch nur im ersten Teil verwendbar. Dies ist generell bei größeren Strömen der Fall. Die Ursache hierfür liegt in dem Verlauf von di/dt , welcher von der inkrementellen Induktivität abhängig ist und sich bei großem Strom auf Grund der Sättigung der Maschine kaum ändert. Deswegen lässt sich hier das Rotorpositionssignal nur in Teilbereichen ermitteln. Es tritt eine ähnliche Situation wie in Abschnitt 5.1.1.2 ein, wo es auch einen Bereich gibt, in dem man kein Rotorpositionssignal ermitteln konnte.

Um dieses Problem zu lösen wurde aus den Teilbereichen, in denen ein verwendbares Signal vorliegt, ein Positionssignal generiert, das über die ganze elektrische Periode die aktuelle Position zur Verfügung stellt. Um das zu erreichen, wird hier eine ähnliche Vorgehensweise eingesetzt, wie in Abschnitt 5.1.1.2 angewendet.

Hierfür wird ein Integrator verwendet, auf dessen Eingang ein Schätzwert für die aktuelle Drehzahl gegeben wird. Die Abbildung 5.43 zeigt das Blockdiagramm des verwendeten digitalen Regelkreises, dessen Ausgang die sensorlose Rotorposition ist.

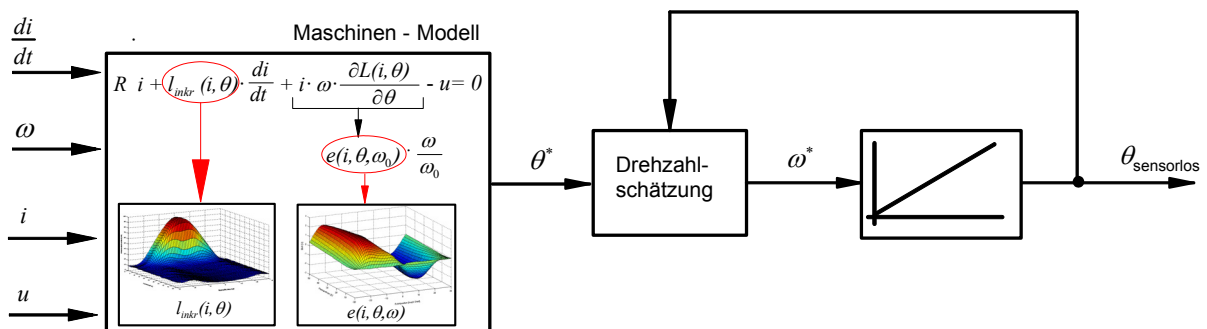


Abbildung 5.43: Prinzipielles Blockdiagramm des verwendeten digitalen Regelkreises

Regelstruktur für die optimale Bestimmung der Winkelposition

Die Realisierung im Programm wurde folgendermaßen ausgeführt:

Der Schätzwert für die Drehzahl wird mit Hilfe des Positionssignals aktualisiert. Diese Aktualisierung geschieht nur in den Bereichen, in denen das Positionssignal des Maschinenmodells korrekt ist. In Bereichen, wo keine verwendbare Rotorposition bestimmen werden kann, wird die geschätzte Drehzahl konstant gehalten und mit Hilfe des Integrators wird ein Positionssignal generiert. Abbildung 5.44 zeigt das Blockdiagramm des verwendeten digitalen Regelkreises, dessen Ausgangssignal die sensorlose Rotorposition ist. Die Drehzahlschätzung wurde über einen P-Regler realisiert. Der Wert für die Drehzahl wird aus der mit der Verstärkung k_p multiplizierten Differenz der ermittelten Position θ^* und des Ausgangssignals des Integrators bestimmt. Außerdem wird dieses geschätzte Drehzahlsignal noch geglättet und als Eingangssignal für das Maschinenmodell verwendet. Der Nachteil des P-Reglers ist, dass ein Schleppfehler entsteht, die jedoch kompensiert werden kann. Hierzu wird die geglättete Drehzahl ω^{**} durch das k_p des Reglers dividiert und auf das Ausgangssignal des Integrators addiert.

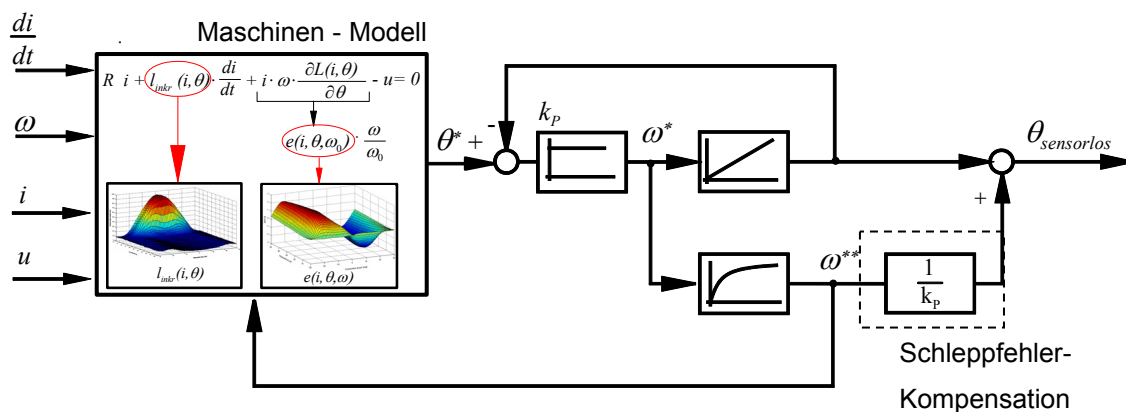


Abbildung 5.44: Blockdiagramm des digitalen Regelkreises mit Schleppfehler-Kompensation

Da die Geschaltete Reluktanzmaschine zusammen mit der Belastung (im Versuchsaufbau eine Gleichstrommaschine) ein recht großes Trägheitsmoment von

$$J_{ges.} = J_{SRM} + J_{GSM} = 0,019 \text{kgm}^2 + 0,143 \text{kgm}^2 = 0,162 \text{kgm}^2 \quad (5.8)$$

besitzt, konnte die Zeitkonstante des Pt1-Gliedes zur Drehzahlglättung mit 100ms recht groß gewählt werden.

Dabei sind

- $J_{ges.}$ das gesamte Trägheitsmoment,
- J_{SRM} das Trägheitsmoment der Geschalteten Reluktanzmaschine,
- J_{GSM} das Trägheitsmoment der Belastung (Gleichstrommaschine).

Das K_p des Reglers wurde experimentell bestimmt. Bei $K_p=350$ wurde ein guter Kompromiss zwischen Stabilität des Systems und Welligkeit von Positions- und Drehzahlssignal erzielt.

Die nachfolgend gezeigte Ergebnisse wurden mit Hilfe dieser Positionssignal-Aufbereitung erzielt.

Simulationsergebnisse

Alle in diesem Abschnitt gezeigten Simulationsergebnisse wurden im sensorlosen Betrieb ermittelt. Die Positionsinformation des Winkelgebers wurde ausschließlich zur Darstellung auf dem Oszilloskop verwendet.

a) Generatorbetrieb

Im Generatorbetrieb werden die Phasen jeweils im Bereich von 13° bis 28° mechanischem Winkel aktiviert. Das bedeutet, dass immer nur eine Phase eingeschaltet ist. Das hat den Vorteil, dass sich die Phasen nicht gegenseitig beeinflussen, wodurch die Messergebnisse verfälscht werden können. Abbildung 5.45 zeigt die Positionsinformation des Winkelgebers und die sensorlos ermittelte Position im Generatorbetrieb sowie den Strom in einer Phase.

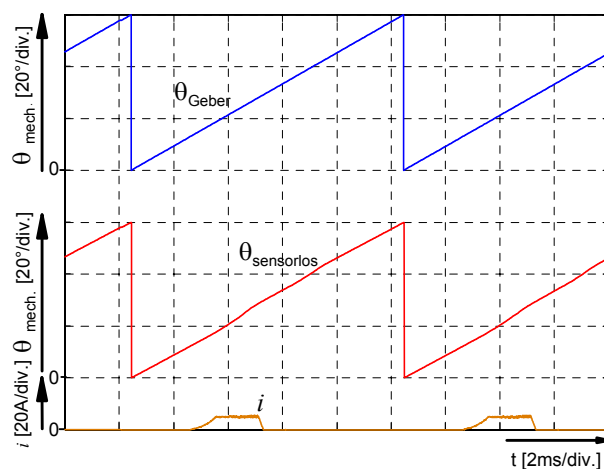


Abbildung 5.45: Positionssignal des Winkelgebers (oben), sensorlos bestimmtes Positionssignal (Mitte) und Phasenstrom bei $5A$ und 1000 min^{-1}

Die Simulation wurde bei einem Strom von 5A und einer Drehzahl von 1000 min^{-1} durchgeführt. Es ist festzustellen, dass die sensorlos ermittelte Rotorposition mit der Rotorposition des Gebers übereinstimmt. Bei größeren Strömen, bis hin zum Nennstrom von 50A, verschlechtert sich das Ergebnis nur unwesentlich. Abbildung 5.46 zeigt eine geringfügige Welligkeit im ermittelten Positionssignal, welche keinen negativen Einfluss auf den sensorlosen Betrieb der Maschine hat. Die Messung wurde bei einem Strom von 30A und einer Drehzahl von 500 min^{-1} durchgeführt.

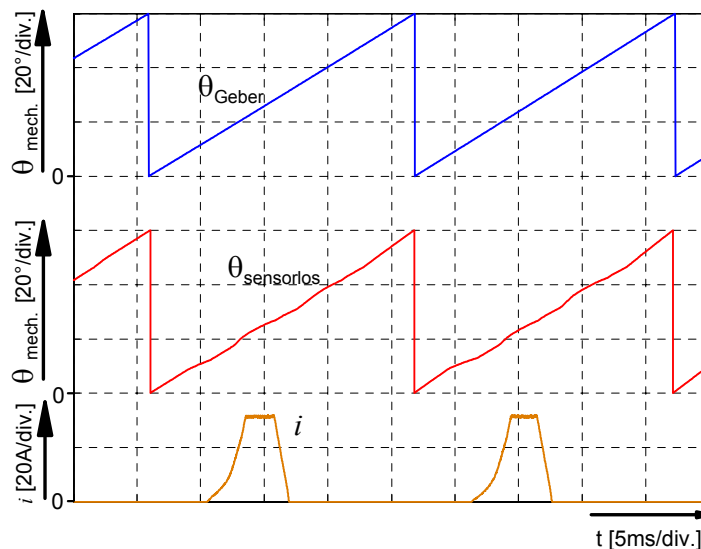


Abbildung 5.46: Positionssignal des Winkelgebers (oben), sensorlos bestimmtes Positionssignal (Mitte) und Phasenstrom bei 30A und 500 min^{-1}

In einem weiten Drehzahlbereich von 100 min^{-1} bis zur Nenndrehzahl von 1500 min^{-1} werden gute Ergebnisse erzielt, die sich in ihrer Qualität nicht von der in den Abbildungen 5.45 und 5.46 dargestellten Messungen unterscheiden. Unterhalb von 100 min^{-1} verschlechtert sich das ermittelte Positionssignal. Wird die Drehzahl weiter abgesenkt, so werden die Phasen nicht mehr korrekt bestromt und das System wird instabil. Die Ursache für diese Instabilität liegt hauptsächlich in der Form der induzierten Spannung, die von der Drehzahl abhängig ist. Bei kleinen Drehzahlen sind die EMK und ihre Steigung klein. Das verhindert die genaue Rotorpositionsbestimmung. Sogar der vorgeschlagene digitale Reglerkreis ist nicht in der Lage die Ermittlung der Rotorposition zu verbessern. Um den Betrieb der Maschine aufrechtzuerhalten ist ein anderes Verfahren erforderlich, welches für kleine Drehzahlen geeignet ist (z.B. das in Literatur [54] oder im Abschnitt 5.1 beschriebenes Verfahren).

b) Motorbetrieb

Im Motorbetrieb lässt sich die Rotorpositionsbestimmung ebenfalls unter Verwendung dieses Verfahrens durchführen. Um einen stabilen sensorlosen Betrieb für kleine Ströme bis hin zum Nennstrom zu erhalten, muss bei größeren Ströme ab 10A der Ausschaltwinkel von 47° auf 60° verschoben werden, da das System sonst instabil wird. Die Ursache hierfür liegt in den Verläufen der EMK und von di/dt , die sich bei großem Strom in Teilbereichen der Rotorposition nicht ändern. Dadurch kann man die Position nicht genau bestimmen. Abbildung 5.47 zeigt diese Verläufe. Die Messung wurde bei einem Strom von 16A und der Drehzahl von 550 min^{-1} durchgeführt. Außerdem ist die Position des Winkelgebers dargestellt.

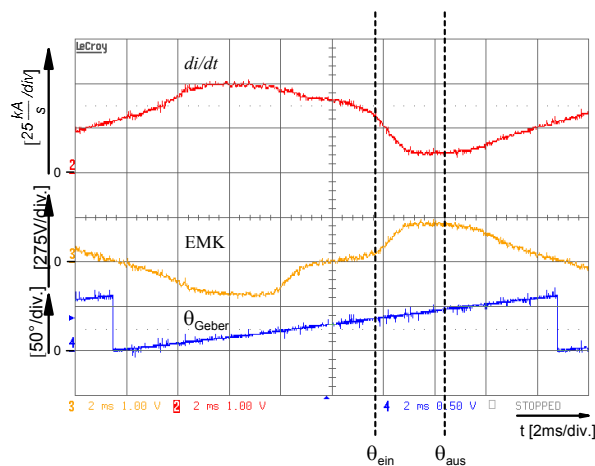


Abbildung 5.47: Verläufe von di/dt , EMK und Winkelgeber bei 16A und 550 min^{-1} ($\theta_{ein} = 32^\circ, \theta_{aus} = 47^\circ$)

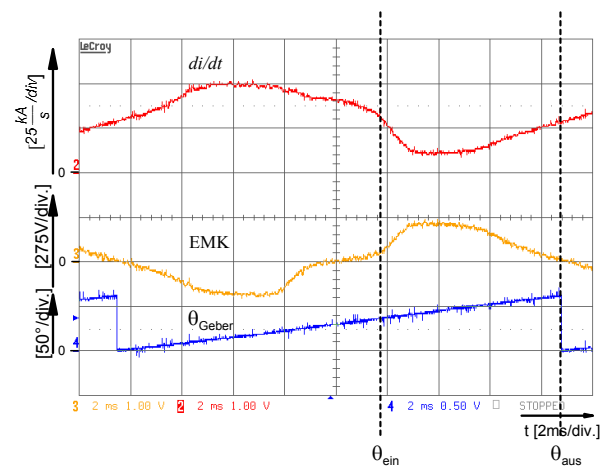


Abbildung 5.48: Verläufe von di/dt , EMK und Winkelgeber bei 16A und 550 min^{-1} ($\theta_{ein} = 32^\circ, \theta_{aus} = 60^\circ$)

Es ist zu bemerken, dass im Bereich von 35° bis 42° sich die beiden Verläufe von di/dt und EMK nicht verändern (siehe Abbildung 5.47). Wenn die Phasen zwischen 32° und 47° aktiv sind, ist dies jedoch gerade der Bereich, in dem die Positionsbestimmung vorgenommen wird. Abhilfe kann geschaffen werden, in dem die Einschaltdauer der Phasen bis 60° verlängert wird (siehe Abbildung 5.48). Dann kann der Bereich zwischen 32° bis 60° zur Positionsbestimmung verwendet werden. Um den stabilen Betrieb der Maschine zu erhalten, werden die Phasen beim kleinen Strömen bis zu 10A jeweils im Bereich von 32° bis 47° mechanischen Winkel aktiviert. Bei höheren Strömen wird der Ausschaltwinkel auf 60° verschoben.

Damit wird stabiler Betrieb der Geschaltete Reluktanzmaschine bei kleinen als auch großen Ströme ermöglicht. Abbildung 5.49 zeigt Simulationsergebnisse der Positionssignale des Winkelgebers und das sensorlos bestimmten Signals bei einem Strom von 5A ($\theta_{ein} = 32^\circ$ und $\theta_{aus} = 47^\circ$).

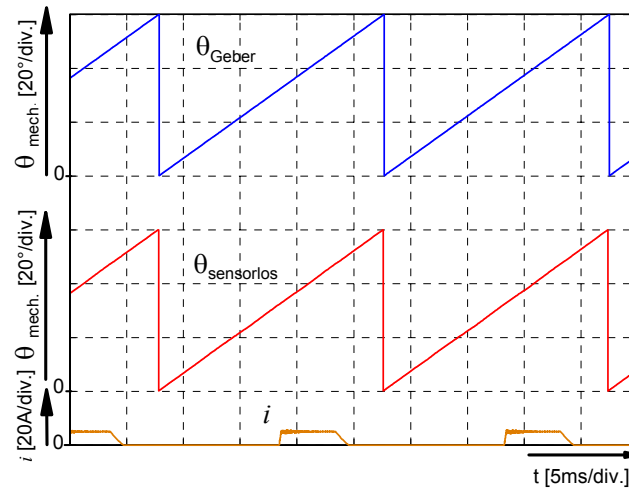


Abbildung 5.49: Positionssignal des Winkelgebers (oben), sensorlos bestimmtes Positionssignal (Mitte) und Phasenstrom bei 5A und 500 min^{-1}

Abbildung 5.50 zeigt Simulationsergebnisse der Positionssignale des Winkelgebers und das sensorlos bestimmten Signals bei einem Strom von 40A ($\theta_{ein} = 32^\circ$ und $\theta_{aus} = 60^\circ$).

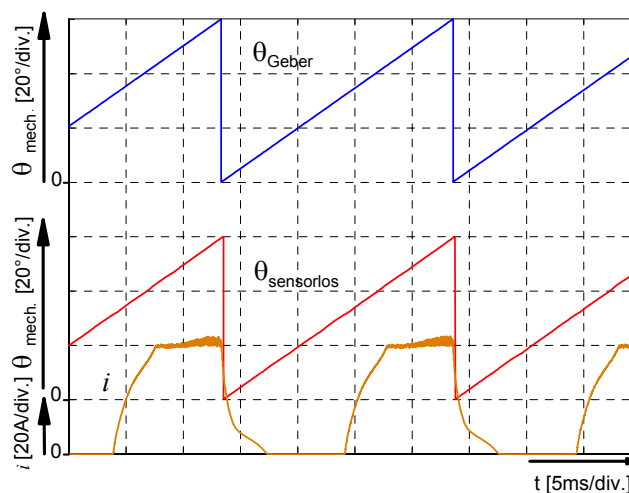


Abbildung 5.50: Positionssignal des Winkelgebers (oben), sensorlos bestimmtes Positionssignal (Mitte) und Phasenstrom bei 40A und 500 min^{-1}

In den beiden Fällen ist zu bemerken, dass die ermittelte Rotorposition mit der Rotorposition des Gebers übereinstimmt. Diese Ausschaltwinkelanpassung auf 60° beim großen Strömen hat auch zwei Nachteile. Erstens, wenn die Einschaltdauer der Phasen bis 60° verlängert wird, ist nicht immer nur eine Phase bestromt, sondern zwei. Das führt zu einer gegenseitigen Beeinflussung der Phasen und schließlich zu einem Versatz zwischen tatsächlicher Position und sensorloser Position. Das zur Positionsbestimmung verwendete Maschinenmodell berücksichtigt keine gegenseitige Beeinflussung der Phasen. Bei kleineren Strömen und somit kleinerem Fluss ist der Effekt der gegenseitigen Beeinflussung, im Verhältnis zu den im Modell berücksichtigten Effekten, größer als bei hohen Strömen. Reduziert man bei konstanter Drehzahl den Strom, tritt bei etwa 10A die Stabilitätsgrenze ein. Die Maschine wird nicht mehr im Bereich der Sättigung betrieben und die gegenseitige Beeinflussung ist so groß, dass das Positionssignal sehr wellig wird. Um das zu vermeiden muss entweder der Ausschaltwinkel bei Belastung mit kleinen Strömen wieder auf 47° verschoben werden oder das verwendete Modell der Geschalteten Reluktanzmaschine muss die magnetische Kopplung der Phasen berücksichtigen. Zweitens wirkt sich diese Verschiebung der Ausschaltwinkel von 47° auf 60° wesentlich auf das abgegebene Moment aus. Diese Art der Bestromung kann eine Erhöhung des Momentes in einer Größenordnung von ca. 20% verursachen. Diese Tatsache ist bei der Drehzahlregelung zu berücksichtigen. Die Abbildung 5.51 zeigt die Grenzen des Verfahrens.

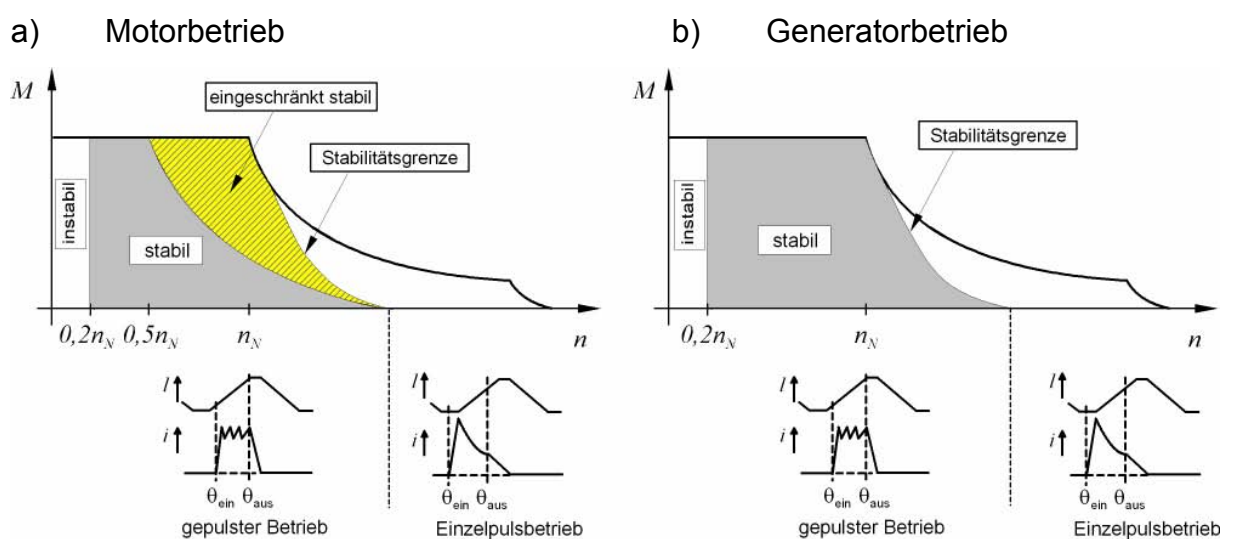


Abbildung 5.51: Anwendbarkeit der Methode

Die Anwendbarkeit der Methode kann man in Bezug auf die Drehzahl in zwei Bereiche aufteilen: mittlerer und hoher Drehzahlbereich. Der erste Bereich liegt zwischen 300 min^{-1} und 800 min^{-1} . Hier ist die sensorlos bestimmte Position im Motorbetrieb sowie im Generatorbetrieb ohne Einschränkungen verwendbar.

Der hohe Drehzahlbereich beginnt oberhalb von 800 min^{-1} . Die EMK ist hier so groß, dass im Motorbetrieb die zur Verfügung stehende Zwischenkreisspannung nicht immer ausreicht, um den Strom auf dem Sollwert zu halten. Dies ist natürlich bei großen Strömen eher der Fall als bei kleineren. Bei 15A tritt dieser Effekt ab einer Drehzahl von 1000 min^{-1} auf, während dies bei 40A schon bei etwa 800 min^{-1} der Fall ist. Es tritt hier ein Übergang zwischen gepulstem und Einzelpulsbetrieb auf (siehe Abbildung 5.51 a), der Bereich ist schraffiert gekennzeichnet). In diesem Bereich ist der Einsatz der PWM nur noch eingeschränkt möglich. Damit werden die Voraussetzungen für das Verfahren zur Ermittlung der Rotorposition nur teilweise erfüllt. Wenn der Stromsollwert nicht erreicht wird, bleiben die IGBTs ununterbrochen eingeschaltet. Ohne PWM ist aber eine andere Induktivität wirksam, welche nicht mit der gespeicherten Induktivität übereinstimmt. Aus diesem Grund verringert sich die Genauigkeit des ermittelten Positionssignals. Trotzdem ist das Positionssignal noch ausreichend genau, um die Maschine sensorlos zu betreiben.

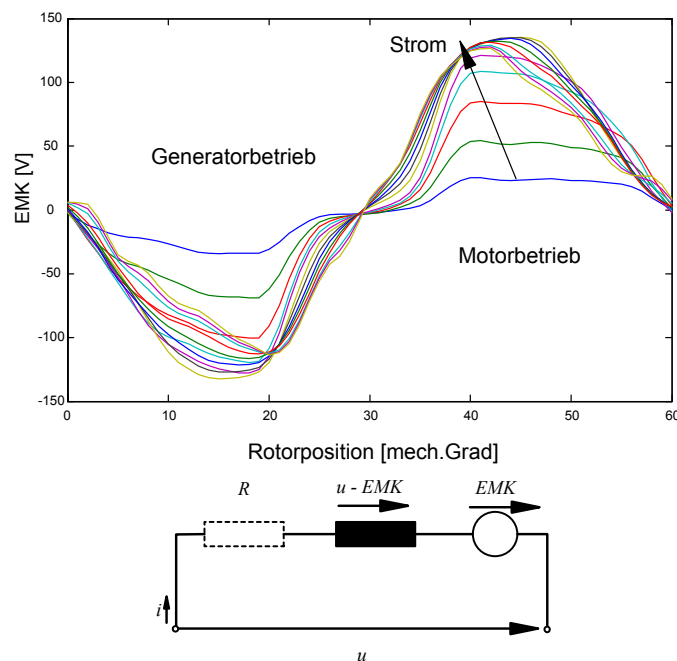


Abbildung 5.52: EMK -Verläufe bei $n=500 \text{ min}^{-1}$ und elektrische Schaltbild

Im Generatorbetrieb gibt es in diesem Bereich keine Beschränkungen (siehe Abbildung 5.51 b). Da die EMK hier ein umgekehrtes Vorzeichen hat (siehe Abbildung 5.52), verhindert sie nicht, dass der Stromsollwert erreicht wird.

Entsprechende experimentelle Messergebnisse, welche dieses Verfahren zur sensorlosen Rotorpositionsbestimmung bei hohen Drehzahlen verdeutlichen, finden sich in Abschnitt 6.3.3.

Dieses Verfahren zur Rotorpositionsbestimmung wurde erstmalig in [52] gezeigt.

6 Realisierung und Messergebnisse

In diesem Kapitel wird der im Rahmen dieser Arbeit entstandene Versuchsaufbau beschrieben, mit dem die gezeigten Messergebnisse ermittelt wurden. Zunächst wird hier auf die Realisierung der Stromregler eingegangen. In den nun folgenden Ausführungen werden ausgewählte Messergebnisse dargestellt mit dem Ziel, die Betrachtungen der vorhergehenden Kapitel zu bestätigen.

6.1 Aufbau der Laboranlage

Eine Übersicht über den experimentellen Aufbau zeigt Abbildung 6.1. Der Aufbau besteht aus einer vierphasigen geschalteten Reluktanzmaschine (Firma Deschoulton von Typ 132 S/1) mit folgenden Nenndaten: Nennstrom von 50A, Nenndrehzahl von 1500 min^{-1} , Leistung von 7,5kW und Nennmoment von 48Nm.

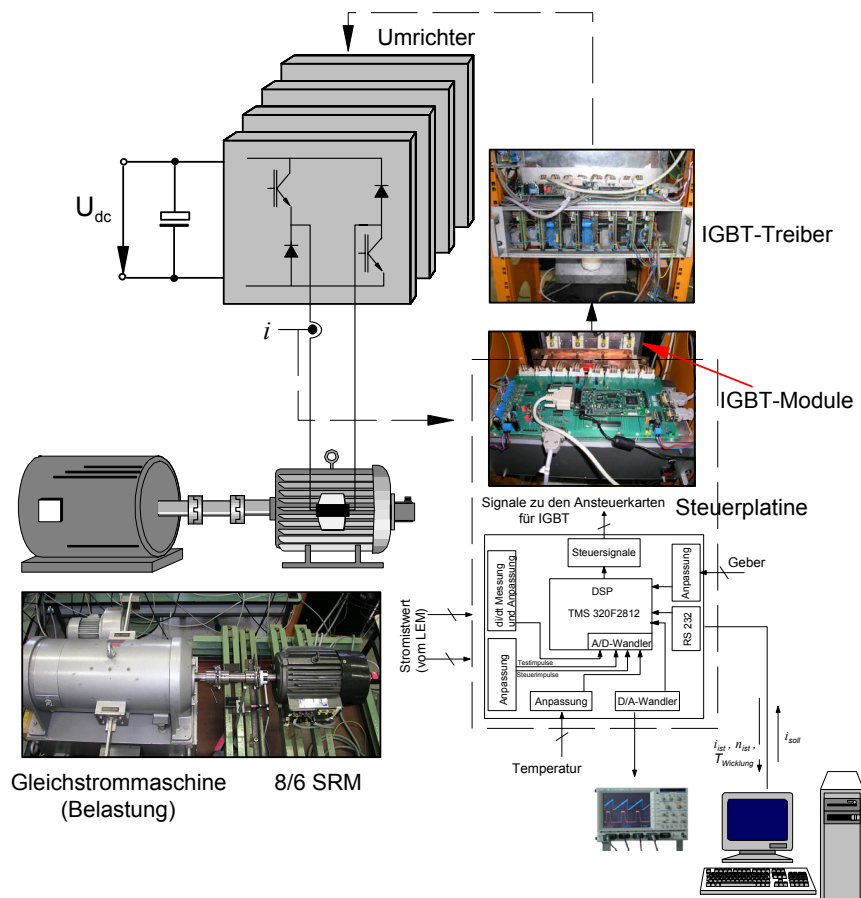


Abbildung 6.1: Struktur des Versuchsaufbaus

Der Motor ist mit einer Gleichstrommaschine gekoppelt, die als Belastung verwendet wurde. Die Basis des Umrichters bildet ein Prozessor-Board mit dem 32-bit Signalprozessor TMS 320F2812 von Texas Instruments. Dieser Prozessor steuert sowohl die Benutzerschnittstelle, die über einen Terminal-PC abgewickelt wird, als auch die Leistungselektronik, die aus acht IGBT –Halbbrücken besteht und über eine digitale Stromregelung verfügt. Die Abbildung 6.2 zeigt die Hardwarekomponenten als Blockschaltbild.

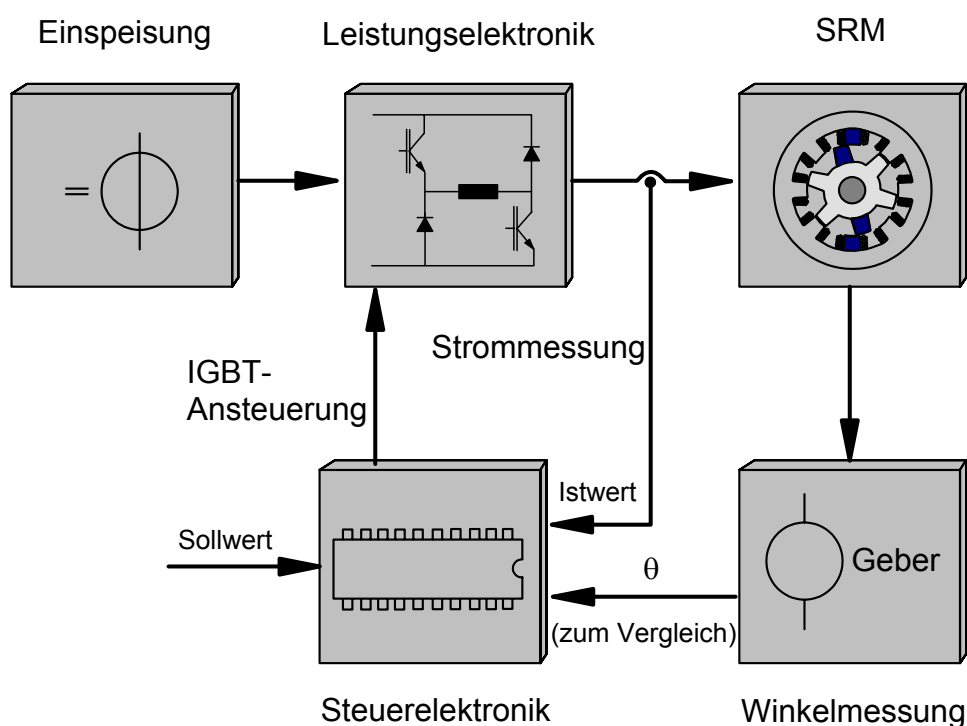


Abbildung 6.2: Blockschaltbild der Hardware

Die Ansteuer-Elektronik der IGBTs besteht aus acht analog aufgebaut Einzelplatinen. Im Leistungsteil sind für jede Phase zwei IGBT-Halbbrücken untergebracht. Die Schaltsignale für die IGBTs werden von einer prozessorinternen PWM-Einheit erzeugt. Diese, sowie der Hauptinterrupt, werden vom gleichen Timer gesteuert. Da innerhalb einer Periodendauer von $56\mu\text{s}$ bei der Schaltfrequenz von 18 kHz, das Programm mit allen nötigen Berechnungen korrekt abgearbeitet werden konnte, wurde diese Frequenz für die Arbeit ausgewählt. Aus der hohen Frequenz resultiert zusätzlich eine kleine Welligkeit des Stromes und diese Frequenz liegt über der Hörschwelle.

Diese Frequenz kann, um die Schaltverluste zu verringern, verkleinert werden.

Die Steuerplatine besteht aus dem Signalprozessor-Board und verschiedenen Anpassungsschaltungen, um den Prozessor mit der Peripherie zu verbinden. Der hier benutzte digitale Signalprozessor TMS 320F2812 verfügt über einen 12 bit on-chip A/D-Wandler, der über zwei Multiplexer jeweils 8 Kanäle zur Verfügung stellt.

Die typische Wandlungszeit liegt bei 80ns und ist somit im Vergleich zur Periodendauer von 56µs bei der Schaltfrequenz von 18kHz sehr gut. Da der Eingangsspannungspegel 3V beträgt, mussten alle Eingangssignale diesem Level angepasst werden.

Zusätzlich stellt die Steuerplatine einen D/A-Wandler zur Verfügung. Mit dem ist es möglich, die zeitlichen Verläufe von internen Rechengrößen sichtbar zu machen. Hier handelt es sich um einen seriellen 12-Bit Wandler, der über vier unabhängige Ausgänge verfügt. (Typ AD 7398 von Analog Devices). Die digitale Kommunikation findet über die SPI-Schnittstelle (Serial Peripheral Interface) statt, die sowohl im Prozessor als auch im D/A-Wandler in Hardware implementiert ist. Damit möglichst wenig Verzögerung bei der Ausgabe entsteht, ist die SPI-Schnittstelle mit 9,4MHz getaktet.

Der Sensorikblock zur Strom- und Winkelmessung ist aus praktischen Gründen auf die Leistungsplatinen aufgeteilt. Die Gleichstromwandler zur Stromerfassung befinden sich direkt bei der IGBT-Brücke auf der Leistungsplatine, während sich die Anpassungsschaltung für die Winkelmessung auf der Steuerplatine befindet. Die Winkelmessung erfolgt mit einem 10 bit absoluten Winkelgeber (Typ CE 58 - 1024 G C01 von TWK-Elektronik).

Zur Kommunikation mit dem Benutzer steht eine serielle RS-232 Schnittstelle zur Verfügung. Damit können über einen Monitor auf dem Bedienterminal während des Betriebes die Variablen beobachtet und geändert werden (siehe Abbildung 6.3).

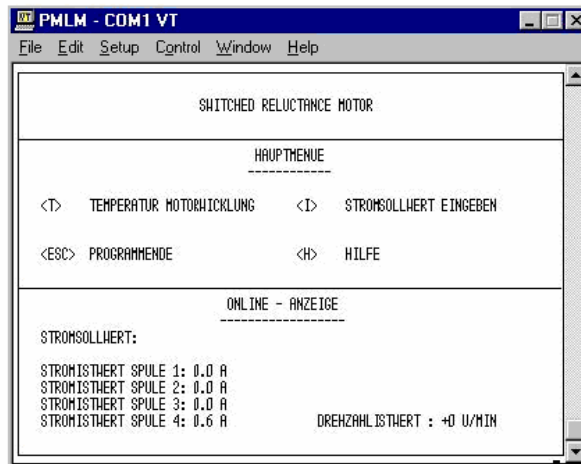


Abbildung 6.3: Aufbau des Bedienungsbildschirms

Die Programmierung des TMS320F2812 erfolgte in der Hochsprache C. Zur Software-Entwicklung und Überwachung des Mikroprozessors ist ein Steuer-PC mit der Windows-Software „Code Composer Studio“ von Texas Instruments ausgestattet, die Editor, Compiler und Online-Debugger enthält. Der Steuer-PC ist über den Parallelport mit dem Mikroprozessor verbunden. Die Software ermöglicht durch eine ständige Parallelport-Verbindung (JTAG) ein Online-Debuggen, was bedeutet, dass jederzeit ein Zugriff auf den Prozessor der Steuerplatine möglich ist, um verschiedene Parameter zu beeinflussen und zu beobachten.

Die Abbildung 6.4 zeigt den im Labor verwendeten Versuchsaufbau.



Abbildung 6.4: Versuchsaufbau

6.2 Realisierung der Stromregler

In dieser Arbeit wird der Stromregler digital realisiert. Als Regelstruktur wurde hier die Struktur gewählt, die in der Abbildung 6.5 zu sehen ist.

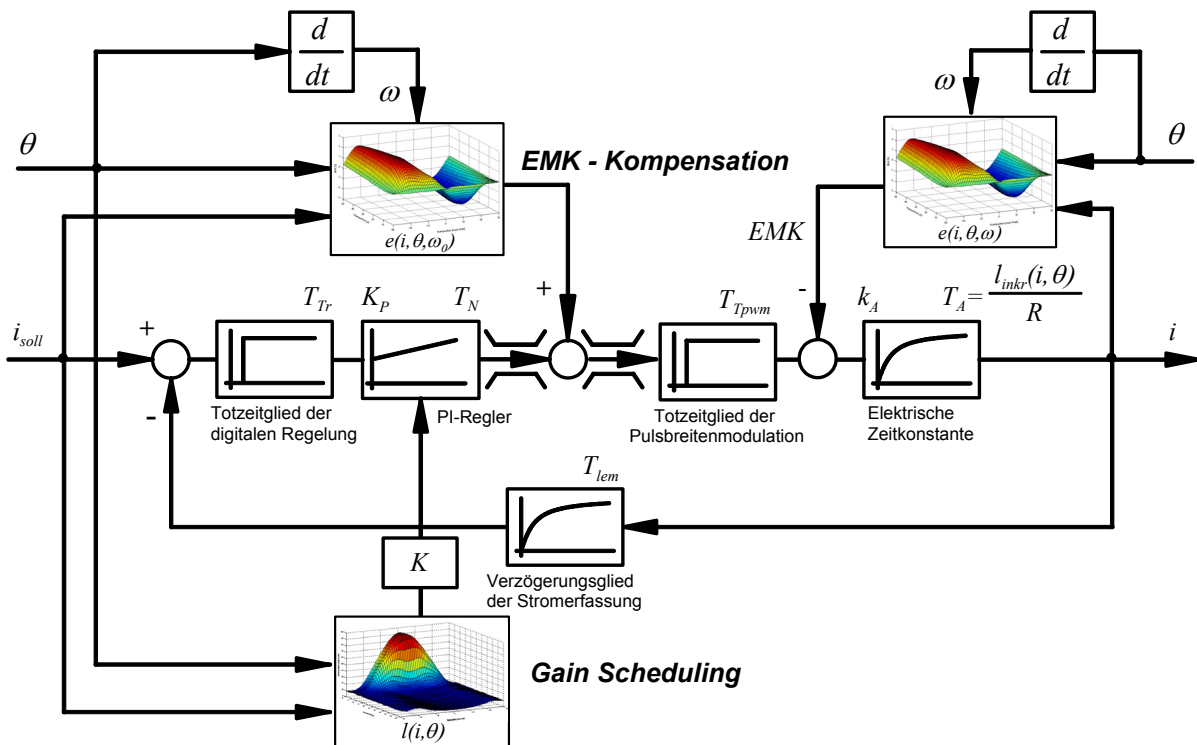


Abbildung 6.5: Struktur des Stromregelkreises

Der Block im Regelkreis, der für die EMK- Kompensation zuständig ist, enthält eine Tabelle mit den abgelegten gemessenen Verläufen der EMK, gemessen wie in Abschnitt 3.3 beschrieben. Weil die Messung bei der Referenz-Drehzahl $n=500 \text{ min}^{-1}$ erfolgt, muss der Drehzahl-Einfluss bezogen auf den aktuellen Betriebszustand umgerechnet werden. Die Umrechnung geschieht wie folgt:

$$e(i, \theta, \omega) = e(i, \theta, \omega_0) \cdot \frac{\omega}{\omega_0} \quad (6.1)$$

Damit erhält man die EMK für jede gewünschte Drehzahl.

Um Speicher im Mikrocontroller zu sparen, wird die EMK für alle Phasen gemeinsam nur einmal in einem Bereich von 0 - 60 Grad mechanisch jeweils mit einer Schrittweite von 8 Geberschritten, was 2,8 Grad mechanisch entspricht, und je 5A abgespeichert.

Danach ist es möglich, mit Hilfe einer Approximation im Programm und Umrechnung der Rotorposition auf die Phase die EMK-Kompensation dem jeweiligen Betriebszustand entsprechend nachzuführen.

Neben dem Block mit EMK-Verläufen befindet sich in dem Regelkreis ein Block, der für die Anpassung der Reglerverstärkung (Gain Scheduling) sorgt. Er enthält ebenso wie der Block mit der EMK eine Tabelle mit abgelegten gemessenen Verläufen der inkrementellen Induktivität. Die Werte werden in gleicher Weise wie die der EMK abgelegt.

Der Regelkreis weist die elektrische Zeitkonstante, sowie die Totzeit der digitalen Regelung und des Stellgliedes auf. Zusätzlich wird im Regelkreis die Verzögerungszeit der Stromerfassung berücksichtigt (siehe Abbildung 6.5). Diese Zeitkonstanten des Regelkreises werden nachfolgend berechnet:

- Totzeit der digitalen Regelung T_{Tr}

Der digitale Stromregler arbeitet mit einer konstanten Abtastzeit von $40 \mu s$ und beinhaltet somit ein Abtast-Halteglied. Für die Modellierung des Regelkreises kann dieses Verhalten mit einem Totzeitglied mit der halben Abtastzeit angenähert werden [56,57]:

$$T_{Tr} = 20 \mu s \quad (6.2)$$

- Totzeit der Pulsbreitenmodulation T_{Tpwm}

Die Erfassung der aktuellen Strommesswerte der Phasen erfolgt immer dann, wenn der PWM - Timer bis zum Maximum gezählt hat. Da die Stromregelung für alle vier Phasen Zeit braucht, kann es passieren, dass der Timer nach Abschluss der Regelung beim Herabzählen schon den Wert des compare-Registers unterschritten hat. Eine Änderung würde also erst beim erneuten Hochzählen wirksam. So würde je nach Registerwert eine variable Totzeit entstehen (Abbildung 6.6). Um dieses zu verhindern, werden alle Compare-Register der PWM erst beim Zählerstand 0 aktualisiert. Dadurch ergibt sich natürlich zwischen Messwerterfassung und Reglerreaktion eine zusätzliche Totzeit von der halben Periodendauer.

$$T_{T_{pwm}} = \frac{T_{PWM}}{2} + \frac{T_{PWM}}{2} = 40 \mu s \quad (6.3)$$

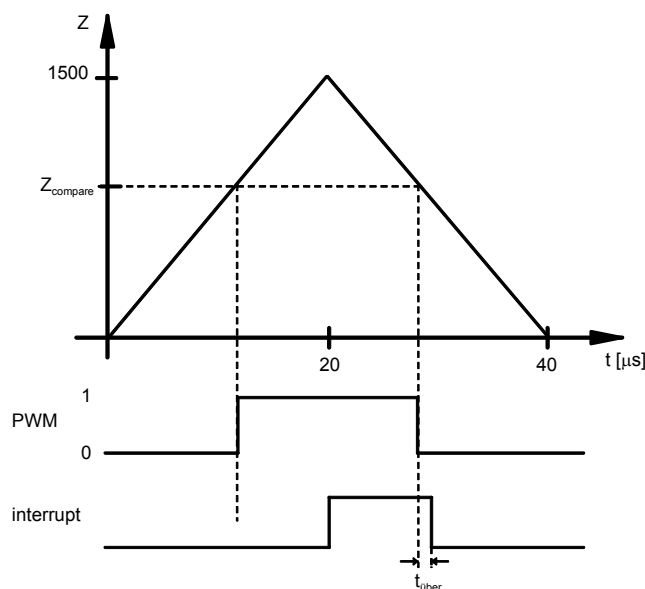


Abbildung 6.6: Überschneidung bei großem Registerinhalt und langer Rechenzeit

In der Abbildung 6.6 sieht man den Zählerstand des Timers Z und den Vergleichswert $Z_{compare}$, der gleich der Stellgröße des Reglers ist.

- Elektrische Zeitkonstante T_A

Diese Zeitkonstante ergibt sich direkt aus den elektrischen Eigenschaften der Motorwicklung. Die Induktivität der Spule ist nicht konstant.

Für die Auslegung des Reglers wird hier die Abhängigkeit der elektrischen Zeitkonstanten von der Induktivität berücksichtigt und der Wicklungswiderstand als konstant angenommen.

$$T_A = \frac{l_{inkr.}(i, \theta)}{R} = \frac{l_{inkr.}(i, \theta)}{0,33 \Omega} \quad (6.4)$$

- Verzögerungszeit der Stromerfassung

Die Stromerfassung erfolgt mit einem Gleichstromwandler, der bei einer Abschwächung von -1dB eine Grenzfrequenz von 200kHz hat.

Die Verzögerung ist im Vergleich zu den großen Totzeiten der Regelstrecke vernachlässigbar klein [58].

Eine wesentliche Vereinfachung des Regelkreises ist zu erreichen, wenn man das Totzeitglied

$$e^{-T_t s} \approx \frac{1}{1 + s \cdot T_t + s^2 \cdot \frac{T_t^2}{2} + s^3 \cdot \frac{T_t^3}{3} + \dots} \approx \frac{1}{1 + s \cdot T_t} \quad (6.5)$$

durch ein VZ1-Glied mit der Summenzeitkonstante T_σ annähert [59]:

$$T_\sigma = T_{Tr} + T_{Tpwm} = 40 \mu s \quad (6.6)$$

Abbildung 6.7 zeigt das resultierende vereinfachte Strukturbild.

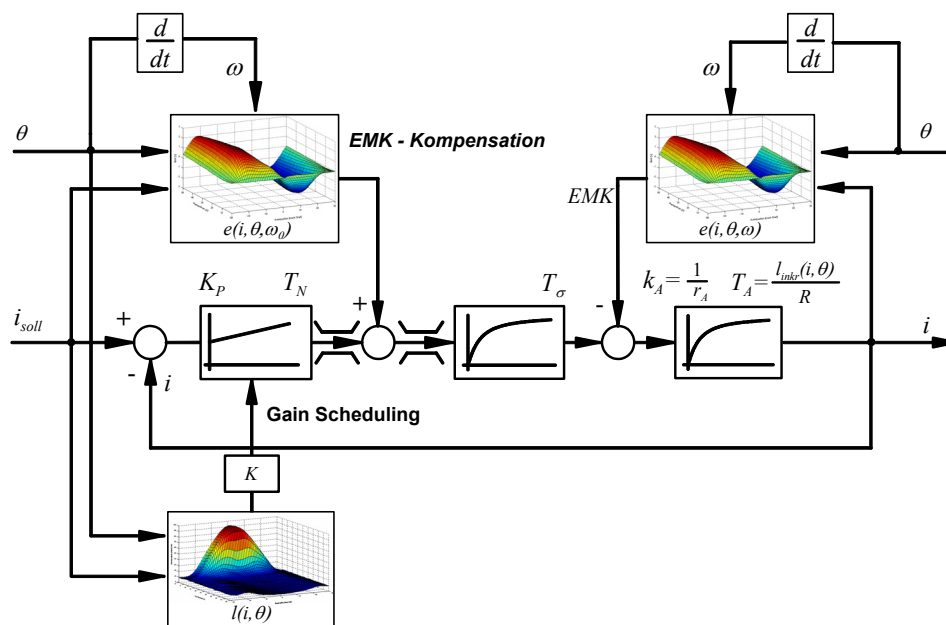


Abbildung 6.7: Vereinfachte Struktur des Stromregelkreises

Da die elektrische Zeitkonstante, berechnet mit dem kleinsten Wert der Induktivität (10mH), um den Faktor 760 größer ist als die Reglertotzeiten, bietet sich für die Reglerauslegung eine quasi-kontinuierliche Betrachtung an.

Im Laplace- Bereich beschreibt folgende Gleichung den kontinuierlichen PI- Regler:

$$F_R(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (6.7)$$

Dabei sind

- K_P die Reglerverstärkung des P-Anteils,
- K_I die Reglerverstärkung des I-Anteils.

Im Zeitbereich gilt dann für den Reglerausgang y :

$$y(t) = K_P \cdot x_d(t) + K_I \int x_d(t) dt \quad (6.8)$$

Für die Realisierung im Mikroprozessor wird das Integral durch eine Summe angenähert:

$$y(kT) = K_P \cdot x_d(kT) + K_I \cdot T \sum_{n=0}^k x_d(nT) \quad (6.9)$$

Mit diesen Werten kann man nun den Regler auslegen. In der linearen Reglertheorie gibt es hierzu zwei gängige Einstellregeln: Das Betragsoptimum und das symmetrische Optimum. Nach dem Betragsoptimum wird immer dann eingestellt, wenn ein gutes Verhalten bei Führungssprüngen, also Sollwertänderungen verlangt wird. Das symmetrische Optimum kommt dann zur Anwendung, wenn eine gute Störantwort gefragt ist, also bei Störeingriffen von Außen und Änderungen der Regelstrecke. Infolge der Berücksichtigung der EMK-Kompensation im Regelkreis wurde hier das Betragsoptimum gewählt.

Nach dem Betragsoptimum lässt sich die Verstärkung des P-Anteils bestimmen:

$$K_P = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_A}{T_\sigma \cdot k_A} \quad (6.10)$$

mit der Konstante des Verzögerungsgliedes k_A , welche sich zu

$$k_A = \frac{1}{r_A} = \frac{U_B}{R \cdot I_B} = \frac{250V}{0,3\Omega \cdot 50A} = 16,67 \quad (6.11)$$

ergibt.

Die bis her noch nicht erläuterten Größen

- U_B die Betriebsspannung,
- I_B der Betriebsstrom.

Der I-Anteil des Reglers ergibt sich aus der Gleichung:

$$K_I = \frac{K_P}{T_N} \quad (6.12)$$

wobei nach dem Betragsoptimum gilt: die Nachstellzeit T_N ist gleich der elektrischen Zeitkonstanten T_A ($T_N = T_A$).

Durch Einsetzen von Gleichung (6.10) in (6.12) erhält man:

$$K_I = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{T_\sigma \cdot k_A} \quad (6.13)$$

Dabei ist zu bemerken, dass nur die Verstärkung des P-Anteiles von der Induktivität abhängig ist.

Um die unterschiedliche Normierung von Reglereingang und –ausgang in der Software auszugleichen, ist noch ein Normierungsfaktor zu berücksichtigen.

Die Normierung erscheint erst hier, weil der angewendete Mikrokontroller nur mit Ganzzahlen arbeitet. Dadurch ist eine Durchführung der Normierung im Rahmen der Auslegung der Reglerparameter nicht möglich.

Die Stromistwerterfassung erfolgt mittels Stromwandler. Ein nachgeschalteter A/D Wandler liefert das Signal des Stromwandlers dem digitalen Regler als Eingangssignal. Daher ist dieser auf 4095 *digit* ($\hat{=} 50A$) normiert.

Die Spannung am Ausgang ist auf 750 *digit* ($\hat{=} 250V$) normiert. Der Normierungsfaktor ergibt sich damit zu:

$$K_{norm} = \frac{750}{4095} = 0,183 \quad (6.14)$$

Die Gleichung für den Reglerausgang lautet dann:

$$y(kT) = \underbrace{\left(K_P \cdot x_d(kT) + K_I \cdot T \sum_{n=0}^k x_d(nT) \right)}_{PI\text{-Regler}} \cdot K_{norm} \quad (6.15)$$

Aus der Berechnung ergibt sich:

$$y(kT) = \frac{l(i, \theta)}{180} \cdot x_d(kT) + 0,33 \sum_{i=0}^k x_d(iT) \quad (6.16)$$

Die Qualität der Entkopplung, der Kompensation der Nichtlinearität, der Berechnung der Führungsgrößen und somit der gesamten Regelung hängen von ihrer Genauigkeit ab. Um hohe Genauigkeit zu erreichen, muss die Tabelle mit der inkrementellen Induktivität genau sein.

6.3 Messungen

6.3.1 Stromregler mit EMK - Kompensation und Gain Scheduling

Aufgrund der Tatsache, dass inkrementelle Induktivität und EMK stark nichtlinear sind (siehe Abbildungen 2.14 und 2.15) wird in Abschnitten 4.2 und 4.3 vorgeschlagen, die EMK-Kompensationsmethode anzuwenden und die Verstärkung K_p der PI-Stromregler proportional zu der im jeweiligen Betriebszustand wirksamen Induktivität nachzuführen.

Die EMK-Kompensation und Gain Scheduling werden für jeden Betriebszustand von Strom und Position vorgenommen, um die Störgrößen weitgehend aufzuheben. Abbildungen 6.8 und 6.9 zeigen die Werte aus der Tabelle der EMK und der inkrementellen Induktivität.

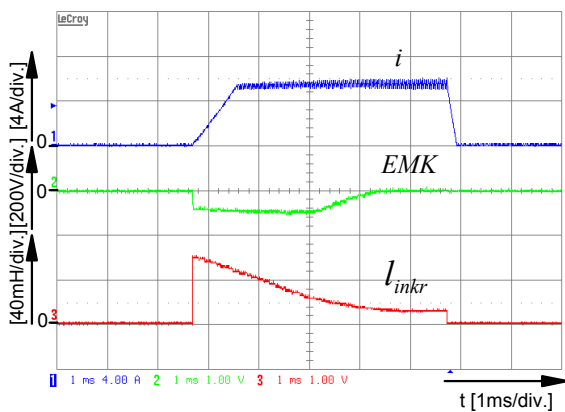


Abbildung 6.8: Gemessener Phasenstrom und Werten aus der Tabelle der EMK und der inkrementellen Induktivität im Generatorbetrieb

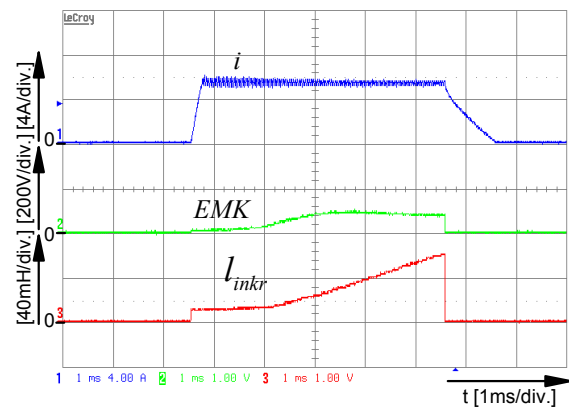


Abbildung 6.9: Gemessener Phasenstrom und Werten aus der Tabelle der EMK und der inkrementellen Induktivität im Motorbetrieb

Die Abbildungen 6.10 und 6.11 zeigen die Messergebnisse, erhalten im Generatorbetrieb unter Anwendung von EMK- Kompensation und Gain Scheduling. Der Gesamtreglerausgang wird auf die Zwischenkreisspannung $\pm 250V$ begrenzt. Die in den folgenden Abbildungen dargestellte Regler-Ausgangsgröße wurde vor dem ersten Summationspunkt gemessen (siehe Abbildung 6.7).

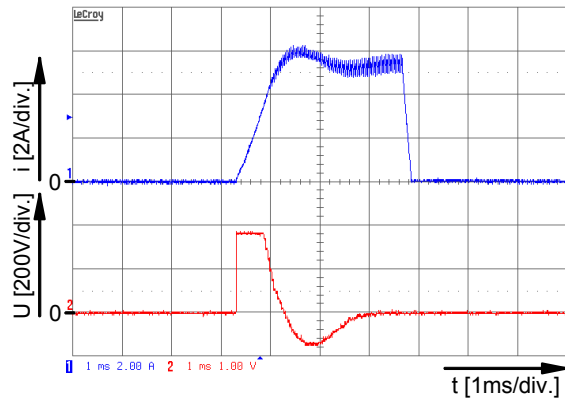


Abbildung 6.10: Gemessener Phasenstrom und Reglerausgang ohne EMK-Kompensation und Gain Scheduling im Generatorbetrieb bei $i=5A$, $n=750 \text{ min}^{-1}$

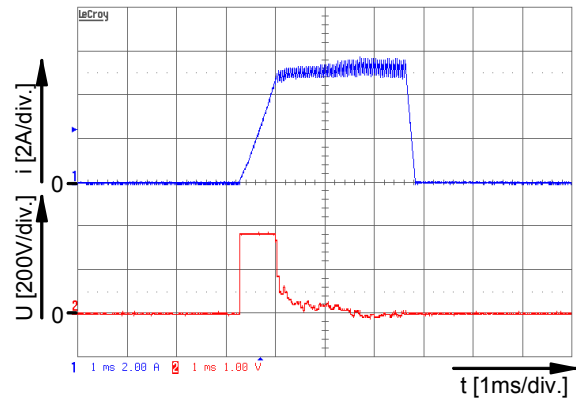


Abbildung 6.11: Gemessener Phasenstrom und Reglerausgang mit EMK-Kompensation und Gain Scheduling im Generatorbetrieb bei $i=5A$, $n=750 \text{ min}^{-1}$

Beim Vergleich des Stromverlaufes ohne Kompensation (Abbildung 6.10) gegenüber dem Stromverlauf mit Kompensation (Abbildung 6.11) ist eine Verbesserung zu bemerken. Der Strom folgt jetzt dem Sollwert. Der Reglerausgang ist fast Null. Das heißt, dass der Regler sich nur auf Störgrößen konzentriert, welche nicht mit der EMK zusammenhängen.

Auch im Motorbetrieb unter Anwendung dieser Verfahren zeigt der Regler ebenso wie bei dem Generatorbetrieb ein sehr gutes Verhalten. Abbildungen 6.12 und 6.13 zeigen die Messergebnisse ohne und mit EMK-Kompensation und Gain Scheduling.

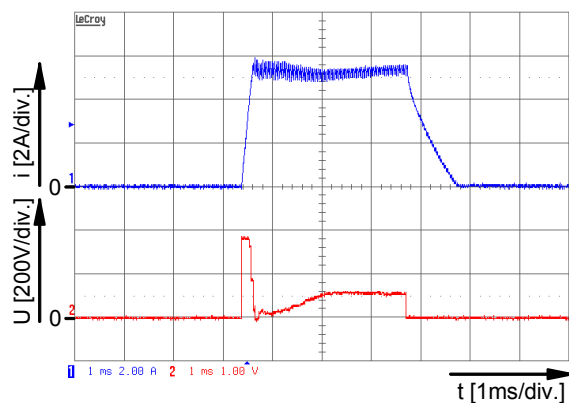


Abbildung 6.12: Gemessener Phasenstrom und Reglerausgang ohne EMK - Kompensation und Gain Scheduling im Motorbetrieb bei $i=5A$ und $n=750 \text{ min}^{-1}$

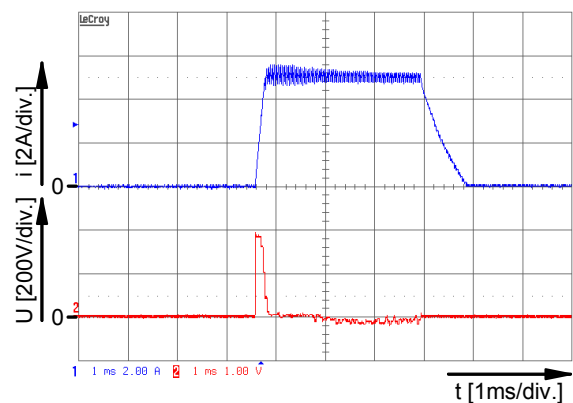


Abbildung 6.13: Gemessener Phasenstrom und Reglerausgang mit EMK - Kompensation und Gain Scheduling im Motorbetrieb bei $i=5A$ und $n=750 \text{ min}^{-1}$

Beim Vergleich des Stromverlaufes ohne Kompensation (Abbildung 6.12) gegenüber dem Stromverlauf mit Kompensation (Abbildung 6.13) ist zu bemerken, dass der Regler ebenso wie bei Generatorbetrieb die Aufgaben erfüllt und der Phasenstrom stabil ist.

Die EMK-Kompensation und die Nachführung der Verstärkung der PI-Regler abhängig von der nichtlinearen Induktivität ist somit eine wichtige Maßnahme für eine optimale Stromregelung der Geschalteten Reluktanzmaschine. Die Messungen hierzu sind bei einer Zykluszeit von $40\mu\text{s}$ ermittelt worden.

Die Messergebnisse ohne EMK-Kompensation und Gain Scheduling erfolgen mit konstantem $K_p=6$. Bei der Berechnung der elektrischen Zeitkonstante T_A wurde der Mittelwert der Induktivität berücksichtigt.

Für diese Arbeit wurden Messergebnisse mit einem Phasenstrom im Bereich von 10% des Nennstromes ausgewählt, da sich bei kleinen Strömen die inkrementelle Induktivität stark ändert, was eine signifikante negative Auswirkung auf die Dynamik des Reglers hat.

6.3.2 Verfahren zur Rotorpositionsbestimmung bei kleinen Drehzahlen

In Abschnitt 5.1 wurden zwei Verfahren zur sensorlosen Rotorpositionsbestimmung unter Verwendung des Stromverhältnisses von 2 Strängen vorgeschlagen (Verfahren ohne gegenseitige Beeinflussung und Verfahren zur Minimierung der Geräuschentwicklung). In beiden Fällen werden die Amplituden der Stromwerte, welche in der Verhältnisbildung zur Ermittlung der Rotorposition verwendet werden, kurz vor Abschalten des Stromes gemessen. Damit werden Verfälschungen der Stromwerte durch den Ausschaltvorgang vermeiden (siehe Abbildung 6.14)

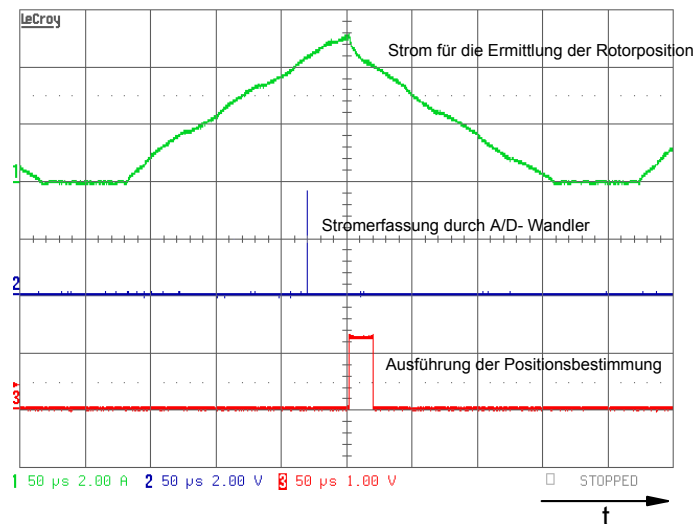


Abbildung 6.14: Amplitudenmessung der Ströme

Die beiden Verfahren sind für Generator- als auch Motorbetrieb für den Drehzahlbereich von Anfangsposition bis 30% der Nenn Drehzahl (450 min^{-1}) geeignet. Alle in den folgenden Abschnitten präsentierten Messergebnisse wurden im sensorlosen Betrieb ermittelt. Das Positionssignal des Winkelgebers wurde nur als Vergleichssignal verwendet.

6.3.2.1 Verfahren ohne gegenseitige Beeinflussung

Im ersten Fall wurden die Spannungsimpulse so ausgewählt, dass der Strom große Werte annimmt und sich damit die Maschine in der Sättigung befindet. Hierzu wird das Maximum des Stromes bei einer Länge des Testimpuls von $t_e = 5 \cdot T_{PWM} = 5 \cdot 56 \mu\text{s} = 280 \mu\text{s}$ ermittelt.

Bevor die Strommessung und die Stromverhältnissbildung online erfolgen, muss dazu das Signal aus dem Strom-Wandler dem Level der A/D Wandler angepasst werden. Die Verstärkung der Filter beträgt hier $v=0,6$. Die Schaltung für die Messung wurde nach dem Schaltungsprinzip wie in der Abbildung 6.15 dargestellt ausgeführt.

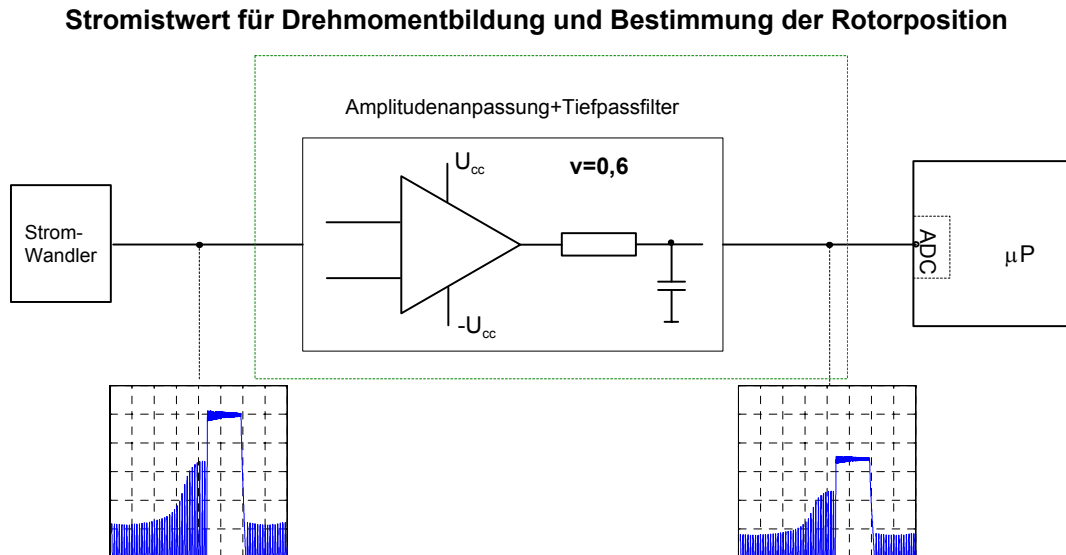


Abbildung 6.15: Erfassung des Phasenstromes für die Erzeugung des Momentes und zur Erfassung des Stromes für die Ermittlung der Rotorposition

a) Anfangsposition

Die Abbildung 6.16 stellt die Messergebnisse im Stillstand für den Anlauf der Maschine dar. Hier wurden alle vier Phase mit synchronen Spannungsimpulsen erregt. Diese Abbildung zeigt die sehr gute Überstimmung zwischen der gemessenen Rotorposition vom Geber und der ermittelten Rotorposition.

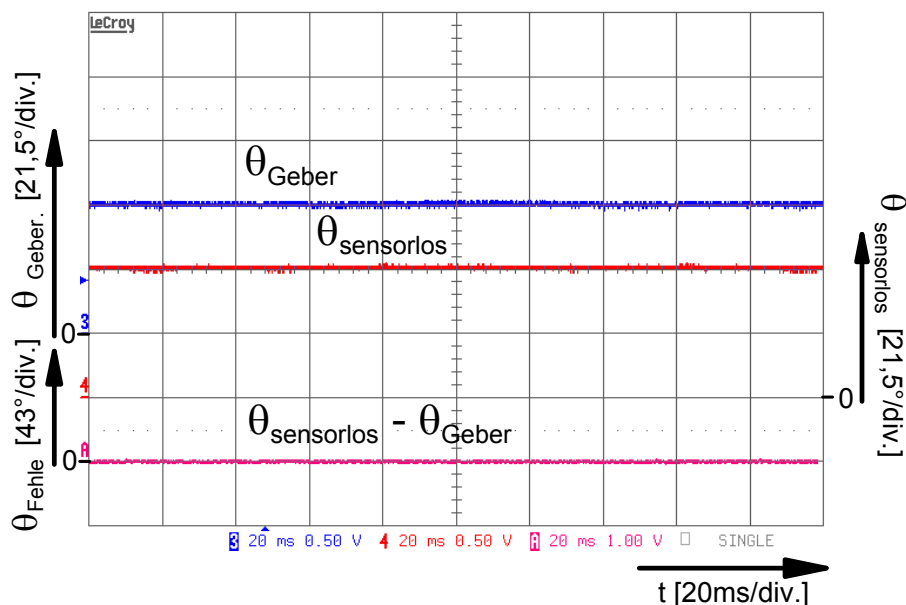


Abbildung 6.16: Positionssignal des Winkelgebers (Kanal 3), sensorlos bestimmtes Positionssignals (Kanal 2) und Fehler (Kanal A) im Stillstand

Zahlreiche Messungen bei unterschiedlichen Rotorstellungen haben ergeben, dass die sensorlos ermittelte Position bei stehender Maschine im ungünstigsten Fall eine Abweichung unter einem Grad hat.

b) Generatorbetrieb

Bei der Messung im Generatorbetrieb werden die Phasen genauso wie bei der Simulation aktiviert. Das heißt, sie werden jeweils im Bereich von 13° bis 28° mechanischem Winkel bestromt. In der Praxis zeigt sich, dass unter Verwendung dieses Verfahrens die Rotorposition sehr gut ermittelt werden kann. Abbildung 6.17 zeigt die Messergebnisse zur Positionsinformation des Winkelgebers und die sensorlos ermittelte Position im Generatorbetrieb sowie den Strom in einer Phase.

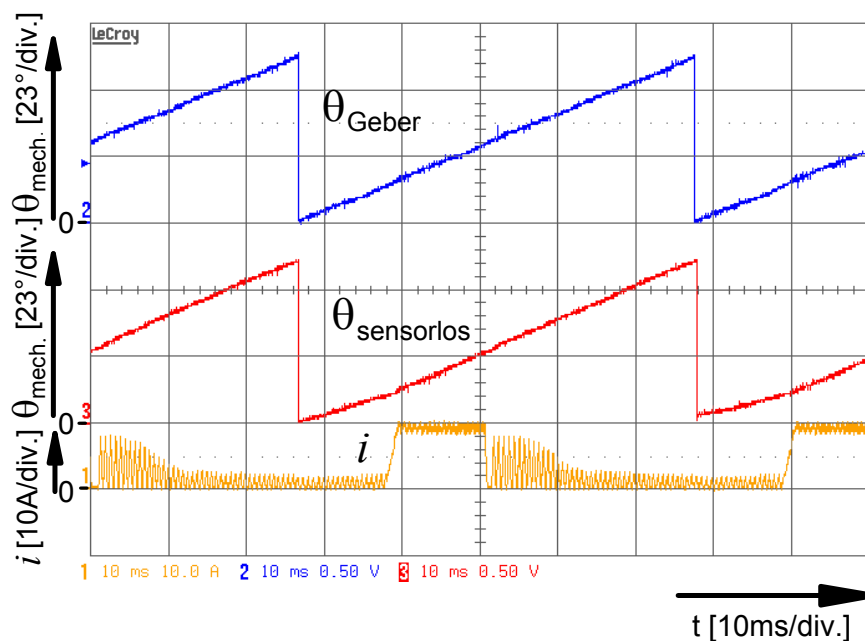


Abbildung 6.17: Positionssignal des Winkelgebers (Kanal 2), sensorlos bestimmtes Positionssignals (Kanal 3) und Phasenstrom bei 10A und 200 min^{-1}

Die Messung erfolgte bei einem Strom von 10A und einer Drehzahl von 200 min^{-1} . Abbildung 6.17 zeigt eine geringfügige Welligkeit im ermittelten Positionssignal, welche keinen negativen Einfluss auf den sensorlosen Betrieb der Maschine hat.

c) Motorbetrieb

Im Motorbetrieb lässt sich die Rotorpositionsbestimmung ebenfalls unter Verwendung dieses Verfahrens durchführen. In dieser Betriebsart werden die Phasen jeweils im Bereich von 32° bis 47° mechanischem Winkel aktiviert. Die Abbildung 6.18 zeigt auch hier eine sehr gute Überstimmung zwischen der gemessenen Rotorposition vom Geber und der sensorlos ermittelten Rotorposition. Die Messung erfolgte bei einem Strom von 10A und einer Drehzahl von 150 min^{-1} . Auch hier ist eine kleine Welligkeit im ermittelten Positionssignal zu sehen, welche ebenfalls den sensorlosen Betrieb der Maschine nicht stört.

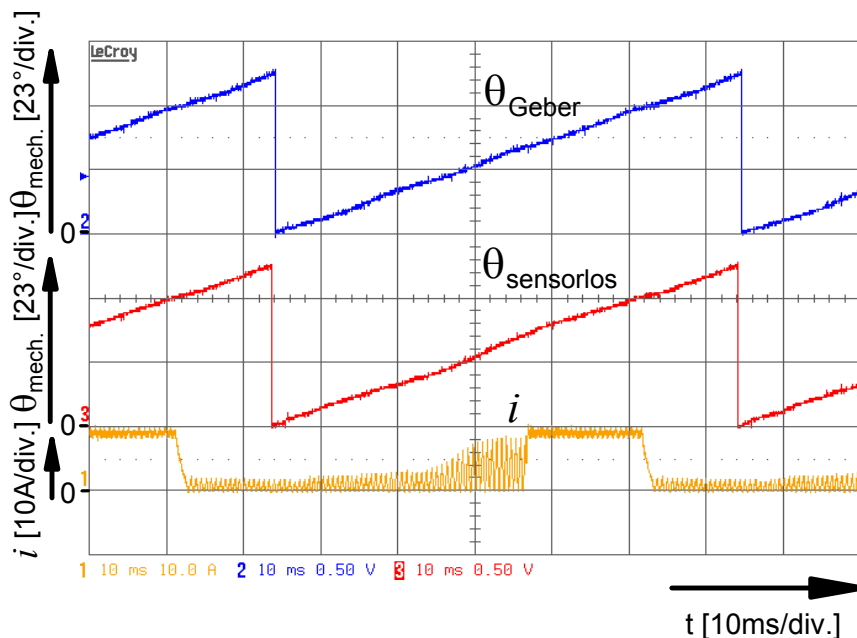


Abbildung 6.18: Positionssignal des Winkelgebers (Kanal 2), sensorlos bestimmtes Positionssignals (Kanal 3) und Phasenstrom bei 10A und 150 min^{-1}

Im Drehzahlbereich von Stillstand bis 300 min^{-1} und bei Belastung mit kleinen Strömen bis zum Nennstrom werden sowohl im Generator- als auch im Motorbetrieb gute Ergebnisse erzielt, die sich in ihrer Qualität nicht von den in den Abbildungen 6.17 und 6.18 dargestellten sensorlos bestimmten Rotorpositionssignalen unterscheiden.

6.3.2.2 Verfahren zur Minimierung der Geräusentwicklung

Zu dem Verfahren ohne gegenseitige Beeinflussung wurde im Abschnitt 5.1.2 eine Ergänzung vorgeschlagen, um eine geringere Geräusentwicklung in der Maschine zu erreichen (zeitlich verkürzte Spannungsimpulse). Die Länge des Testimpulses beträgt danach $t_e = 3 \cdot T_{PWM} = 3 \cdot 56 \mu s = 168 \mu s$. Daraus ergibt sich ein kleinerer Strom und damit wird die Geräusentwicklung reduziert. Die Präzision des Verfahrens hängt von der Genauigkeit der Erfassung der Stromwerte ab. Die Zahlenwerte sind jetzt um fast die Hälfte kleiner als im Verfahren ohne gegenseitige Beeinflussung. Um eine genaue Erfassung der Stromwerte durch den A/D Wandler zu erreichen, wurde eine Schaltung mit zwei getrennten Wegen entwickelt: einmal für die Erfassung der Stromimpulse zur Drehmomentbildung sowie für die Rotorpositionsbestimmung. Zu beachten sind die unterschiedlichen Verstärkungen der beiden Filter. Die Schaltung wurde ausgeführt wie in der Abbildung 6.19 im Prinzip dargestellt.

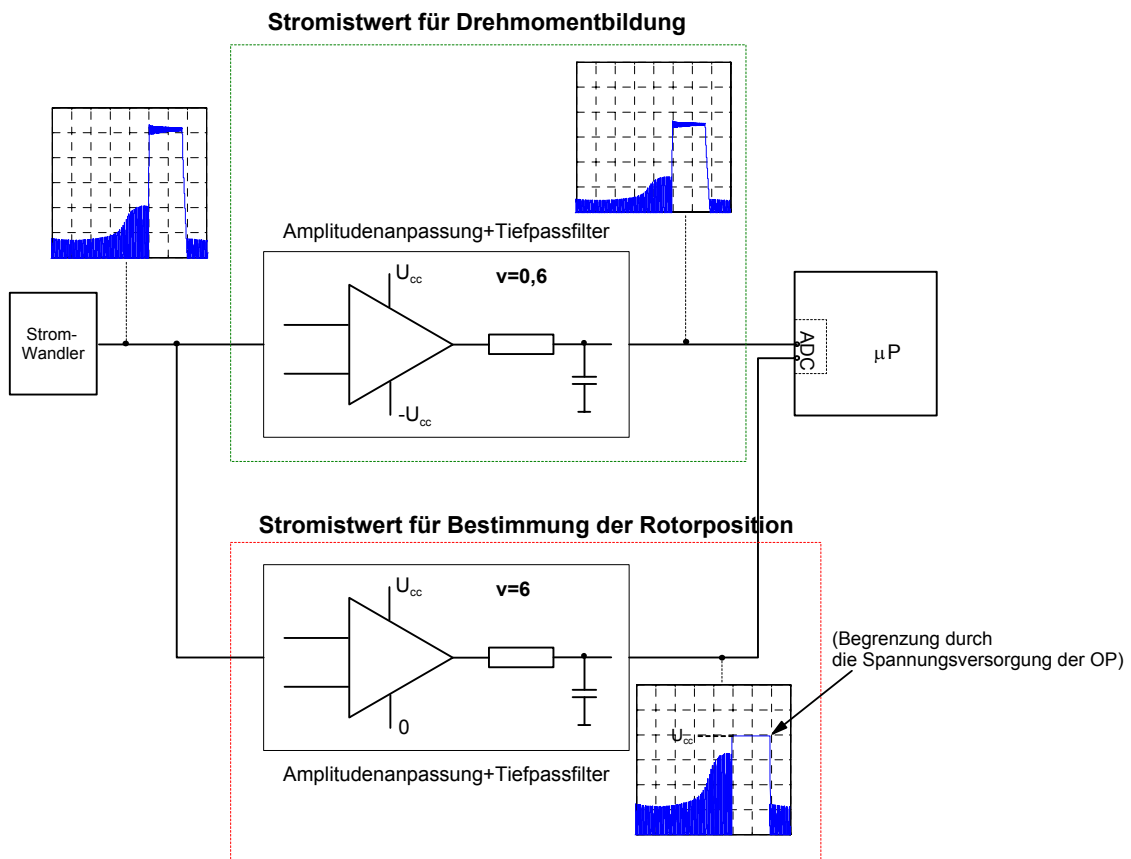


Abbildung 6.19: Erfassung des Phasenstromes für die Erzeugung des Momentes und zur Erfassung des Stromes für die Ermittlung der Rotorposition

Bei der Messung im Generator- sowie Motorbetrieb werden die Phasen genauso aktiviert wie oben gezeigt. Unter Verwendung dieses Verfahrens kann man ebenfalls sehr gute Werte für die Rotorposition ermitteln.

a) Generatorbetrieb

Abbildung 6.20 zeigt Messergebnisse des Positionssignals des Winkelgebers und das sensorlos bestimmte Positionssignal bei einem Strom von 10A und einer Drehzahl von 30 min^{-1} . Zusätzlich wurde in der Abbildung ein Fehler dargestellt, welcher durch Differenz zwischen der sensorlos ermittelten Rotorposition und gemessenen Rotorposition vom Geber entstand. Es ist zu erkennen, dass in dieser und folgenden Abbildungen in einigen Stellen der Fehler 60° erreicht. Die Ursache hierfür liegt in der Verzögerung, welche sich durch die Glättung der sensorlos ermittelten Rotorposition ergibt. Da hier die ermittelten Rotorpositionen mit Hilfe eines digitalen Reglerkreises, der eine Glättung erhält (siehe Abschnitt 5.1.1.2), erzielt wurden.

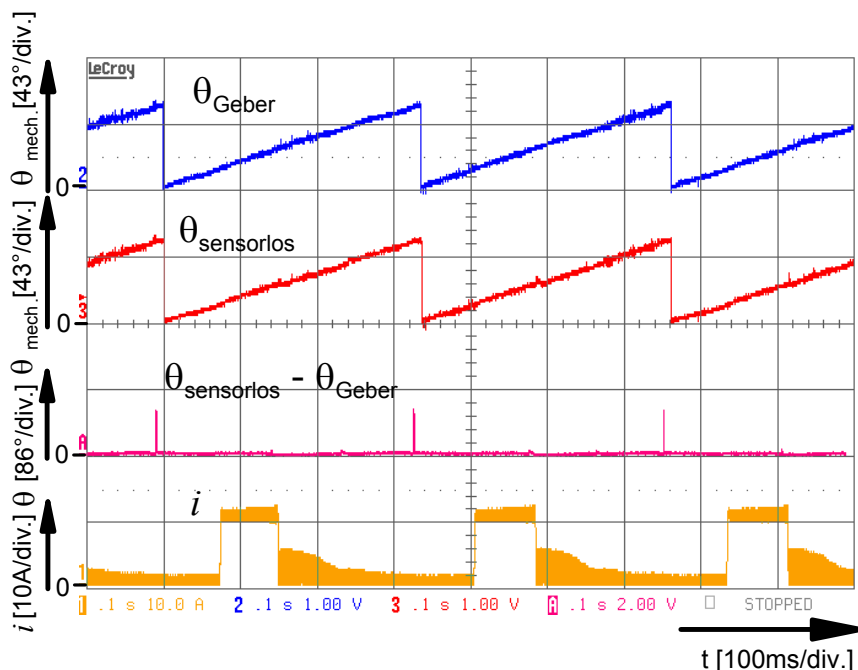


Abbildung 6.20: Positionssignal des Winkelgebers (Kanal 2), sensorlos bestimmtes Positionssignals (Kanal 3), Fehler (Kanal A) und Phasenstrom bei 10A und 30 min^{-1}

Im Drehzahlbereich von Stillstand bis zu etwa 300 min^{-1} werden gute Ergebnisse erzielt, die sich in ihrer Qualität nicht von der Messung in Abbildung 6.20 unterscheiden. Bei größeren Strömen bis zum Nennstrom von 50A verschlechtert sich das Ergebnis nur unwesentlich. Abbildung 6.21 zeigt eine geringfügige Welligkeit im ermittelten Rotorpositionssignal. Trotzdem ist das Positionssignal ausreichend, um den Motor sensorlos zu betreiben.

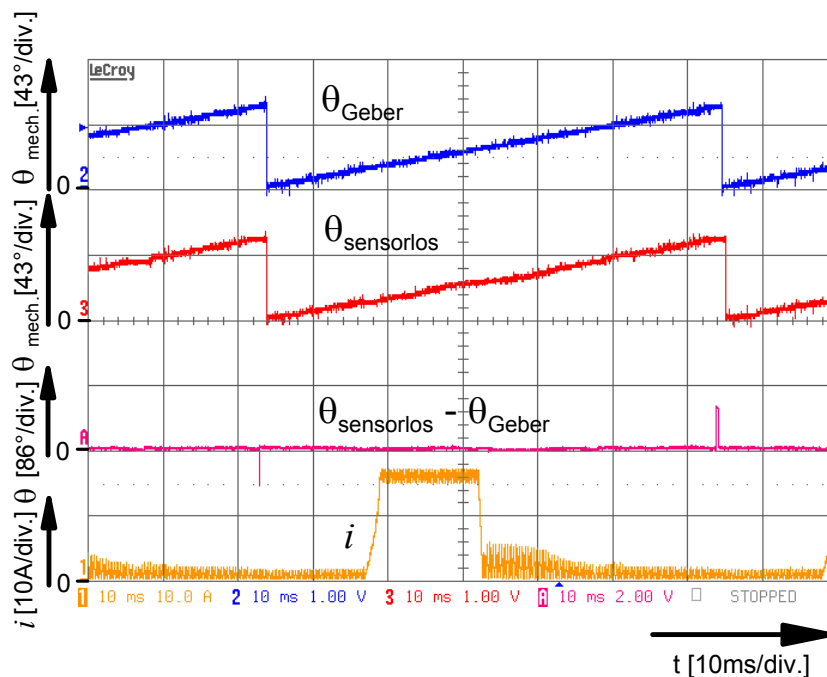


Abbildung 6.21: Positionssignal des Winkelgebers (Kanal 2), sensorlos bestimmtes Positionssignals (Kanal 3), Fehler (Kanal A) und Phasenstrom bei 15A und 150 min^{-1}

Die Messung wurde bei einem Strom von 15A und einer Drehzahl von 150 min^{-1} durchgeführt.

b) Motorbetrieb

Im Motorbetrieb lässt sich die Rotorpositionsbestimmung ebenfalls unter Verwendung dieses Verfahrens durchführen. Die Abbildung 6.22 zeigt auch hier eine sehr gute Übereinstimmung zwischen der gemessenen Rotorposition vom Geber und der sensorlos ermittelten Rotorposition. Die Messung wurde bei einem Strom von 10A und einer Drehzahl von 30 min^{-1} durchgeführt.

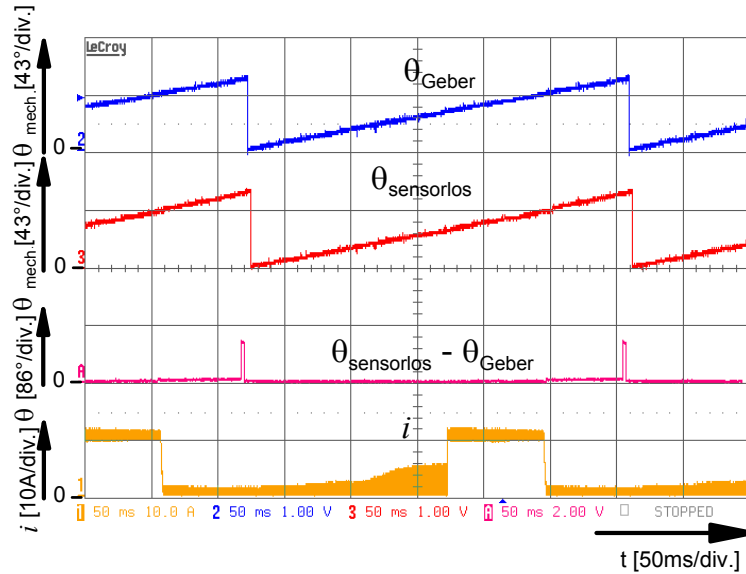


Abbildung 6.22: Positionssignal des Winkelgebers (Kanal 3), sensorlos bestimmtes Positionssignals (Kanal 2) und Phasenstrom bei 10A und 30 min^{-1}

Bei größeren Strömen bis zum Nennstrom von 50, verschlechtert sich das Ergebnis nur unwesentlich. Es tritt ebenfalls wie im Generatorbetrieb eine geringfügige Welligkeit im ermittelten Rotorpositionssignal auf. Trotzdem ist das Positionssignal ausreichend, um den Motor sensorlos zu betreiben. Abbildung 6.23 zeigt Messergebnisse der Positionssignale des Winkelgebers und das sensorlos bestimmten Signals bei einem Strom von 20A und Drehzahl 80 min^{-1} .

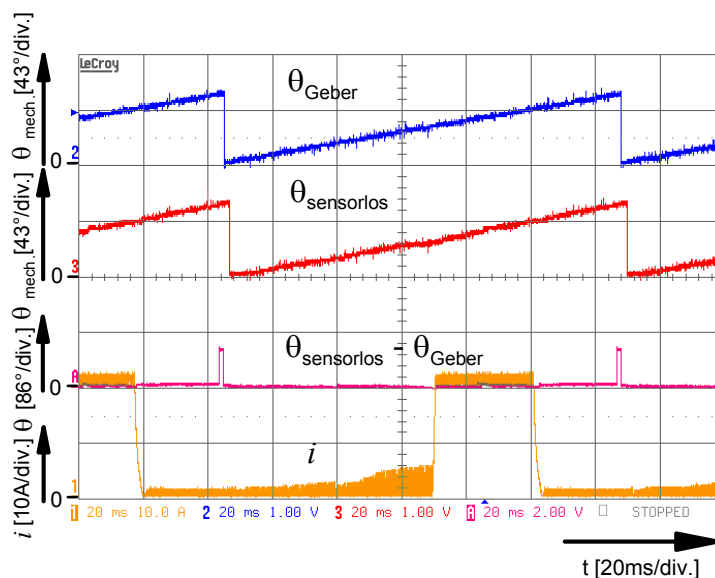


Abbildung 6.23: Positionssignal des Winkelgebers (Kanal 3), sensorlos bestimmtes Positionssignals (Kanal 2) und Phasenstrom bei 20A und 80 min^{-1}

In einem Drehzahlbereich von Stillstand bis zu etwa 300 min^{-1} werden auch in dieser Betriebsart gute Ergebnisse erzielt, die sich in ihrer Qualität nicht von der Messung in Abbildungen 6.22 und 6.23 unterscheiden.

In der Praxis zeigt sich ebenfalls wie in der Simulation, dass diese beiden Verfahren (ohne gegenseitige Beeinflussung und zur Minimierung der Geräuschentwicklung) unabhängig von der Zwischenkreisspannung sind (in den Abbildungen 6.24 und 6.25 jeweils unten zu sehen). Im Vergleich zum sensorlos ermittelten Rotorpositionssignal bei Nennspannung (Abbildung 6.24) ist zu sehen, dass das Signal an niedriger Spannung sich nicht geändert hat (Abbildung 6.25).

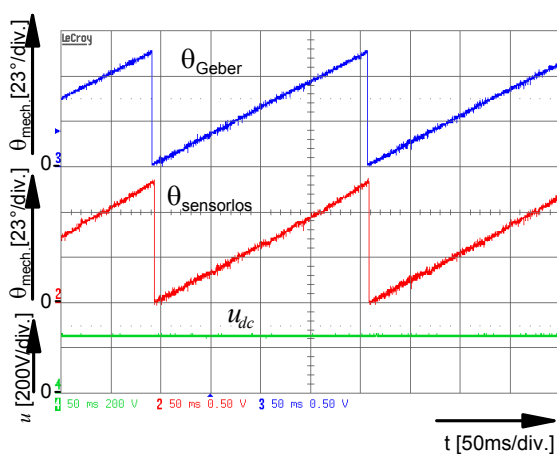


Abbildung 6.24: Positionssignal des Winkelgebers, sensorlos bestimmtes Positionssignal und Zwischenkreisspannung ermittelt bei $u=250\text{V}$, $i=20\text{A}$ und $n=50 \text{ min}^{-1}$

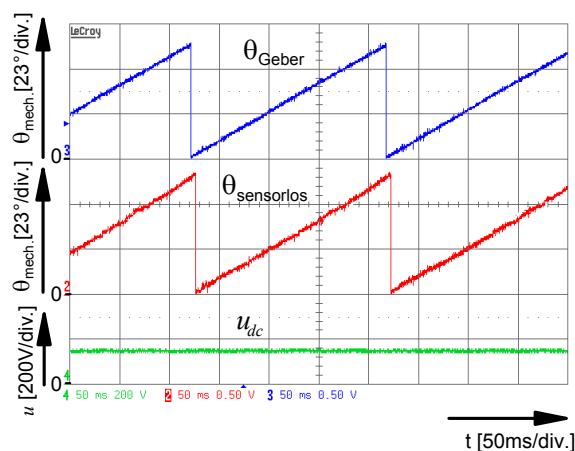


Abbildung 6.25: Positionssignal des Winkelgebers, sensorlos bestimmtes Positionssignal und Zwischenkreisspannung ermittelt bei $u=150\text{V}$, $i=20\text{A}$ und $n=50\text{min}^{-1}$

Oberhalb von 300 min^{-1} verschlechtert sich das Positionssignal in beiden Betriebsarten und in den beiden Verfahren (ohne gegenseitige Beeinflussung und zur Minimierung der Geräuschentwicklung). Bei einer Drehzahl von 450 min^{-1} wird die Stabilitätsgrenze erreicht. Um den Betrieb der Maschine aufrechtzuerhalten ist ein anderes Verfahren erforderlich, welches für hohe Drehzahlen geeignet ist (z.B. das im Abschnitt 5.2 beschriebenes Verfahren). Die Ursache für diese Instabilität liegt hauptsächlich in der Form der induzierten Spannung, die von der Drehzahl abhängig ist. Bei hohen Drehzahlen sind die EMK und ihre Steigung hoch. Das verursacht eine Verfälschung der Stromwerte und somit Stromverhältnisse, welche mit den gespeicherten nicht übereinstimmen. Das verhindert die genaue Rotorpositionsbestimmung.

Durch Berücksichtigung der induzierten Spannung im angewendeten Algorithmus kann man diese Beschränkung im Drehzahlbereich bei beiden Verfahren (ohne Berücksichtigung der gegenseitigen Beeinflussung und zur Minimierung der Geräuschentwicklung) kompensieren.

6.3.3 Verfahren zur sensorlosen Rotorpositionsbestimmung bei hohen Drehzahlen

In Abschnitt 5.2 wurde ein Verfahren unter Verwendung der Spannungsgleichung zur sensorlosen Rotorpositionsbestimmung vorgeschlagen. Das Verfahren ist für Generator- als auch Motorbetrieb geeignet. Alle in diesem Abschnitt präsentierten Messergebnisse wurden im sensorlosen Betrieb ermittelt. Das Positionssignal des Winkelgebers wurde nur als Vergleichssignal verwendet.

a) Generatorbetrieb

Bei der Messung im Generatorbetrieb werden die Phasen genauso wie bei der Simulation aktiviert. Das heißt, sie werden jeweils im Bereich von 13° bis 28° mechanischem Winkel bestromt. Abbildung 6.26 zeigt die Messergebnisse zur Positionsinformation des Winkelgebers und der sensorlos ermittelten Position im Generatorbetrieb sowie den Strom in einer Phase.

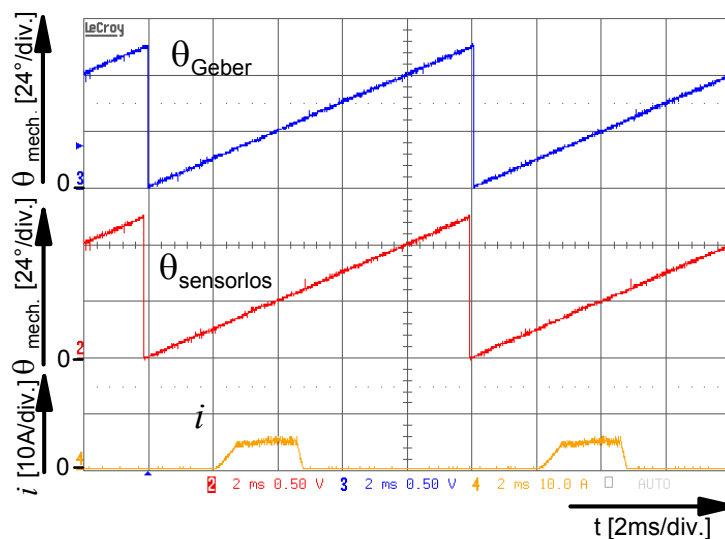


Abbildung 6.26: Positionssignal des Winkelgebers (Kanal 3), sensorlos bestimmtes Positionssignals (Kanal 2) und Phasenstrom bei 5A und 1000 min^{-1}

In der Praxis zeigt sich, dass unter Verwendung dieses Verfahrens die Rotorposition sehr gut ermittelt werden kann, und dass sie gut mit der Rotorposition vom Geber übereinstimmt. Die Messung wurde bei einem Strom von 5A und einer Drehzahl von 1000 min^{-1} durchgeführt. In einem weiten Drehzahlbereich von ca. 400 min^{-1} bis hin zur Nennzahl von 1500 min^{-1} werden gute Ergebnisse erzielt, die sich in ihrer Qualität nicht von der Messung bei 1000 min^{-1} unterscheiden.

Bei größeren Strömen bis hin zum Nennstrom von 50A, verschlechtert sich das Ergebnis nur unwesentlich. Abbildung 6.27 zeigt eine geringfügige Vergrößerung des Versatzes zwischen den beiden Positionssignalen. Trotzdem ist das Positionssignal ausreichend, um den Motor sensorlos zu betreiben. Die Messung wurde bei einem Strom von 30A und einer Drehzahl von 500 min^{-1} durchgeführt. Dieses Verfahren kann noch durch Anpassung der Stellvariablen (Einschaltwinkel und Ausschaltwinkel) für größere Ströme optimiert werden.

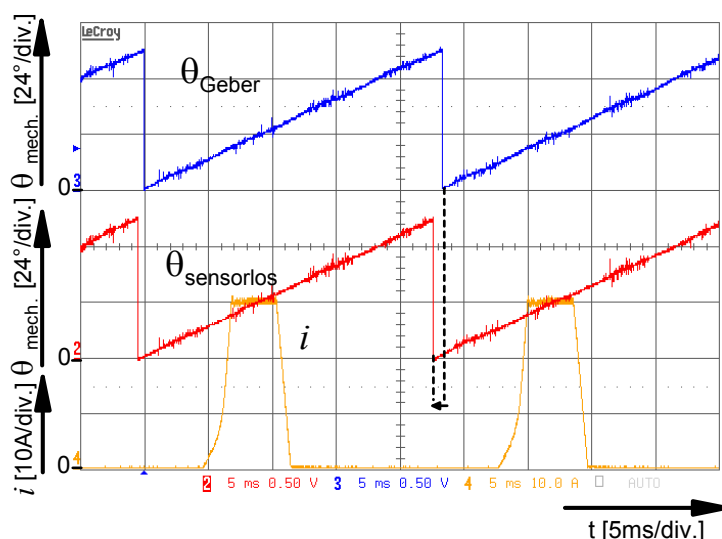


Abbildung 6.27: Positionssignal des Winkelgebers (Kanal 3), sensorlos bestimmtes Positionssignals (Kanal 2) und Phasenstrom bei 30A und 500 min^{-1}

Unterhalb von 400 min^{-1} verschlechtert sich das Positionssignal. Bei einer Drehzahl von 150 min^{-1} wird die Stabilitätsgrenze erreicht. Um den Betrieb der Maschine aufrechtzuerhalten ist ein anderes Verfahren erforderlich, welches für kleine Drehzahlen geeignet ist (z.B. das in Literatur [54] oder im Abschnitt 5.1 beschriebenes Verfahren). Die Ursache für diese Instabilität liegt hauptsächlich in der Form der induzierten Spannung, die von der Drehzahl abhängig ist. Bei kleinen Drehzahlen ist die EMK und ihre Steigung klein, was zu einer ungenauen Rotorpositionsbestimmung führt.

b) Motorbetrieb

Im Motorbetrieb wurden zunächst die Phasen wie beim Generatorbetrieb aktiviert. Das heißt, man bestromt nur eine Phase im Bereich von 32° bis 47° mechanischem Winkel. Bei kleinen Strömen bis ca. 7A wurden vergleichbare Ergebnisse wie im Generatorbetrieb erzielt. Abbildung 6.28 zeigt Messergebnisse des Positionssignals des Winkelgebers und des sensorlos bestimmten Positionssignals bei einem Strom von 5A und einer Drehzahl von 500 min^{-1} .

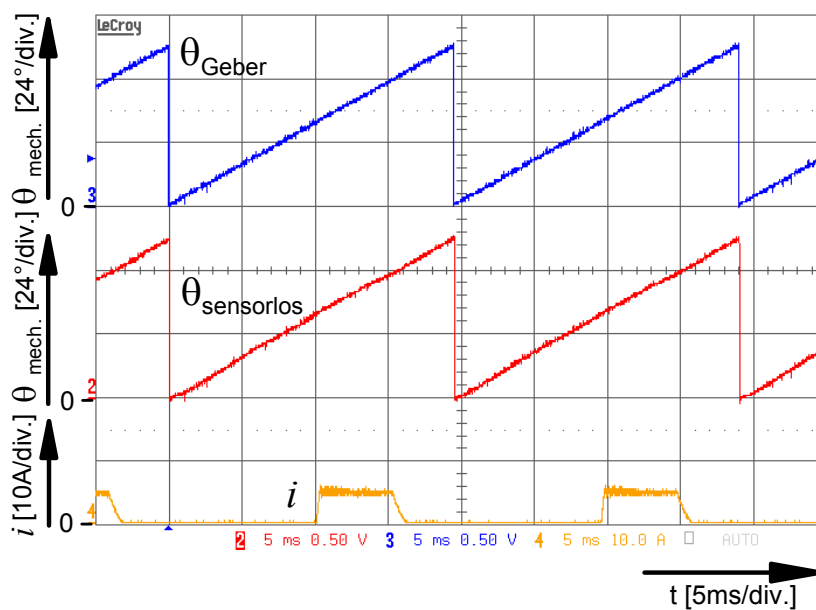


Abbildung 6.28: Positionssignal des Winkelgebers (Kanal 3), sensorlos bestimmtes Positionssignals (Kanal 2) und Phasenstrom bei 5A und 500 min^{-1}

Erhöht man den Strom, muss wie in der Simulation, die Einschaltdauer der Phase bis 60° mechanischem Winkel verschoben werden.

Abbildung 6.29 zeigt Messergebnisse des Positionssignals des Winkelgebers und das sensorlos bestimmte Positionssignal bei einem Strom von 40A.

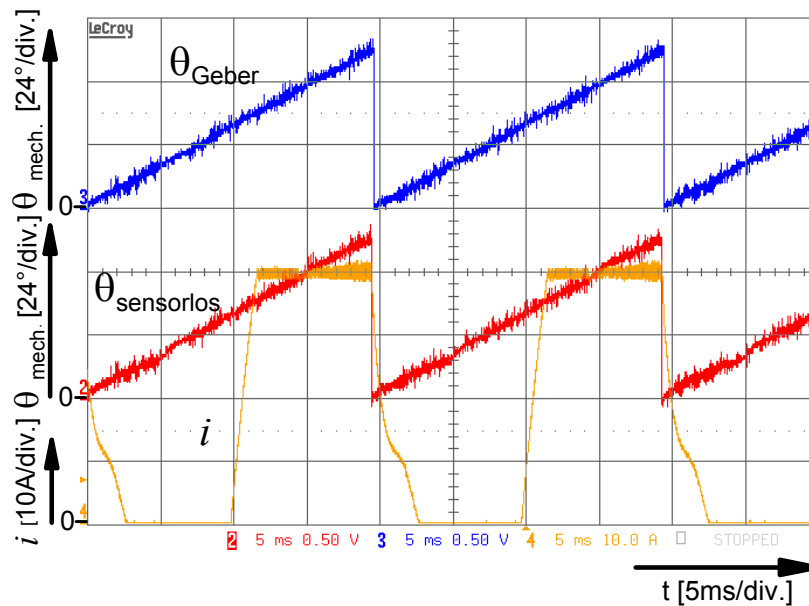


Abbildung 6.29: Positionssignal des Winkelgebers (Kanal 3), sensorlos bestimmtes Positionssignals (Kanal 2) und Phasenstrom bei 40A und 500 min^{-1}

In den Abbildungen 6.28 und 6.29 ist zu erkennen, dass die sensorlos ermittelte Rotorposition mit der Rotorposition des Gebers übereinstimmt. Ebenfalls wie im Generatorbetrieb verschlechtert sich auch in dieser Betriebsart unterhalb von 400 min^{-1} das Positionssignal. Bei einer Drehzahl von 150 min^{-1} wird die Stabilitätsgrenze erreicht. Um den Betrieb der Maschine aufrechtzuerhalten, ist ein anderes Verfahren erforderlich, welches für kleine Drehzahlen geeignet ist (z.B. das in Literatur [54] oder im Abschnitt 5.1 beschriebenes Verfahren). Die Ursache für diese Instabilität liegt auch hier hauptsächlich in der Form der induzierten Spannung, die von der Drehzahl abhängig ist und somit die genaue Rotorpositionsbestimmung verhindert.

7 Zusammenfassung

Das Ziel der vorliegenden Forschungsarbeit war es, Methoden zu entwickeln, um einen stabilen sensorlosen Betrieb der Geschalteten Reluktanzmaschine zu erreichen. Das heißt, dass die Maschine auf Winkelsensoren bei der Steuerung verzichten kann. Mit Hilfe von praktischen Messergebnissen sollte bestätigt werden, dass diese Methoden in der Praxis einsetzbar sind.

Die Geschaltete Reluktanzmaschine ist bekannt wegen ihres einfachen Aufbaues, aber auch wegen ihres nichtlinearen magnetischen Verhaltens, welches die Maschinensteuerung und den sensorlosen Betrieb erschwert. Hierzu sind im Rahmen dieser Arbeit ein Stromregelverfahren und zwei Methoden zur Bestimmung der Rotorposition entwickelt worden, die auf Winkelsensoren bei der Regelung verzichten.

Um dieses nichtlineare Verhalten bei der Realisierung von Stromregelung und sensorloser Bestimmung der Rotorposition sowie für die Simulation berücksichtigen zu können, wurden zuerst die Verläufe der Flussverkettung, der rotatorisch induzierte Spannung und des Drehmomentes unter Anwendung verschiedener Messverfahren bestimmt.

Es wurde ein Verfahren zur Optimierung des Stromreglers vorgestellt, das trotz der Nichtlinearität und der Kopplungen, die in der Regelstrecke auftreten, eine stabile Regelung mit hoher Dynamik gewährleistet. Unter Anwendung der EMK-Kompensationsmethode im Stromregelkreis ist der Regler fähig, mit der EMK zusammenhängende hoch dynamische Störungen auszuregeln. Zusätzlich sorgt das angewendete Gain Scheduling für eine Verringerung der Schwankung der Kreisverstärkung, die durch die stark nichtlineare Induktivität hervorgerufen wird. Damit kann die Kreisverstärkung auf einem konstanten hohen Wert gehalten werden, was zu gutem dynamischen Verhalten im vollständigen Betriebsbereich sorgt.

Dieses Regelverfahren wird auch bei dem sensorlosen Betrieb der Maschine eingesetzt.

Zum Erreichen eines sensorlosen Betriebes der SRM im gesamten Drehzahlbereich wurden zwei Methoden entwickelt: eine für die Bestimmung der Anfangsposition sowie für kleine Drehzahlen und eine zweite für höhere Drehzahlen.

Die erste Methode basiert auf Spannungstestimpulsen, erzeugt durch den Stromrichter, mit welchen die Stränge erregt werden. Aus den gemessenen Stromwerten werden Verhältnisse gebildet, um ihre Abhängigkeit von der Zwischenkreisspannung zu eliminieren. Dieses Verfahren wurde einmal ohne und einmal mit Berücksichtigung der gegenseitigen Beeinflussung der Phasen vorgestellt. Für den höheren Drehzahlbereich wurde zusätzlich eine andere Methode verwendet. Diese basiert auf der Spannungsgleichung, die das Modell der Maschine beschreibt.

Unter Verwendung dieser neuen Methoden lässt sich die Rotorposition von Stillstand bis zu hohen Drehzahlen ermitteln. Damit ist stabiler sensorloser Betriebe der Geschalteten Reluktanzmaschine im Motor- sowie Generatorbetrieb gewährleistet, was die Messergebnisse beweisen. Die Differenzen zwischen der so bestimmten und der Rotorposition vom Geber, welche an einigen Stellen auftreten, sind kleiner als ein Grad mechanisch, was keinen negative Einfluss auf den sensorlosen Betrieb der Maschine hat. Die Ursachen dieser Abweichungen wurden diskutiert und Hinweise zur Verbesserung gegeben.

Die beiden Methoden zeigen Einfachheit, geringen Rechenaufwand und liefern die genaue sensorlose Rotorposition.

8 Abstract

The work presented describes methods, which provide a stable sensorless operation of the Switched Reluctance Machine (SRM). These methods allow the elimination of the position encoder, which is usually necessary to control the SRM. Experimental results prove that these methods can be applied in practice.

The Switched Reluctance Machine is very well known due to its simple structure and also because of its nonlinear behaviour, which makes the control and the sensorless operation of the machine more difficult. To solve the task of the sensorless control in context of this work a current control method and two methods for the determination of the rotor position, which allow the control of the machine without the position sensor, were developed.

To consider the nonlinear behaviour in the practical realization of the current control and sensorless determination of the rotor position as well as for the simulation, the flux linkage, the back emf and the torque have been measured at first, utilising different measuring procedures.

In this work a method for improved digital current control for the Switched Reluctance Machine, which provides a stable control with high dynamics in spite of all the nonlinearities and the couplings, which occur in the control loop, is presented.

A PI current controller with back emf compensation has been applied to minimize the disturbances in the control loop, which are related to the back emf. Additionally, a PI controller with gain scheduling has been applied to compensate for the variation of the control gain caused by the strongly nonlinear inductance. With this it is possible, that the closed loop gain can be kept on a constant and high value, which allows a good dynamic behaviour in the whole operating range. This method for the current control is also utilised in the sensorless operation of the machine.

To achieve a stable operation of the SRM in the whole speed range a combination of two methods was developed: one method for the start-up as well as for the low speed range and a second one for the high speed range.

The first method is based on square wave voltage pulses produced by a converter. These voltage pulses are utilised to excite four phases of the machine during start up and three of four phases of the machine during operation. To eliminate the dependency of the measured currents on the variations of the DC-link voltage, the ratios between the values of the measured currents in two neighbouring phases have been calculated. This method was presented once without and once with consideration of the mutual influence of the phases.

Additionally for the higher speed range another method was developed. This method is based on the voltage equation describing the model of the SRM.

Using these new methods the rotor position from start-up to rated speed can be determined. Thus they allow the sensorless control of the SRM and provide an achievement of stable work of the machine without the position sensor, in motor as well as in generator operation, which has been proved by the experimental results. The differences between the rotor position determined utilising the proposed method and the rotor position from the position encoder, which arise in some cases, are smaller than one mechanical degree, which does not have any negative influence on the sensorless operation of the machine.

The causes of these deviations were discussed and hints for an improvement have been given.

The advantages of the proposed two methods are the simplicity, low computation time and they provide the accurate sensorless rotor position from start-up to rated speed for generator as well as for the motor operation.

9 Literatur

- [1] MILLER T.J.E.:
Electronic Control of Switched Reluctance Machines
Newnes Press 2001
- [2] HOPPER E.:
The Development of Switched Reluctance Motor Applications
International Conference & Exhibition for Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality PCIM, Nürnberg/Germany, 1995
- [3] BEDFORD B.D.:
Compatible permanent magnet or reluctance brushless motors and controlled switch circuits
Patent Nr. 3,678,352, 18 July 1972
- [4] BEDFORD B.D.:
Compatible brushless reluctance motors and controlled switch circuits
US Patent Nr. 3,679,953, 25 July 1972
- [5] LAWRENSON P.J., STEPHENSON J.M., BLENKINSOP P.T., CORDA J., FULTON N.N.:
Variable switched reluctance motors
IEE Proceeding on Electric Power Applications, Part B, Vol.127, No.4, pp. 253-263, 1980

-
- [6] Inderka R.B.:
Direkte Drehmomentregelung Geschalteter Reluktanzantriebe
Dissertation, Aachen, 2002
- [7] Fiedler J.:
Entwurf von geräuscharmen Geschalteten Reluktanzmaschine
Dissertation, Aachen, 2006
- [8] Brösse A.:
Sensorloser Betrieb eines geschalteten Reluktanzmotors mittels Kalman Filter
Dissertation, Aachen, 1998
- [9] Backhaus K.:
Spannungseinprägendes Direktantriebssystem mit schnellaufender geschalteter Reluktanzmaschine
Dissertation, Aachen, 1995
- [10] Ferreira C.A., Jones S. R., Heglund, W.S, Jones W.D.:
Detailed Design of a 30-kW Switched Reluctance Starter/Generator System for a Gas Turbine Engine Application
Annual Meeting of Industry Application Society IEEE-IAS, 1993

- [11] RADUN A.V.:
High-Power Density Switched Reluctance Motor Drive for Aerospace Applications
IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.28,No.1, Januar 1992
- [12] LOVATT H.C.,CLELLAND M.L.M., STEPHENSON J.M.:
Comparative Performance of Singly Salient Reluctance, Switched Reluctance and Induction Motors
8th International Conference on Electrical Machines and Drives, EMD, 1997
- [13] WOLFF J.:
Drehzahlveränderbarer Industrieantrieb mit Geschalteten Reluktanzmotor
Dissertation, Karlsruhe, 1999
- [14] SCHRAMM A., GERLING D.:
Resarches on the Suitability of Switched Reluctance Machines and Permanent Magnet Machine for Specific Aerospace Applications Demanding Fault Tolerance
International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM, Taormina (Sicily) / Italy, 2006
- [15] MILLER T.J.E.:
Switched Reluctance Motors and their Control
Magna Physics and Clarendon Press, Oxford, 1993

-
- [16] KRISHNAN R.:
Switched Reluctance Motor Drives
CRC Press, 2001
- [17] RAINER J.:
Optimierung der Betriebseigenschaften von Antrieben mit geschalteten Reluktanzmaschine
Dissertation, Aachen, 1998
- [18] SCHÖNFELD R., HOFMANN W.:
Elektrische Antriebe und Bewegungssteuerungen
VDE Verlag, 2005
- [19] WAGNER S.W.:
Stromversorgung elektrischer Schaltungen und Geräte
R.v.Decker's Verlag G. Schenck, Hamburg, 1964
- [20] COSSAR C., MILLER T.J.E.:
Electromagnetic testing of switched reluctance motors
International Conference on Electrical Machines ICEM, Manchester, 1992.
- [21] SAHOO S.K., PANDA S. K., XU J.X.:
High Performance Current Controller for Switched Reluctance Motors based on Iterative Learning
10th European Conference on Power Electronics and Applications EPE, Toulouse, 2003

- [22] GREIF A.:
Untersuchungen an Geschalteten Reluktanzantrieben für Elektrofahrzeuge
Dissertation, Neubiberg, 2000
- [23] BLAABJERG F., KJAER P. C., RASMUSSEN P. O., COSSAR C.:
Improved Digital Current Control Methods in Switched Reluctance Motor Drives
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.14, No. 3, pp. 563-572, 1999
- [24] HENNEBERGER G., VIOREL J.A.:
Variable Reluctance Electrical Machines
Shaker Verlag, Aachen 2001
- [25] LIN Z., REAY D.S., WILLIAMS B.W., HE X.:
High Performance Current Control for Switched Reluctance Motors with On-line Modelling
Power Electronics Specialists Conference IEEE-PESC, Aachen/Germany, 2004
- [26] SCHULZ S. E., RAHMAN K. M.:
High Performance Digital PI Current Regulator for EV Switched Reluctance Motor Drives
Annual Meeting of Industry Application Society IEEE-IAS, Pittsburgh, 2002

- [27] BEKIESCH J., SCHRÖDER G.:
Adaptive Current Control for the SRM
International Symposium on Industrial Electronics IEEE-ISIE,
Dobrovnik /Kroatien, 2005
- [28] BEKIESCH J., SCHRÖDER G.:
Current Control for the Switched Reluctance Motor with Enhanced Performance
11th European Conference on Power Electronics and Applications
EPE, Dresden/Germany, 2005
- [29] GAO H.; SALMASI, G.; EHSANI, M.:
Inductance Model-Based Sensorless Control of the Switched Reluctance Motor Drive at Low Speed
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, pp.1568-1573, 2004
- [30] SURESH, G.; FAHIMI, B.; RAHMAN, K.; EHSANI, M.:
Inductance Based Position Encoding for Sensorless SRM Drives
Power Electronics Specialists Conference IEEE-PESC, Charleston,
1999
- [31] REICHARD J.G., WEBER D.B.:
Switched reluctance electric motor with regeneration current commutation
US Patent application C.7566-2306, 23 May 1989

- [32] PANDA, D.; RAMANARAYANAN, V.:
Sensorless Control of Switched Reluctance Motor Drive with Self-Measured Flux-Linkage Characteristics
Power Electronics Specialists Conference IEEE-PESC, Galway/Ireland, 2000
- [33] MONDAL, S.; SAXENA, S.; BHADRA, S.; MUNI, B.:
Evaluation of Novel Analog Based Closed-Loop Sensorless Controller for Switched Reluctance Motor Drive
Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC, New Orleans/USA; 2000
- [34] PANDA S.K.; AMARATUNGA G.A.J.:
Waveform detection technique for indirect rotor-position sensing of switched reluctance motor drive: II. Experimental results
IEE Proceedings on Electric Power Applications, Part B, Vol.140, No.1, pp.89-96, January 1993
- [35] FUENGWARODSAKUL,N.;BAUER,S.;KRANE,J.;DICK,CH.;DE. DONCKER,R.:
Sensorless Direct Instantaneous Torque Control for Switched Reluctance Machines
11th European Conference on Power Electronics and Applications EPE, Dresden/Germany, 2005

- [36] BARTOS R.P., HOULE T.H., JOHNSON J.H.:
Switched reluctance motor with sensorless position detection
US Patent Nr.5256923, 26 October 1993
- [37] MCCANN, R.; ISLAM, M.; HUSAIN, I.:
Application of a Sliding-Mode Observer for Position and Speed Estimation in Switched Reluctance Motor Drives
IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 37, pp.51-58,
January/February 2001
- [38] ISLAM, M.; HUSAIN, I.:
Self-tuning of Sensorless Switched Reluctance Motor Drives with Online Parameter Identification
Industry Applications Conference IAS, Rome/Italy 2000
- [39] LU, W.; KEYHANI, A.:
Sensorless Control of Switched Reluctance Motors Using Sliding Mode Observers
Electrical Machines and Drives Conference IEMDC, Cambridge, 2001
- [40] ACARNELY P.P; HILL R.J., HOOPER C.W.:
Detection of rotor position in stepping and switched reluctance motors by monitoring of current waveforms
IEEE Transactions. Vol.IE-32, No.3, pp.215-222, August 1985

- [41] VAN SISTINE T.G.:
Switched reluctance motor providing rotor position detection at low speeds without a separate rotor shaft position sensor
US Patent No. 5525887, 11 June 1996
- [42] VAN SISTINE T.G.:
Apparatus for starting a switched reluctance motor
US Patent No. 5497064, 5 March 1996
- [43] EHSANI M.:
Position Sensor Elimination Technique for Switched Reluctance Motor Drive US Patent Nr. 5072166, 10. December 1991
- [44] EHSANI M., HUSAIN I., KULKARNI A.:
Elimination of Discrete Position Sensor and Current Sensor in Switched Reluctance Motor Drives
IEEE Transactions on Industry Application, Vol.28, No.1, pp.128-135, January 1992
- [45] EHSANI M.:
Method and apparatus for sensing the rotor position of a switched reluctance motor
US Patent Nr. 5410235, 25 April 1995

- [46] AUSTERMANN, R.:
Circuit arrangement for commutating a reluctance motor
US Patent No.5180960, 19 January 1993
- [47] PANDA S.K.; AMARATUNGA G.A.J.:
Waveform detection technique for indirect rotor-position sensing of switched reluctance motor drive: I. Analysis
IEE Proceedings on Electric Power Applications, Part B, Vol.140, No.1, pp.80-88, 1993
- [48] PANDA S.K.; AMARATUNGA G.A.J.:
Analysis of the waveform-detection technique for indirect rotor-position sensing of switched reluctance motor drive
IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.6, No.3, pp.476-483, 1991
- [49] L. O. DE A. P. HENRIQUES, ROLIM L. G. B., SUEMITSU W. I., COSTA BRANCO P. J.: *Neuro-Fuzzy Position Online Estimation Applied in a SRM: Speed Range Experimental Results*
Power Electronics Specialists Conference IEEE-PESC, Recife/Brazil, 2005
- [50] CHEOK A. D., WANG Z.:
Fuzzy Logic Rotor Position Estimation Based Switched Reluctance Motor DSP Drive With Accuracy Enhancement
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, pp.908-921, July 2005

- [51] LAUBE F.:
Geschaltete Reluktanzmaschinen als integrierte Energiewandler für Schwungmassenspeicher
Dissertation, Braunschweig, 2003
- [52] BEKIESCH J., SCHRÖDER G.:
A new Sensorless Control for the Switched Reluctance Machine
12th International Power Electronics and Motion Control Conference
EPE-PEMC, Portoroz/Slovenia, 2006
- [53] BEKIESCH J., SCHRÖDER G.:
Sensorlose Bestimmung der Rotorposition der Geschalteten Reluktanzmaschine
VDI- Fachtagung Elektrisch-mechanische Antriebssysteme,
Böblingen/Deutschland, 2006
- [54] BEKIESCH J., SCHRÖDER G., KIM T. H., AHN J.W.:
A Simple Excitation Position Detection Method for Sensorless SRM Drive
Conference on Power Electronics and Applications EPE, Aalborg/Denmark, 2007
- [55] ACARNLEY P.P.;HILL R.J.;HOOPER C.W.:
Detection of rotor position in stepping and switched reluctance motors by monitoring of current waveforms
IEEE Transactions, Vol.IE-32, No.3, pp.215-222, 1985

- [56] LATZEL W.:
Einführung in die digitalen Regelungen
VDI Verlag, Düsseldorf, 1995
- [57] GEERING H.,P.:
Regelungstechnik
Springer-Verlag, Berlin 2004
- [58] DATENBLATT CURRENT TRANSDUCER LA 55-P
www.lem.com
- [59] PFAFF G., MEIER CH.:
Regelung elektrischer Antriebe II
R.Oldenbourg Verlag, München Wien 1992
- [60] GIERAS J.F.,WING M.:
Permanent Magnet Motor Technology
Marcel Dekker, Inc.New York 2002
- [61] HUSAIN I.; EHSANI M.:
Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motor Drives by Measuring Mutually Induced Voltages.
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No.3, pp.665-672,
1994

- [62] WOLFF J.:
Geschalteter Reluktanzmotor -Drehmomentstarker Elektromotor mit kleinem Bauvolumen
Messeprospekt anlässlich der Hannover Messe'97, Elbtalwerk Heidenau GmbH
- [63] WOLFF J.; RAHNER R.; SPÄTH H.:
Sensorless Speed Control of a Switched Reluctance Motor for Industrial Applications
Proceedings of Optimization of Electrical and Electronic Equipments, Brasov, 1998
- [64] VISINKA R.:
Phase Resistance Estimation for Sensorless Control of Switched Reluctance Motors.
28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON, Sevilla/Spain, November, 2002
- [65] ISLAM M. S.; ANWAR M.N.; HUSAIN I.:
A Sensorless Wide-Speed Range SRM Drive with Optimally Designed Critical Rotor Angles
IEEE Industry Applications Conference IAS, Rome/Italy, 2000

10 Anhang

Wesentliche Kennwerte der Geschalteten Reluktanzmaschine

4 Phasen, Zähnezah Stator/Rotor	8/6
Leistung	7,5kW
DC Spannungsversorgung /Umrichter	250V
Nenn Drehzahl	1500 min ⁻¹
Nennmoment	48Nm
Phasenstrom, Spitzenwert	50A
Maximale inkrementelle Induktivität	90mH
Minimale inkrementelle Induktivität	4mH
Polbreite des Läufers	24 Grad
Polbreite des Ständers	20 Grad
Windungszahl je Pol	70

Tabelle 10.1: Daten der untersuchten Geschalteten Reluktanzmaschine