

# **Entwurf eines Motorkommutierungssensors für Weltraumrobotik- applikationen auf Basis eines magneto-resistiven Wirkprinzips**

Roman Holderried



**MASTERARBEIT**

**ENTWURF EINES**

**MOTORKOMMUTIERUNGSSENSORS FÜR**

**WELTRAUMROBOTIKAPPLIKATIONEN**

**AUF BASIS EINES MAGNETORESISTIVEN**

**WIRKPRINZIPS**

Freigabe:

Der Bearbeiter:

Unterschriften

Roman Holderried



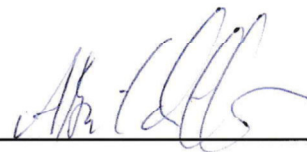
Betreuer:

Manfred Schedl



Der Institutsdirektor

Prof. Alin Albu-Schäffer



Dieser Bericht enthält 91 Seiten, 62 Abbildungen und 7 Tabellen



Fakultät für Elektro- und Informationstechnik  
Studiengang Elektrotechnik

# **Entwurf eines Motorkommutierungssensors für Weltraumrobotikapplikationen auf Basis eines magnetoresistiven Wirkprinzips**

Design of a motor commutation sensor for applications in space robotics utilizing a magnetoresistive effect

## **Masterarbeit**

von  
Roman Holderried

Bearbeitungsbeginn	01.10.2019
Abgabetermin	31.03.2020
Laufende Nr.	621

Hochschule München  
Fakultät für Elektro- und Informationstechnik  
Studiengang Elektrotechnik

Masterarbeit

- Themenbeschreibung : Gegenstand der Arbeit ist der Konzeptentwurf eines Motorkommutierungssensors für Anwendungen in der Raumfahrt. Neben der Einhaltung der Anforderungen bezüglich den Abmessungen der Sensoranordnung und der Absolutwinkelmessung innerhalb einer elektrischen Periode des Motors, muss ein Verfahren für die Bewertung dieses Konzeptes gefunden werden.
- Description : Subject of this thesis is the conceptual design of a motor commutation sensor for space applications. In addition to meeting the requirements regarding the dimensions of the sensor arrangement and the absolute angle measurement within one electrical period of the motor, a method for the evaluation of this concept has to be found.
- Bearbeitet von : Roman Holderried  
Matrikelnummer : 24172118
- Betreuer : Prof. Dr. Gregor Feiertag (Hochschule München)  
Dipl. Ing. Manfred Schedl (DLR-RM)
- Bearbeitungsbeginn : 01.10.2019  
Abgabetermin : 31.03.2020  
Laufende Nr. : 621

## Erklärungen des Bearbeiters:

.....  
Name

.....  
Vorname

- 1) Ich versichere, dass ich diese Masterarbeit selbstständig angefertigt und noch nicht anderweitig zu Prüfungszwecken vorgelegt habe.

Sämtliche benutzte Quellen und Hilfsmittel sind angegeben, wörtliche und sinngemäße Zitate sind als solche gekennzeichnet.

.....  
Ort, Datum

.....  
Unterschrift

- 2) Ich erkläre mein Einverständnis, dass die von mir erstellte Masterarbeit in die Bibliothek der Hochschule München eingestellt wird. Ich wurde darauf hingewiesen, dass die Hochschule in keiner Weise für die missbräuchliche Verwendung von Inhalten durch Dritte infolge der Lektüre der Arbeit haftet. Insbesondere ist mir bewusst, dass ich für die Anmeldung von Patenten, Warenzeichen oder Geschmacksmuster selbst verantwortlich bin und daraus resultierende Ansprüche selbst verfolgen muss.

.....  
Ort, Datum

.....  
Unterschrift

# **Entwurf eines Motorkommutierungssensors für Weltraumrobotikapplikationen auf Basis eines magnetoresistiven Wirkprinzips**

## **Kurzfassung**

Die vorliegende Arbeit beinhaltet den Konzeptentwurf eines Motorkommutierungssensors für die Integration in Antriebssystemen, welche auf kleinen dreiphasigen, permanentmagneterregten Motoren (BLDC) basieren. Durch die Wahl eines an die Polpaarzahl des Motors angepassten Maßkörpers ist die Bestimmung eines absoluten Winkels über den gesamten Feldwinkelbereich möglich. Der einfache Aufbau in Verbindung mit einem robusten Sensorelement auf Basis eines magnetoresistiven Wirkprinzips ermöglicht den Einsatz in Weltraumumgebungen.

Ein wesentlicher Teil dieser Arbeit ist es, ein grundlegendes Verständnis für das Winkelsensorkonzept zu schaffen. Das umfasst die genaue Analyse der Messsignalrohwerte im Zeit- und Frequenzbereich, um so die beobachteten Störeinflüsse auf systematische Ursachen zurückzuführen. Auch die Auswirkungen der Störeinflüsse auf den über die Sensorsignale berechneten Drehwinkel sind Gegenstand dieser Untersuchung.

Die Eignung des Winkelsensorkonzeptes für die Anwendung als Motorkommutierungssensor wird anhand des Vergleichs mit einer etablierten Lösung zur Feldwinkelmessung bewertet. Das zu diesem Zweck erstellte Simulationsmodell wird, ebenso wie die Bewertungskriterien und das für den Vergleich angewandte Verfahren, detailliert beschrieben.

Im abschließenden Teil werden auf Basis der erarbeiteten Grundlagen Vorschläge für die Weiterentwicklung und die Umsetzung des Konzeptes in eine reale Winkelsensorkonstruktion abgeleitet.

# **Design of a motor commutation sensor for applications in space robotics utilizing a magnetoresistive effect**

## **Abstract**

This thesis contains the conceptual design of a motor commutation sensor for the integration in drive systems based on small three-phase, permanent magnet motors (BLDC). Absolute angle determination over the entire field angle range can be achieved by selecting a measuring standard adapted to the number of pole pairs of the motor. The simple design in combination with a robust sensor element based on a magnetoresistive operating principle allows its use in space environments.

An essential part of this work is to create a basic understanding of the angle sensor concept. This includes the analysis of the raw measurement signal values in the time and frequency domain in order to trace the observed disturbances back to systematic causes. The effects of the disturbances on the angle calculated via the sensor signals are also subject of this investigation.

The suitability of the angle sensor concept for use as a motor commutation sensor is evaluated by comparison with an established solution for field angle measurement. The simulation model created for this purpose is described in detail, as are the evaluation criteria and the method used for the comparison.

In the concluding part, proposals for the further development and implementation of the concept into a real angle sensor solution are derived based on the basics presented in this thesis.

## **Danksagung**

An dieser Stelle möchte ich mich bei allen Personen bedanken, die mich bei der Anfertigung dieser Arbeit unterstützt haben.

Mein besonderer Dank gilt meinen Betreuern am DLR im Institut für Robotik und Mechatronik, Manfred Schedl und Thomas Obermeier sowie auf der Seite der Hochschule München Herrn Prof. Dr. Feiertag. Auch meiner Partnerin Michaela möchte ich für ihre Geduld und Unterstützung während der Bearbeitungszeit danken.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Hintergründe</b>	<b>2</b>
2.1	Entwicklung von Elektronikkomponenten für die Raumfahrt . . . . .	2
2.2	Beispiele für Zielanwendungen des Winkelsensorkonzeptes . . . . .	3
<b>3</b>	<b>Grundlagen</b>	<b>6</b>
3.1	Drehstromantriebe . . . . .	6
3.1.1	Darstellung der Statorgrößen als Raumzeiger . . . . .	6
3.1.2	Koordinatensysteme . . . . .	8
3.1.3	Modellierung eines BLDCs . . . . .	9
3.2	Motorkommutierungssensoren . . . . .	12
3.2.1	Inkrementelles Messprinzip . . . . .	12
3.2.2	Absolutes Messprinzip . . . . .	14
3.2.3	Hallsensorbasierte Feldwinkelmessung . . . . .	16
3.3	Magnetoresistiver Effekt . . . . .	18
3.3.1	Anisotroper magnetoresistiver Effekt (AMR) . . . . .	18
3.3.2	Riesenmagnetowiderstand (GMR) . . . . .	20
3.3.3	Magnetischer Tunnelwiderstand (TMR) . . . . .	21
<b>4</b>	<b>Konzeptentwurf</b>	<b>22</b>
4.1	Motivation . . . . .	22
4.2	Anforderungen an das Winkelsensorkonzept . . . . .	23
4.3	Sensorelement . . . . .	23
4.4	Auslegung der Sensoranordnung . . . . .	25
<b>5</b>	<b>Vermessung des Winkelsensorkonzeptes</b>	<b>29</b>
5.1	Sensorteststand und Messkette . . . . .	29
5.2	Messdatenaufnahme . . . . .	30
5.3	Erste Vermessung des Winkelsensorkonzeptes . . . . .	32
5.3.1	Statischer Offset . . . . .	32
5.3.2	Modulation der Signalamplitude . . . . .	33
5.3.3	Schwingender Offset . . . . .	34
5.3.4	Diskussion der Messergebnisse . . . . .	34
5.4	Maßverkörperung mit sieben Zähnen . . . . .	35
5.5	Rohwerte im Frequenzbereich . . . . .	37
<b>6</b>	<b>Anwendung des Sensorkonzeptes zur Motorkommutierung</b>	<b>41</b>
6.1	Drehwinkelberechnung . . . . .	41
6.2	Beurteilung des Sensorkonzeptes anhand des Winkelfehlers . . . . .	42
6.3	Vergleich zur Motorkommutierung mittels Hallsensoren . . . . .	43

6.3.1	Motormodell . . . . .	43
6.3.2	Simulation des Winkelsensorkonzeptes . . . . .	44
6.3.2.1	Modellierung . . . . .	44
6.3.2.2	Validierung . . . . .	45
6.3.3	Simulation der Hallsensorwinkelmessung . . . . .	46
6.3.3.1	Modellierung . . . . .	46
6.3.3.2	Validierung . . . . .	47
6.3.4	Simulation der Motorkommutierung . . . . .	48
6.3.5	Simulation der Drehzahlerfassung . . . . .	49
6.3.6	Verfahren zur Durchführung der Simulationsläufe . . . . .	49
6.3.7	Diskussion der Simulationsergebnisse . . . . .	51
6.3.7.1	Betrieb bei kleiner Motorlast . . . . .	51
6.3.7.2	Betrieb des Motors im Nennlastbereich . . . . .	53
6.3.7.3	Drehzahlmessung mit den Winkelsensorsignalen . . . . .	56
<b>7</b>	<b>Optimierung des Winkelsensorkonzeptes</b>	<b>58</b>
7.1	Fehlereinflüsse im Winkelsignal . . . . .	58
7.2	Korrektur der Grundwellenbeiträge . . . . .	60
7.2.1	Korrektur des Phasenfehlers zwischen den Signalspuren . . . . .	60
7.2.2	Korrektur der Betragsdifferenzen . . . . .	62
7.2.3	Zwischenfazit und Implementierungsmethode . . . . .	63
7.3	Kompensation der Störeinflüsse durch differentielle Abtastung des Maßkörpers . .	64
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>67</b>
<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>69</b>
A.1	Sensorteststand . . . . .	69
A.2	Maßkörper ( $z = 7$ ) . . . . .	70
A.3	Maßkörper ( $z = 14$ ) . . . . .	71
A.4	Messergebnis bei axialer Verschiebung . . . . .	72
A.5	Simulationsmodell . . . . .	73
A.6	Motormodell . . . . .	74
A.6.1	Teilmodell Winkelsensorkonzept . . . . .	75
A.6.2	Teilmodell Hallsensorbasierte Feldwinkelmessung . . . . .	76
A.6.3	Teilmodell Motorkommutierung . . . . .	77
A.7	Datenträger . . . . .	78
<b>9</b>	<b>Quellenverzeichnis</b>	<b>V</b>

## 1 Einleitung

Bei der Entwicklung von neuen robotischen Systemen muss mit einem zunehmend komplexen Anforderungsprofil umgegangen werden. Dies ist zu einem großen Teil auf den Wunsch nach immer höheren Freiheitsgraden zurückzuführen, durch die der Einsatzbereich der Maschine im Allgemeinen wächst. Nachdem Roboter im Arbeitseinsatz vermehrt mit Menschen interagieren müssen, spielt aber auch die Betriebssicherheit eine immer größere Rolle. Insbesondere dieser Aspekt gilt ebenso für die Entwicklung von Systemen für die Raumfahrt. Zudem sind hier strenge Anforderungen nach einem hohen Grad der Redundanz bei geringstem Platzbedarf und Gewicht zu erfüllen.

Hinsichtlich der Aktorik werden im Raumfahrtbereich daher im Wesentlichen nur noch elektronisch kommutierte Antriebe eingesetzt. Deren Hauptvorteil gegenüber gleichstrombetriebenen Bürstenmotoren ist das Fehlen eines mechanischen Kommutators, welcher der größte beschränkende Faktor für die Lebensdauer ist. Außerdem sind diese Antriebe leistungsfähiger und können effizienter betrieben werden. Für Raumfahrtanwendungen kommen auf Grund der hohen Leistungsdichte und des einfachen Aufbaus nur permanentmagneterregte Motoren in Frage. Im Gegensatz zur Asynchronmaschine oder zur fremderregten Synchronmaschine wird hier das Magnetfeld des Läufers (Rotor) durch Permanentmagnete hervorgerufen. In der Literatur werden die dreiphasigen Varianten dieses Motorentyps daher oft als permanenterregte Synchronmaschinen (PMSM) bezeichnet. Bei Kleinantrieben wird hingegen oft synonym von einem bürstenlosen Gleichstrommotor (BLDC) gesprochen.

Da der Kommutator bei BLDCs wegfällt, muss die Kommutierung des Motors durch den Motorcontroller erfolgen. Damit dieser durch eine gezielte Ansteuerung der Statorwicklungen ein Drehfeld im Motor hervorrufen kann – welchem der Rotor synchron folgt – muss ihm die Winkelposition des Rotormagnetfeldes (Feldwinkel) bekannt sein. Für die messtechnische Erfassung dieses Winkels ist im Regelfall ein Drehwinkelsensor am Motor notwendig, der auf Grund seines Anwendungsbezugs als Motorkommutierungssensor bezeichnet wird.

Am Institut für Robotik und Mechatronik des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt (DLR-RM) werden für Kleinantriebe bis 38 mm Statordurchmesser bipolar schaltende Hallsensoren für die Erfassung des Feldwinkels genutzt. Das ist zwar eine sehr einfache und robuste Methode, jedoch lässt sich damit das volle Potential des Motors nicht nutzen. Im Rahmen dieser Arbeit ist deshalb ein Winkelsensorkonzept für die Motorkommutierung zu erarbeiten, welches in der Lage ist, die bestehende Lösung zu ersetzen.

Zur Vorbereitung müssen zunächst die grundlegenden Zusammenhänge geklärt und etablierte Messprinzipien auf ihre Eignung für diesen Anwendungsfall untersucht werden. Auf Basis der gegebenen Anforderungen ist ein Konzept für den Motorkommutierungssensor zu entwerfen und durch einen Testaufbau zu vermessen. Anhand der Messergebnisse ist ein tiefgreifendes Verständnis für das entworfene Konzept zu entwickeln. Da eine Bewertung der Verwendbarkeit als Motorkommutierungssensor gefordert ist, muss hierfür ein geeignetes Verfahren gefunden werden.

## 2 Hintergründe

### 2.1 Entwicklung von Elektronikkomponenten für die Raumfahrt

Bei der Auslegung von Systemen, welche an Bord von Raumfahrzeugen zum Einsatz kommen sollen, stellt deren Betriebssicherheit eine sehr viel größere Herausforderung dar, als bei technischen Systemen für den terrestrischen Einsatz. So ist die Wartung oder Reparatur während der laufenden Mission in vielen Fällen nur sehr schwierig bis unmöglich zu bewerkstelligen. Daneben sind bei der Konstruktion und der Wahl der Bauelemente die Umgebungsbedingungen im Weltraum zu berücksichtigen. Diese sind nach [1, S. 67] durch

- hochenergetische elektromagnetische Strahlung,
- Partikelstrahlung,
- Vakuum,
- die Kälte des Weltraumhintergrunds,
- Mikrogravitation und
- der Restatmosphäre in niedrigen Bahnen

charakterisiert. Gerade bei Forschungsmissionen im Deep-Space (z. B. interplanetare Missionen) müssen viele Subkomponenten, nachdem sie während eines längeren Raumfluges im Standby hohen Strahlungsbelastungen ausgesetzt waren, zuverlässig funktionieren. Die Systemarchitektur muss deshalb an vielen Stellen redundant ausgelegt werden.

Hieraus ergibt sich ein widersprüchliches Anforderungsprofil, da bei Raumfahrtanwendungen noch weitere kritische Rahmenbedingungen gelten. In diesem Zusammenhang ist die Anforderung nach einer möglichst geringen Gesamtmasse zu nennen, welche eng mit der Reichweite des Raumfahrzeugs verknüpft ist und somit den Rahmen des wissenschaftlichen Erkenntnisgewinns aufspannt. Die Energieversorgung kann – gerade bei kleinen robotischen Systemen – oft nur durch Solarzellen und/oder Batterien realisiert werden; ein weiterer wichtiger Aspekt ist deshalb die Energieeffizienz. Beim Start treten zudem sehr hohe dynamische Belastungen auf. Abhängig von der Trägerrakete wirken hier Beschleunigungskräfte von bis zu 10 g auf das System ein [3, S. 2].

Der Komplexitätsgrad von Raumfahrtkomponenten ist daher bevorzugt niedrig zu halten. Elektronische integrierte Komponenten (ICs) hingegen sind im Allgemeinen hochkomplex und entsprechend empfindlich, vor allem gegenüber den Einflüssen der Teilchenstrahlung und der ionisierenden elektromagnetischen Strahlung. Im ungünstigsten Fall kann der Einschlag eines einzelnen Partikels (Proton, Neutron oder ionisiertes Teilchen) zu einem Kurzschluss im IC und damit zu dessen Zerstörung führen (*Single-event burnout*)



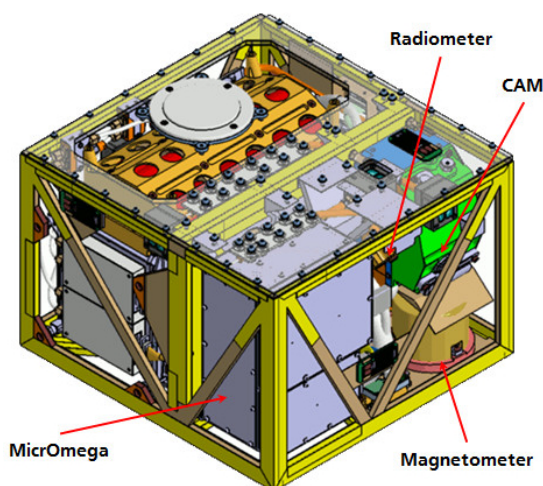
Abb. 2.1: Künstlerische Darstellung: Roboterarm CAESAR [2]

[3, S. 11]. Am Markt sind daher spezielle, für den Raumfahrtbereich qualifizierte und strahlungshart (*Rad-Hard*) eingehauste Bauelemente verfügbar. Allerdings sind diese sehr teuer, bringen lange Vorlaufzeiten mit sich und benötigen wegen des speziellen Gehäuses viel Platz auf der Leiterplatte.

In der Raumfahrtindustrie kommen aus diesen Gründen bei unbemannten Systemen vermehrt industrielle oder für den Automotive-Bereich qualifizierte elektronische Bauelemente (Commercial Off-The-Shelf, COTS) zum Einsatz. Im Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR) werden bereits seit einigen Jahren Erfahrungen mit COTS-Bauelementen für Raumfahrtanwendungen unter Erfüllung der Missionsanforderungen gesammelt. Aktuelle Projekte, welche in diesem Zusammenhang genannt werden können, sind das Mobilitätssystem (MobUnit) für das robotische Landemodul MASCOT [4] oder der Roboterarm CAESAR [5]. Die Qualifizierung dieser Bauelemente für Raumfahrtumgebungen ist allerdings sehr aufwändig, da neben Strahlungstests (siehe [3, 386ff.]) auch Thermal- und Vakuumtests durchgeführt werden müssen. Die Strahlungstests müssen zudem auf das Missionsprofil abgestimmt sein, damit realistische Aussagen für die Anwendbarkeit von COTS-Bauteilen getroffen werden können.

## 2.2 Beispiele für Zielanwendungen des Winkelsensorkonzeptes

Wie im einleitenden Abschnitt bereits erwähnt wurde, soll das Winkelsensorkonzept die bestehende Lösung für die Feldwinkelmessung bei kleinen Drehstromantrieben ersetzen. Im DLR-RM werden in der betreffenden Größenklasse hauptsächlich BLDCs mit 25 mm (ILM25) und 38 mm (ILM38) Statordurchmesser eingesetzt. Die Hauptanwendungsgebiete dieser Motoren sind kleinere bis mittelgroße Roboter für Raumfahrtanwendungen, wobei sie als Aktuatorantriebe und Traktionsmotoren zum Einsatz kommen.



(a) CAD-Zeichnung von MASCOT [6]



(b) MobUnit (qualifikation model) [7]

Abb. 2.2

Der Asteroidenlander MASCOT (Mobile Asteroid Surface Scout) war Teil der japanischen, im Dezember 2014 gestarteten Mission Hayabusa-2. Ziel der Mission war die Untersuchung des 1999 entdeckten Asteroid Ryugu, dessen Umlaufbahn größtenteils zwischen Erde und Mars verläuft.

Zum Missionsplan der japanischen Raumsonde Hayabusa-2 gehörte unter Anderem

- das Rendezvous mit dem Asteroiden,
- das Absetzen der an Bord befindlichen Rover (u. a. MASCOT),
- Einsammeln von Bodenproben und
- der Rücktransport der Proben zur Erde.

Die Raumsonde befand sich zum Zeitpunkt der Erstellung dieser Arbeit auf dem Rückflug zur Erde. Bei MASCOT handelte es sich um eine ca.  $300 \times 300 \times 200$  mm große rechtwinklige Landeeinheit, welche u. a. mit einer Weitwinkelkamera, einem Magnetometer und einem Infrarotradiometer ausgerüstet war [8].

Sie wurde vom Institut für Raumfahrtssysteme des DLR, in enger Zusammenarbeit mit der französischen Raumfahrtagentur CNES, entwickelt. Auf das Institut für Robotik und Mechatronik entfiel die Entwicklung des Mobilitätssystems (MobUnit). Es handelte sich dabei um ein exzentrisch an einem Arm befestigtes Gewicht, welches in der extrem niedrigen Gravitation des Asteroiden durch gezieltes Beschleunigen und Abbremsen die Bewegung von MASCOT ermöglichte. Abhängig vom Bewegungsprofil der MobUnit konnte die Lage korrigiert oder ganze Sprünge durchgeführt werden. In der MobUnit war ein Antriebssystem auf Basis eines BLDCs mit einem Statordurchmesser von 25 mm (ILM25) der Firma TQ-RoboDrive [9] verbaut.

Die Landung von MASCOT auf Ryugu erfolgte am 3. Oktober 2018. Dazu wurde das Modul aus 51 m Höhe über dem Asteroiden abgekoppelt; das Aufsetzen erfolgte nach sechs Minuten Fallzeit. Bis die Energie aus den Batterien nach 17 Stunden und 14 Minuten aufgebraucht war, konnten wissenschaftliche Experimente durchgeführt werden. Während dieser Zeit wurde die Position von MASCOT drei Mal mit Hilfe der MobUnit verändert (vgl. [10]).

Ein Projekt mit ähnlichem Missionsablauf ist MMX (Martian Moons eXploration), welches sich noch in der Entwicklungsphase befindet und dessen Start für 2024 geplant ist. Das Ziel dieser Mission ist der Marsmond Phobos. Mit Hilfe von spektroskopischen Untersuchungen des Mondbodens und anderen wissenschaftlichen Experimenten soll letztendlich ein Beitrag zur Klärung der Entstehungsgeschichte des Mondes geleistet werden.

Auch hier entwickelt das DLR in Zusammenarbeit mit der CNES einen Rover, der durch eine japanische Raumsonde zum Ziel transportiert und dort abgesetzt werden soll. Im Vergleich zu MASCOT wird beim MMX-Rover ein vierrädriges Vortriebskonzept umgesetzt. Zur Energieversorgung sind Solarzellen vorgesehen. Das Abkoppeln erfolgt, ähnlich wie bei MASCOT, aus einer Höhe  $< 100$  m über der Oberfläche von Phobos. Da der Abstieg rein ballistisch erfolgt, kann die Lage, in welcher der Rover nach der Landung zur Ruhe kommt, nicht im Vorfeld bestimmt werden. Das Konzept des Vortriebsystems umfasst daher die Befestigung der Räder an schwenkbaren Armen, die zum Aufrichten in eine definierte

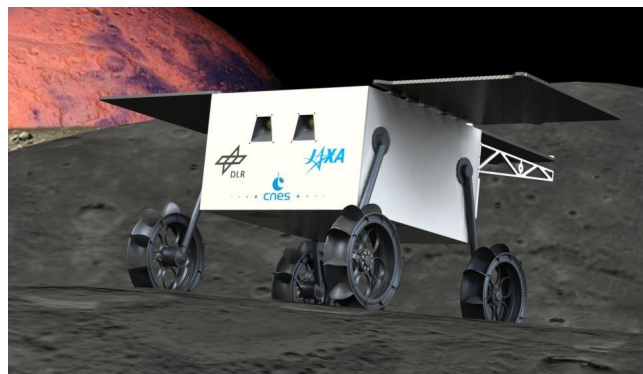


Abb. 2.3: Künstl. Darstellung des MMX-Rovers [11]

Betriebsposition dienen können. Dabei kommen je zwei Antriebe auf Basis des Motortyps ILM25 zur Ansteuerung der Schultergelenke und der Räder zum Einsatz (vgl. [12]). Abb. 3.13 ist das Schnittbild eines Antriebes, welcher im Vortriebssystem des MMX-Rovers verbaut wird.

## 3 Grundlagen

### 3.1 Drehstromantriebe

Für die Bewertung des im Rahmen dieser Arbeit entworfenen Winkelsensorkonzeptes wurde ein Simulationsmodell entwickelt, welches als zentrale Komponente das Modell eines dreiphasigen bürstenlosen Gleichstrommotors (BLDC) beinhaltet (siehe Abschnitt A.6). Wie in den folgenden Abschnitten zu sehen sein wird, kann dieses Modell durch einen Satz gewöhnlicher, linearer, inhomogener und im rotorfesten Koordinatensystem verkoppelter Differentialgleichungen erster Ordnung beschrieben werden.

Damit die Modellierung des Systems mit vertretbarem Aufwand möglich ist, muss zunächst dessen Komplexität an geeigneter Stelle reduziert werden. So ist es üblich, von einem reinen Grundwellenmodell des Motors auszugehen. Das bedeutet, dass jeder stromdurchflossene Leiter eine sinusförmige Verteilung der magnetischen Flussdichte über dem Umfang des Luftspaltes im Motor hervorruft. Die räumliche Verteilung der Spulen ist außerdem dergestalt, dass sich bei jeweils gleicher Anregung der drei Phasen ein überlagertes Luftspaltfeld ergibt, bei dem sich für die Einzelkomponenten jeweils  $120^\circ$  Phasenverschiebung bezüglich der beiden anderen Phasen ergibt. Des Weiteren wird immer davon ausgegangen, dass keine Nullkomponenten der Motorströme vorkommen. So addieren sich die Stromkomponenten aller drei Phasen sowohl bei einer Sternschaltung des Motors ohne angeschlossenem Sternpunkt, als auch bei der Dreieckschaltung auf Grund der Knotenpunktregel immer zu Null.

In realen Motoren ist die Flussverteilung über den Umfang des Luftspaltes normalerweise nicht exakt sinusförmig. Auch können bei realen Motoren Ummagnetisierungsverluste und Sättigungseffekte im Eisen auftreten, die den magnetischen Fluss begrenzen. Der Zusammenhang zwischen Statorstrom und magnetischer Flussdichte ist dann nicht mehr linear. Dennoch lassen sich reale Antriebe trotz dieser Vereinfachungen für die meisten Betriebspunkte ausreichend genau beschreiben.

Für die Modellierung des Motors ist zudem von Bedeutung, dass dieser magnetisch weitgehend symmetrisch aufgebaut ist. Dieser Umstand wird in Abschnitt 3.1.3 näher erläutert.

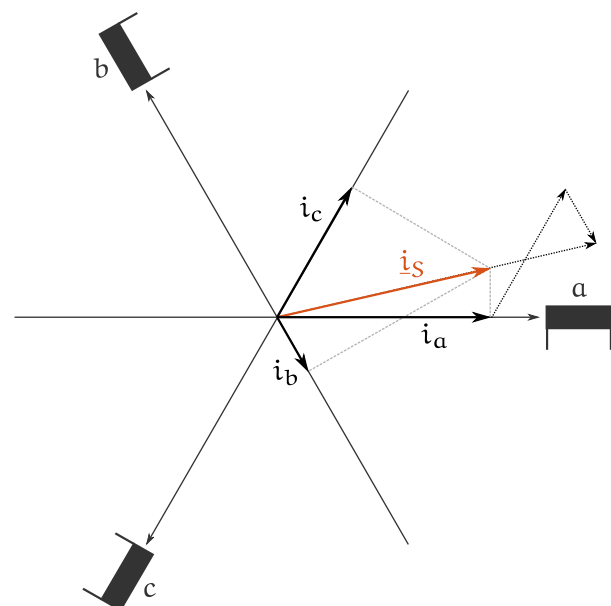


Abb. 3.1: Statorstromzeiger im dreiphasigen Koordinatensystem

#### 3.1.1 Darstellung der Statorgrößen als Raumzeiger

Für das Verständnis der für die Modellierung des Motors genutzten Differentialgleichungen ist die Einführung der Raumzeigerdarstellung der statorbezogenen Größen notwendig. Das Ziel ist dabei deren Überführung vom dreiphasigen in ein zweiphasiges, kartesisches Koordinatensystem.



In Abb. 3.1 ist das vereinfachte Spulenmodell eines dreiphasigen Motors dargestellt. Fließt ein Strom in positiver Richtung durch die Spulen an den entsprechenden Achsen  $a$ ,  $b$  und  $c$ , dann werden diese Strangstromkomponenten durch einen Pfeil auf der jeweiligen Achse mit dem Betrag  $i_{\text{Str},a}$ ,  $i_{\text{Str},b}$ , bzw.  $i_{\text{Str},c}$  in positiver Richtung aufgetragen. Der Statorstromzeiger  $\underline{i}_S$  entspricht der betragsmäßig skalierten, vektoriell addierten Strangstromkomponenten. Die räumliche Verteilung der Spulen findet durch die Verdrehung der Achsen um  $120^\circ$  gegeneinander Berücksichtigung. Dass der Strompfeil als Zeiger bezeichnet wird, legt die Auffassung des karthesischen Koordinatensystems, in die die Größen überführt werden sollen, als komplexe Ebene nahe. Die Bestimmung von  $\underline{i}_S$  erfolgt nach dem z. B. in [13, S. 2] beschriebenen Zusammenhang

$$\underline{i}_S(t) = \frac{2}{3} \cdot \left\{ i_{\text{Str},a}(t) + i_{\text{Str},b}(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{\text{Str},c}(t) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right\}. \quad (3.1)$$

In dieser Gleichung entsprechen  $e^{j\frac{2\pi}{3}}$  und  $e^{j\frac{4\pi}{3}}$  den komplexen Drehoperatoren, durch welche die räumliche Anordnung der  $b$ - und  $c$ -Achse gegenüber der  $a$ -Achse berücksichtigt wird. Die aus den Strangströmen zusammengesetzte Größe  $\underline{i}_S$  wird daher als Raumzeiger des Statorstromes bezeichnet. In Gl. 3.1 ist bereits eine Zeitabhängigkeit aller Ströme gekennzeichnet. Sind die Strangstromkomponenten sinusförmig, betragsmäßig gleich und jeweils um  $120^\circ$  zeitlich gegeneinander phasenverschoben, dann lassen sich die Beträge der Stromkomponenten auf der jeweiligen Achse durch

$$i_{\text{Str},a}(t) = \hat{i}_{\text{Str}} \cdot \cos(\omega t + \varphi_0) \quad (3.2a)$$

$$i_{\text{Str},b}(t) = \hat{i}_{\text{Str}} \cdot \cos\left(\omega t + \varphi_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.2b)$$

$$i_{\text{Str},c}(t) = \hat{i}_{\text{Str}} \cdot \cos\left(\omega t + \varphi_0 - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (3.2c)$$

$\hat{i}_{\text{Str}}$  : Strangstromamplitude  
 $\varphi_0$  : Nullphasenwinkel

beschreiben. Werden die Gleichungen aus Gl. 3.2 in Gl. 3.1 eingesetzt, dann ergibt sich nach wenigen Rechenschritten (vgl. [13, S. 3]) für den Statorstromraumzeiger

$$\underline{i}_S = \hat{i}_{\text{Str}} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_0)} = \hat{i}_S \cdot e^{j(\omega t + \varphi_0)}. \quad (3.3)$$

Die Amplitude des Statorstromraumzeigers ist also gleich der Amplitude der Strangströme, zudem rotiert dieser in der komplexen Ebene phasengleich zum Strangstromzeiger  $\underline{i}_{\text{Str},a}$ , dessen Projektion auf die reelle Achse dem oben definierten Strom  $i_{\text{Str},a}(t)$  entspricht. Die Rückgewinnung der Stranggrößen aus dem Raumzeiger ist leicht möglich, dazu ist der Raumzeiger an die Achsen des dreiphasigen Koordinatensystems zu projizieren.

Mit der Definition des Statorstromraumzeigers konnte demnach ein Weg gefunden werden, alle drei Strangströme in einer vereinheitlichten Größe darzustellen, ohne Informationen über die Zeitabhängigkeit oder den Betrag der Ursprungskomponenten zu verlieren.

### 3.1.2 Koordinatensysteme

Die Darstellung als Raumzeiger ist, wie im vorigen Abschnitt angedeutet, für jede räumlich verteilte Größe im Motor möglich. Aus diesem Grund wird nun die allgemeine Definition des Raumzeigers genutzt [13, S. 7]:

$$\underline{z}(t) = \frac{2}{3} \cdot \left\{ z_a(t) + z_b(t) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + z_c(t) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right\}. \quad (3.4)$$

$\underline{z}(t)$  lässt sich durch

$$\begin{aligned} \Re\{\underline{z}(t)\} = z_\alpha(t) &= \frac{2}{3} \cdot \left\{ z_a(t) + z_b(t) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + z_c(t) \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right\} \\ &= \frac{2}{3} \cdot \left\{ z_a(t) - \frac{1}{2} \cdot z_b(t) - \frac{1}{2} \cdot z_c(t) \right\} \end{aligned} \quad (3.5a)$$

$$\begin{aligned} \Im\{\underline{z}(t)\} = z_\beta(t) &= \frac{2}{3} \cdot \left\{ z_b(t) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) + z_c(t) \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \right\} \\ &= \frac{2}{3} \cdot \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot z_b(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot z_c(t) \right\} \end{aligned} \quad (3.5b)$$

auch komponentenweise reell darstellen. Aus Gl. 3.5a und Gl. 3.5b folgt direkt die Transformationsbeziehung zwischen den Stranggrößen und dem Raumzeiger  $\underline{z}$  (siehe z. B. [13, S. 9]). In der Antriebstechnik wird das karthesische Koordinatensystem, in das die Stranggrößen abgebildet werden, üblicherweise als  $\alpha\beta$ - oder statorfestes Koordinatensystem bezeichnet. Die  $\alpha$ -Achse fällt bei der Koordinatensystemtransformation durch Gl. 3.4 mit der  $a$ -Achse des dreiphasigen Koordinatensystems zusammen.

Ein großer Vorteil von Raumzeigern ist z. B., dass die Regelung des Statorstromes im Vergleich zur einzelnen Regelung der Strangströme effizienter ausgeführt werden kann. Im statorfesten Koordinatensystem sind die Komponenten der Raumzeiger aber noch immer Wechselgrößen, was für die Stromregelung ungünstig ist. Ein geeigneterer Ansatz für solche Zwecke wäre daher die Transformation der Größen in ein mit der Winkelgeschwindigkeit von  $\underline{z}$  rotierendes Koordinatensystem, in dem die Komponenten dieses Raumzeigers im stationären Fall als Gleichgrößen erscheinen.

Ein solches Koordinatensystem wird in der Antriebstechnik so ausgerichtet, dass die reelle Achse mit der Richtung des Polradflussraumzeigers  $\underline{\Psi}_p$  zusammenfällt. Diese Achse wird dann üblicherweise als d-Achse (Direktachse), die imaginäre Achse als q-Achse (Querachse) und das Koordinatensystem selbst als dq- oder rotorfestes Koordinatensystem bezeichnet.

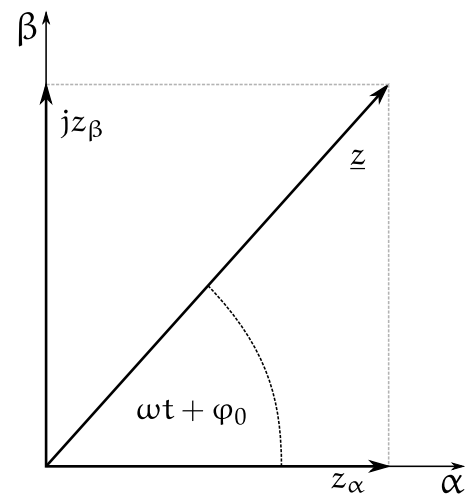


Abb. 3.2:  $\underline{z}$  im statorfesten KOS

Die Transformation der statorfesten Größen in das rotorfeste Koordinatensystem erfolgt durch deren Multiplikation mit einem komplexen Drehoperator (vgl. [14, S. 308]):

$$\underline{z}_S^r = \underline{z}_S^s \cdot e^{-j\varphi_e(t)}. \quad (3.6)$$

In dieser Gleichung ist der rotorfeste Raumzeiger mit  $\underline{z}_S^r$ , der Statorfeste mit  $\underline{z}_S^s$  bezeichnet. Auf den hochgestellten Index wird im Rahmen dieser Arbeit aus Gründen der Übersichtlichkeit verzichtet, sofern das verwendete Koordinatensystem aus dem Kontext erkannt werden kann. Da die Definition des dq-Koordinatensystems einen klaren Bezug zur Antriebstechnik hat, wurde der Winkel zwischen den Koordinatensystemen sowohl in Abb. 3.3, als auch in Gl. 3.6 bereits mit  $\varphi_e$  bezeichnet. Es handelt sich hierbei um den Feldwinkel des Rotors.

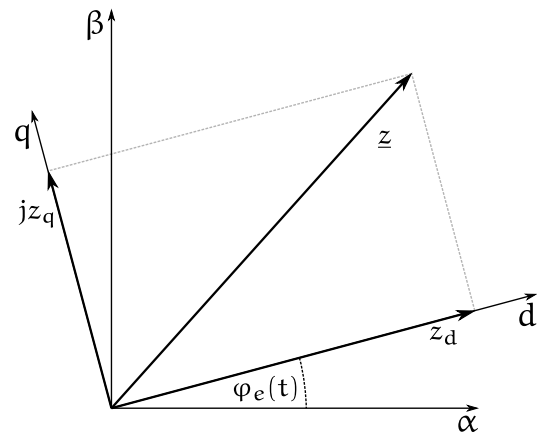


Abb. 3.3:  $\underline{z}$  im rotorfesten KOS

### 3.1.3 Modellierung eines BLDCs

Die Ausführungen in dieser Arbeit setzen das Systemverständnis über das Raumzeigermodell eines BLDCs voraus. Es wird darum als Einstiegspunkt dieses Abschnitts gewählt. Für detaillierte Herleitungen wird auf die entsprechende Fachliteratur verwiesen [13, 14, 15].

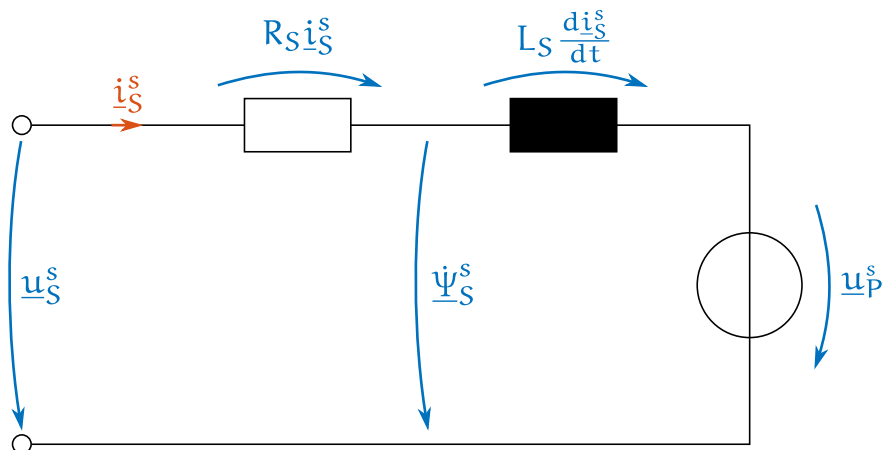


Abb. 3.4: Raumzeigerersatzschaltbild eines BLDCs im statorfesten KOS (vgl. [13, S. 38])

Wie bereits erwähnt, lassen sich alle räumlich verteilten Größen im Motor als Raumzeiger darstellen. Es ist daher ebenso möglich, die gesamte Antriebsmaschine als Raumzeigermodell zu beschreiben. Mit Gültigkeit der in Abschnitt 3.1 vorgenommenen Vereinfachungen lässt sich der BLDC unabhängig von seiner Verschaltung durch das in Abb. 3.4 gezeigte Raumzeigerersatzschaltbild im statorfesten Koordinatensystem darstellen.

Im Bild ist zu erkennen, dass die zum Treiben des mit dem Drehmoment des Motors verknüpften Statorstromes  $\underline{i}_S$  erforderliche Steuerspannung  $\underline{u}_S$  durch den Spannungsabfall am ohmschen Widerstand der Statorspulen  $R_S$  und der Ableitung des magnetischen Gesamtflusses  $\underline{\Psi}_S$  bestimmt

ist. Aus dem Maschensatz folgt daher

$$\underline{u}_S^s = R_S \underline{i}_S^s + \underline{\Psi}_S^s. \quad (3.7)$$

Der Gesamtfluss  $\Psi_S^s$  ergibt sich aus dem Anteil des magnetischen Flusses, der vom Strom durch die Spulen hervorgerufen wird sowie dem Anteil des Flusses von den Permanentmagneten. Der Gesamtfluss lässt sich mit der Statorinduktivität  $L_S$  daher durch

$$\underline{\Psi}_S^s = L_S \underline{i}_S^s + \underline{\Psi}_P^s \quad (3.8)$$

[13, S. 37] berechnen. Der Winkel des Permanent- oder Polradflusses  $\underline{\Psi}_P$  zur  $\alpha$ -Achse ist definiert als der Feldwinkel  $\varphi_e$ . Dieser ist über die Polpaarzahl  $p$  mit dem mechanischen Drehwinkel  $\varphi_m$  des Rotors verknüpft. Hierzu erfolgt später eine weitere Ausführung. Der Polradflussraumzeiger ist mit  $\varphi_e$  und dem Polradflussbetrag  $\hat{\Psi}_P$  durch

$$\underline{\Psi}_P^s = \hat{\Psi}_P \cdot e^{j\varphi_e} \quad (3.9)$$

gegeben. Da in dieser Gleichung nur der Winkel  $\varphi_e$  von der Zeit abhängt, berechnet sich die erste Ableitung des Polradflusses auf Grund der Kettenregel mit

$$\frac{d}{dt} \hat{\Psi}_P \cdot e^{j\varphi_e} = j\omega_e \cdot \hat{\Psi}_P \cdot e^{j\varphi_e} = j\omega_e \underline{\Psi}_P^s. \quad (3.10)$$

Für die erste Ableitung des Gesamtflusses gilt damit

$$\underline{\Psi}_S^s = L_S \frac{d\underline{i}_S^s}{dt} + j\omega_e \underline{\Psi}_P^s, \quad (3.11)$$

wenn von einer räumlich konstanten Statorinduktivität ausgegangen wird. Gl. 3.11 kann nun in Gl. 3.7 eingesetzt werden, wodurch sich die Statorspannungsdifferentialgleichung im statorfesten Koordinatensystem zu

$$\underline{u}_S^s = R_S \cdot \underline{i}_S^s + L_S \cdot \frac{d\underline{i}_S^s}{dt} + j\omega_e \underline{\Psi}_P^s \quad (3.12)$$

ergibt. In dieser Gleichung sind die in Abb. 3.4 abgebildeten Einzelkomponenten aufgeschlüsselt. Die für einen definierten Motorstrom  $\underline{i}_S^s$  erforderliche Steuerspannung  $\underline{u}_S^s$  setzt sich aus dem Spannungsabfall am ohmschen Widerstand  $R_S \underline{i}_S^s$ , der Eigeninduktionsspannung  $L_S \cdot \frac{d\underline{i}_S^s}{dt}$  sowie einer vom Strom unabhängigen Spannungskomponente zusammen. Letztere ist eine vom Permanentfluss bei Drehung des Rotors in den Spulen hervorgerufene Gegeninduktionsspannung, welche üblicherweise als EMK (Elektromotorische Kraft) oder Polradspannung bezeichnet wird. Für diese gilt also

$$\underline{u}_P^s = j\omega_e \underline{\Psi}_P^s. \quad (3.13)$$

Gl. 3.12 ist in Abb. 3.5 visuell dargestellt, wobei zusätzlich die Lage des Polradflussraumzeigers eingetragen wurde. Hier ist zu beachten, dass das rotorfeste Koordinatensystem zwar eingezeichnet ist, die Größen sich aber auf das statorfeste Koordinatensystem beziehen. Wie im vorigen Abschnitt bereits dargelegt, wird die d-Achse des rotorfesten Koordinatensystems

am Polradfluss ausgerichtet. Da es sich bei  $\underline{u}_p$  um eine vom Polradfluss induzierte Spannung handelt, muss diese dem Polradfluss immer um  $\pi/2$  vorauslaufen. Bei positiver Drehrichtung des Motors ist  $\underline{u}_p$  somit an der q-Achse des rotorfesten Koordinatensystems in positiver Richtung ausgerichtet.

Die Transformation von Gl. 3.12 in das rotorfeste Koordinatensystem erfolgt durch die Multiplikation beider Seiten mit dem komplexen Drehoperator aus Gl. 3.6. Nach wenigen Umformschritten kann so die Statorspannungsdifferentialgleichung im rotorfesten Koordinatensystem gewonnen werden [13, S. 43]:

$$\underline{u}_S^r = R_S \cdot \underline{i}_S^r + L_S \cdot \frac{d\underline{i}_S^r}{dt} + j\omega_e L_S \cdot \underline{i}_S^r + \underline{u}_p^r \quad (3.14)$$

An dieser Stelle lohnt auch ein Blick auf die komponentenweise reell dargestellte Form von Gl. 3.14:

$$u_{S,d} = R_S \cdot i_{S,d} + L_S \cdot \frac{di_{S,d}}{dt} - \omega_e L_S \cdot i_{S,q} \quad (3.15a)$$

$$u_{S,q} = R_S \cdot i_{S,q} + L_S \cdot \frac{di_{S,q}}{dt} + \omega_e L_S \cdot i_{S,d} + u_p \quad (3.15b)$$

Durch eine geschickte Wahl des Koordinatensystems konnte das System somit erheblich vereinfacht werden. Alle ursprünglich dreiphasigen Wechselgrößen sind nun als Gleichgrößenkomponenten in einem zweiphasigen, orthogonalen Koordinatensystem abgebildet.

Nachdem bisher nur das elektrische Teilsystem des BLDCs betrachtet wurde, müssen zur Vervollständigung noch die Bestimmungsgleichungen des mechanischen Teilsystems angegeben werden [13, S. 40, 13, S. 46]:

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_{P,d} \cdot i_{S,q} + (L_{S,d} - L_{S,q}) \cdot i_{S,d} \cdot i_{S,q}) \quad (3.16a)$$

$$\omega_e = \frac{p}{J} \cdot (M_i - M_L) \quad (3.16b)$$

In diesen Gleichungen ist  $p$  die Polpaarzahl des Motors und  $J$  das Trägheitsmoment an der Motorwelle. Da im Rahmen dieser Arbeit nur magnetisch symmetrische Motoren betrachtet werden, sind die Statorinduktivitäten in d- und q-Richtung gleich groß. Dadurch entfällt der zweite Term auf der rechten Seite von Gl. 3.16a. Wenn zusätzlich berücksichtigt wird, dass der Polradfluss immer an der d-Achse des rotorfesten Koordinatensystems ausgerichtet ist, vereinfacht sich Gl. 3.16a für das innere Drehmoment  $M_i$  des Motors zu

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_P \cdot i_{S,q} \quad (3.17)$$

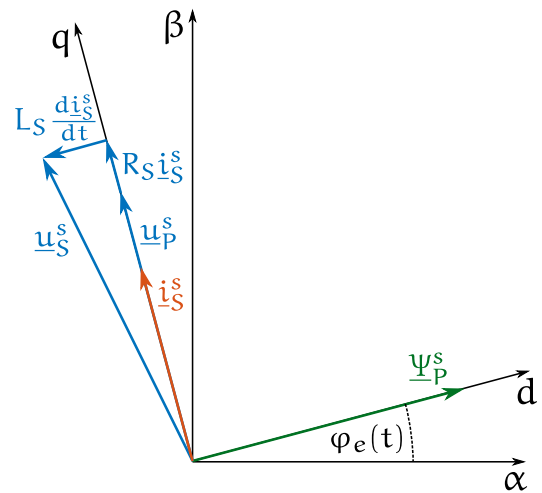


Abb. 3.5: Beispielhafte Lage der Statorgrößenraumzeiger

Für den Aufbau des Drehmomentes ist bei magnetisch symmetrischen Motoren demnach nur der Stromanteil in q-Richtung verantwortlich. Tritt ein Stromanteil in d-Richtung auf, so bewirkt dieser wegen Gl. 3.8 eine Flusskomponente, welche parallel zum Polradfluss ausgerichtet ist. Diese Stromkomponente wird deshalb auch als feldbildender Strom bezeichnet.

### 3.2 Motorkommutierungssensoren

Die Ausführungen in Abschnitt 3.1.3 zeigen, dass die Erzeugung eines definierten Drehmoments im Motor einen definierten Steuerspannungsraumzeiger  $\underline{u}_S$  erfordert. Für die Motorkommutierung entscheidend ist daher die Kenntnis des Feldwinkels  $\varphi_e$ . Zur messtechnischen Erfassung sind in der Praxis verschiedene Verfahren etabliert. Bei BLDCs erfolgt die Messung des Feldwinkels oft direkt, indem der Polradfluss durch bipolar schaltende Hallsensoren erfasst wird (siehe Abschnitt 3.2.3). Das erfordert aber, dass die Sensoren innerhalb des Motorgehäuses verbaut werden. Die Nachrüstung des Motors ist somit in der Regel nicht möglich. Nachteilig bei diesem Verfahren ist ebenso, dass der Feldwinkel nur mit einer Winkelauflösung von  $\Delta\varphi_e = 60^\circ$  gemessen werden kann.

Ein alternativer Ansatz ist die Messung des mechanischen Drehwinkels  $\varphi_m$ , da dieser über die Polpaarzahl des Motors gemäß (vgl. [14, S. 312])

$$\varphi_e = p \cdot \varphi_m \quad (3.18)$$

mit dem Feldwinkel  $\varphi_e$  verknüpft ist. Typischerweise erfolgt die Messung des Rotorwinkels durch einen an der Motorrückseite befestigten Drehwinkelsensor. In der Schnittskizze Abb. 3.6 eines solchen Antriebssystems ist dieser blau eingerahmt. An der Motorwelle (a) ist eine Maßverkörperung (b) befestigt, welche durch ein Sensorelement (c) abgetastet wird. Abhängig vom Funktionsprinzip der Winkelmessung kann dadurch ein mehr oder weniger kontinuierliches Winkelfeedback realisiert werden. Auf diese Weise wird z. B. die feldorientierte Stromregelung des Motors ermöglicht.

Im Folgenden werden inkrementell und absolut messende Verfahren zur Winkelmessung vorgestellt. Dabei wird auf Funktionsprinzipien Bezug genommen, welche in Motorkommutierungssensoren häufig vorkommen.

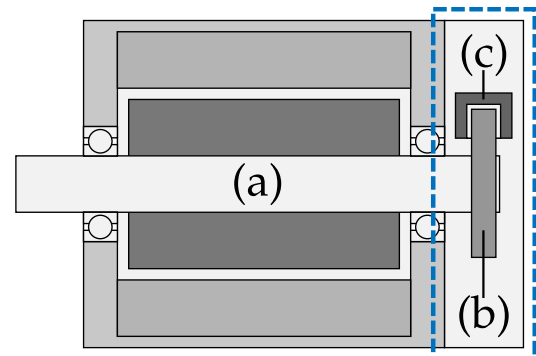


Abb. 3.6: Schnittskizze eines Drehstrommotors mit Motorkommutierungssensor

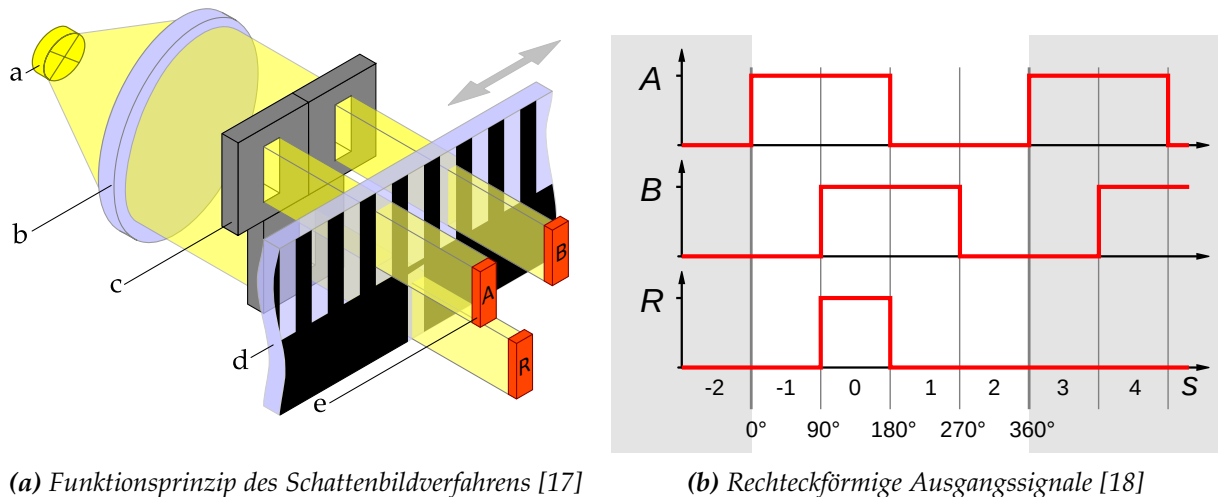
#### 3.2.1 Inkrementelles Messprinzip

Ein inkrementelles Messverfahren bestimmt den relativen Drehwinkel des Rotors. Das bedeutet, dass lediglich eine Winkeländerung bei drehender Rotorwelle gemessen werden kann. Die Ausgangssignale eines inkrementellen Winkelsensors entsprechen häufig Rechteck- oder Sinussignalen mit einer definierten Periodizität über eine mechanische Umdrehung (vgl. [16, S. 15]).

Ein systemimmanenter Nachteil dieser Verfahren ist, dass der Motorcontroller nach Anlegen der

Betriebsspannung nicht über die tatsächliche Rotorlage informiert ist. Es muss also zunächst eine Referenzierung des internen Winkelzählers mit der wahren Rotorposition durchgeführt werden, bevor das Antriebssystem einsatzbereit ist.

Zur Kategorie der relativ messenden Drehwinkelsensoren gehören die in der Industrie häufig eingesetzten optischen Inkrementalencoder.



(a) Funktionsprinzip des Schattenbildverfahrens [17]

(b) Rechteckförmige Ausgangssignale [18]

**Abb. 3.7:** Funktionsprinzip und Ausgangssignale eines typischen optischen Inkrementalencoders

In Abb. 3.7a ist das grundsätzliche Funktionsprinzip des Schattenbildverfahrens dargestellt. Das Licht einer Lichtquelle (a) wird durch eine Kondensorlinse (b) kollimiert, so dass ein möglichst paralleler Lichtstrahl durch die Blende (c) und die Codierscheibe (d) tritt. Die photoelektrischen Empfänger (e) sind so angeordnet, dass deren Ausgangssignale bei Bewegung der Codierscheibe um  $90^\circ$ , bezogen auf die Steg-Loch Periode, zueinander phasenverschoben sind.

Durch die Wahl einer geeigneten Blende lässt sich die Form des Ausgangssignals beeinflussen (vgl. [16, S. 54]). Es ist dadurch z. B. möglich, ein sinusförmiges Ausgangssignal zu erzeugen. Entsprechende Encoder werden im Allgemeinen unter Anspielung auf die beiden um  $90^\circ$  versetzten sinusförmigen Signale als sin/cos-Encoder bezeichnet. Weit verbreitet sind jedoch auch Inkrementalencoder mit rechteckförmigen Ausgangssignalen (vgl. Abb. 3.7b). Die Ermittlung des relativen Drehwinkels erfolgt hier durch das Zählen der Impulse oder der Flanken des Signals, während bei einem sin/cos-Encoder auf Grund der analogen Natur der Signale – begrenzt durch die Auflösung – jeder Zwischenwinkel bestimmbar ist. Damit trotzdem noch eine ausreichend hohe Winkelauflösung erzielt werden kann, ist die Strichzahl der Codierscheibe eines Encoders mit rechteckförmigen Ausgangssignalen meist deutlich höher als die eines sin/cos-Encoders.

Neben optischen Verfahren werden oft auch magnetische Funktionsprinzipien zur Drehwinkelmessung genutzt. Die klassischen Sensortechnologien für den Einsatz in der magnetischen Winkelmessung basieren auf dem Halleffekt oder auf einem magnetoresistiven Wirkprinzip (vgl. [16, 62f.]). Abb. 3.8 zeigt beispielhaft zwei Umsetzungsmöglichkeiten eines inkrementalen Drehwinkelsensors auf magnetischer Basis. In Abb. 3.8a ist eine Winkelmessung am Wellenumfang mit einem radial magnetisierten Maßkörper zu sehen. Bei der Sensoranordnung in Abb. 3.8b hingegen dient ein Zahnrad aus ferromagnetischem Material als Maßkörper. Die Magnetfeldlinien

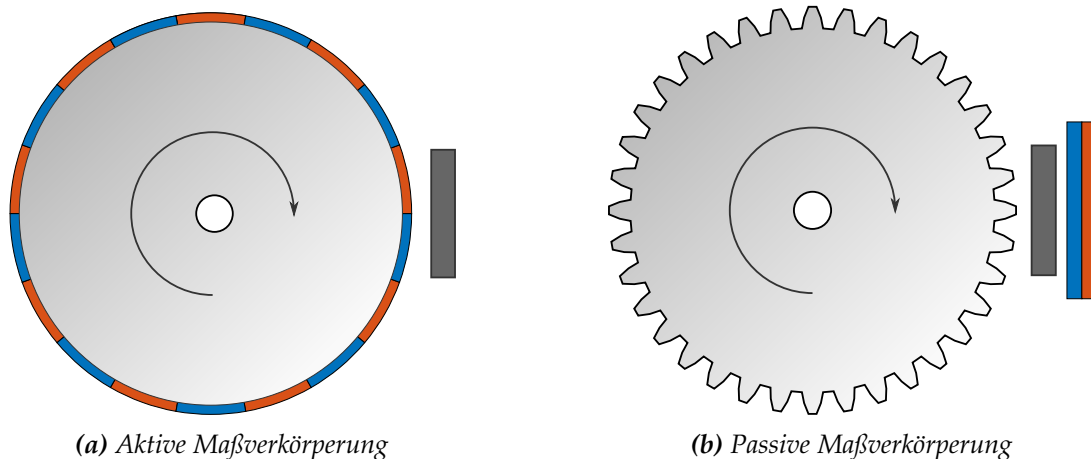


Abb. 3.8: Inkrementale Drehwinkelmessung auf magnetischer Basis

des außen ortsfest befestigten Stützmagneten werden bei Drehung des Maßkörpers durch die Zahnstruktur moduliert und über den zwischenliegenden Magnetfeldsensor erfasst [16, S. 70]. Bei den Ausgangssignalen solcher Winkelsensoren handelt es sich üblicherweise um zwei  $90^\circ$  gegeneinander verschobene sinusförmige Spannungen. Auf diese Weise kann der Winkel über zwei magnetische Pole bzw. einer Zahnperiode eindeutig bestimmt werden.

Bei Inkrementalencodern ist oft eine zusätzliche Referenzspur, wie in Abb. 3.7b gezeigt, vorhanden. Diese repräsentiert eine wohlbekannt, über eine mechanische Umdrehung absolute Winkelreferenz, welche zum Abgleich des Winkelzählers im Motorcontroller genutzt werden kann.

### 3.2.2 Absolutes Messprinzip

Der Vorteil der Absolutwinkelmessung gegenüber inkrementellen Verfahren ist, dass die initiale Referenzierung des Drehwinkels entfällt. Das Antriebssystem ist also direkt und ohne Bewegung der Motorwelle betriebsbereit. Das ist bei Weltraumrobotikapplikationen oft eine kritische Anforderung, da hier unkontrollierte Bewegungen und ein unnötiger Energieverbrauch möglichst zu vermeiden sind.

Bei absolut messenden Encodersystemen ist zwischen *Singleturn*- und *Multiturn*-Varianten zu unterscheiden. Während Ersterer nur eine volle mechanische Umdrehung absolut messen, zählen *Multiturn*-Encoder auch die Anzahl der Umdrehungen. Nachdem diese aber eher in der Industrie für hochgenaue Positionieraufgaben Verwendung finden und weniger als Kommutierungssensoren in Kleinantrieben von Robotern, werden im Folgenden nur Funktionsprinzipien von *Singleturn*-Systemen diskutiert.

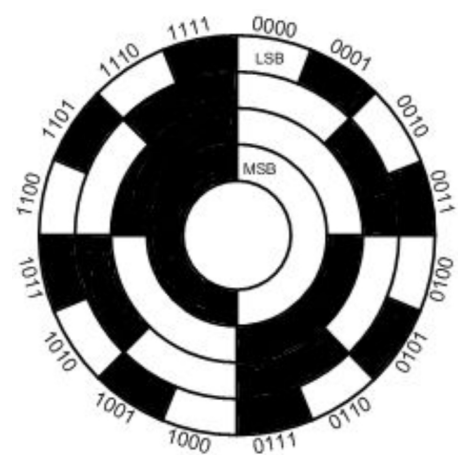


Abb. 3.9: Binärcode als Absolutcodierung [19]



Ein gängiges Verfahren zur absoluten Winkelbestimmung ist die Nutzung einer mit einem digitalen Absolutcode versehenen Codierscheibe als Maßverkörperung. In Abb. 3.9 ist als klassisches Beispiel der Binärcode abgebildet, bei dem jedem Winkelsegment eine binäre Zahl zugeordnet ist. Außerdem ist ersichtlich, dass sich bei dieser Codierung während des Übergangs zwischen den Winkelsegmenten der Informationszustand mehrerer Codespuren gleichzeitig ändern kann. Das kann zu Problemen bei der Interpretation der Winkelinformation führen, wenn z. B. auf Grund von Fertigungstoleranzen die Übergänge nicht bei jeder Codespur zum exakt gleichen Zeitpunkt erfasst werden. Bei Drehwinkelsensoren wird daher bevorzugt der Gray-Code als Codierung verwendet, bei dem an jedem Übergang nur eine Codespur ihren Informationszustand ändert. Beide genannten Codierverfahren bergen allerdings das Problem, dass die Winkelauflösung sehr stark von der Anzahl der Codespuren abhängt, wodurch für hochgenaue Systeme ein sehr hoher radialer Platzbedarf notwendig ist (vgl.[16, 16f.]).

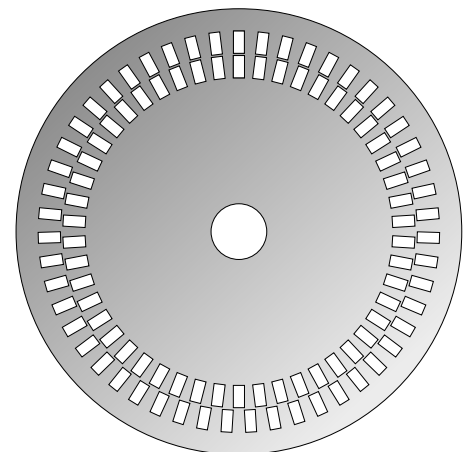
Eine Möglichkeit, diesem Problem zu begegnen bietet der Einsatz von Pseudo-Random-Codes (PRC). Ein Beispiel für die Anwendung eines PRCs als Absolutcodierung für Drehwinkelsensoren ist in [20] zu finden. Hier wird die De-Bruijn-Folge zur Codierung der Maßverkörperung genutzt, womit eine Codespur für die Absolutcodierung über eine mechanische Umdrehung ausreichend ist.

Das vom Messschieber her bekannte Noniusprinzip, welches dort das genauere Ablesen von Längenabmaßen ermöglicht, lässt sich ebenfalls auf elektrische Messsysteme übertragen. Dafür ist neben einer Hauptskala auch eine Teilskala auf der Maßverkörperung aufzubringen. Der Äußere Skalenring (Fine Track) hat gegenüber dem Inneren (Coarse Track) in der gebräuchlichsten Form eine zusätzliche Steg-Loch-Periode. Wird die Codierscheibe so abgetastet, dass für jede dieser Perioden je Sensor zwei um  $90^\circ$  phasenverschobene, sinusförmige Ausgangssignale zur Verfügung stehen (vgl. die Ausführungen in Abschnitt 3.2.1), so kann der momentane, absolute mechanische Winkel durch die Auswertung von

$$\varphi_m(t) = \frac{1}{P_{FT} - P_{CT}} \cdot \left( \arctan2 \left( \frac{\sin(\varphi_{FT}(t))}{\cos(\varphi_{FT}(t))} \right) - \arctan2 \left( \frac{\sin(\varphi_{CT}(t))}{\cos(\varphi_{CT}(t))} \right) \right) \quad (3.19)$$

(vgl. [16, S. 17]) bestimmt werden.  $P_{FT}$  und  $P_{CT}$  sind dabei die Periodizitäten der Skalenringe über eine mechanische Umdrehung, deren Differenz im gebräuchlichsten Fall somit 1 ist. Der Effekt, welcher durch die Noniuscodierung genutzt wird, kann durch die Überlagerung von Strichen in einer einfachen Skizze sichtbar gemacht werden (siehe Abb. 3.11). Die Skalenringe sind in dieser Darstellung abgerollt als Strichmuster dargestellt. Der Fine Track entspricht hier der helleren Spur.

Zum Erfassen der hier vorgestellten Absolutcodes kommen in der Praxis sowohl optische, als auch magnetische Abtastsysteme zum Einsatz. Die in diesem Abschnitt diskutierten Verfahren bilden aber nur einen Teil der verfügbaren Funktionsprinzipien zur absoluten Drehwinkelbestimmung ab.



**Abb. 3.10:** Passive Maßverkörperung mit Noniuscode für die magnetische Abtastung

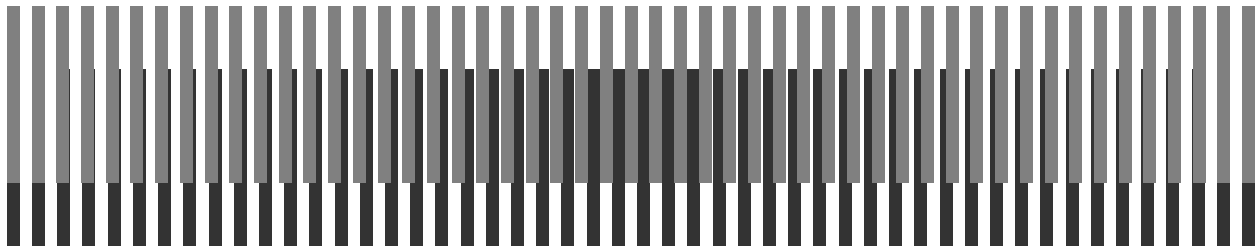


Abb. 3.11: Visuelle Darstellung des Funktionsprinzips einer Noniuscodierung (vgl. [16, S. 18])

Als weiteres Beispiel sei an dieser Stelle auch eine Messkonfiguration mit diametral magnetisiertem Rundmagnet und axial angeordnetem Sensorelement [21, S. 5] genannt. In der Industrie werden, z. B. bei Servoantrieben, häufig Resolversysteme genutzt. Diese fallen unter die Kategorie der induktiven Messprinzipien und sind z. B. in [22, 250ff.] oder [16, 72ff.] näher beschrieben.

### 3.2.3 Hallensorbasierte Feldwinkelmessung

Eine in Verbindung mit BLDCs weit verbreitete Winkelsensurlösung ist die direkte Messung des Feldwinkels  $\varphi_e$  durch bipolar schaltende Hallensensoren. In Abb. 3.12 ist die Platzierung der Hallensensoren im Stator und deren Schaltverhalten skizziert. Der high-Pegel wird dabei beim Durchgang des Südpols (in der Skizze der rote Pol) geschaltet.

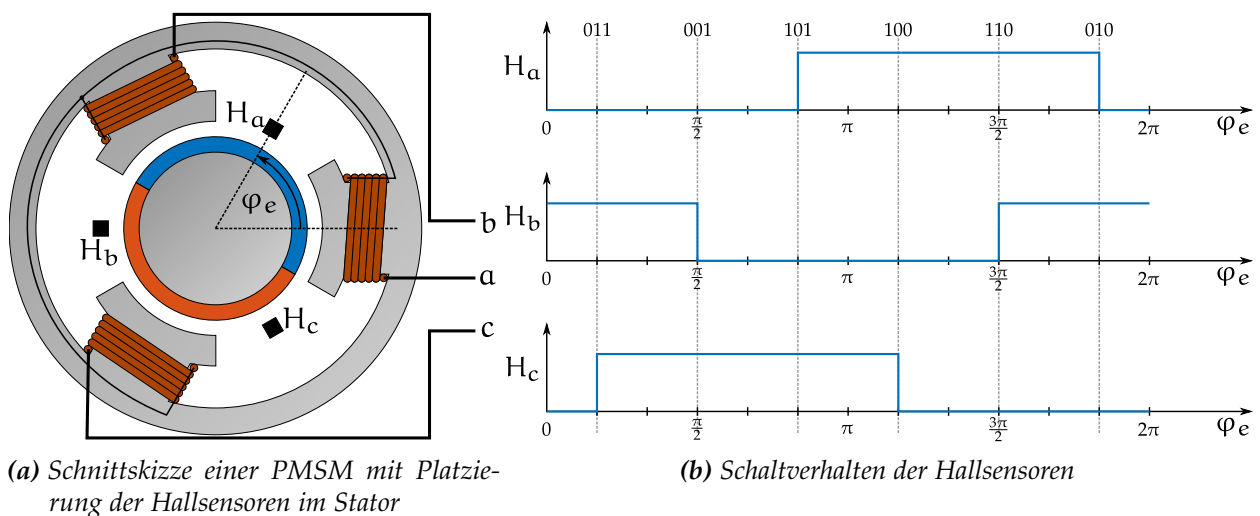
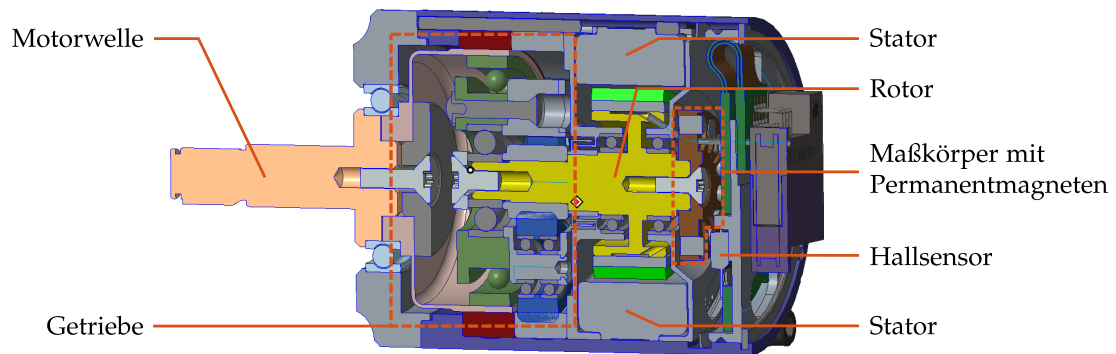


Abb. 3.12: Feldwinkelmessung mit Hallensensoren

Der BLDC ist aus Gründen der Anschaulichkeit als zweipolige (Polpaarzahl  $p = 1$ ) Variante dargestellt. Unter diesen Umständen entspricht der Feldwinkel  $\varphi_e$  wegen Gl. 3.18 dem mechanischen Drehwinkel  $\varphi_m$  des Rotors.

Durch die drei bipolar schaltende Hallensensoren  $H_a$ ,  $H_b$  und  $H_c$ , welche bei einem gewissen Schwellwert der sie durchdringenden magnetischen Feldstärke ihren jeweiligen Schaltpegel ändern, lassen sich insgesamt acht verschiedene Schaltzustände darstellen. Wie in Abb. 3.12b zu erkennen ist, können die Schaltzustände „000“ und „111“ bei einem Umlauf nicht vorkommen. Durch die verbleibenden sechs Zustände wird der Feldwinkelbereich in Abschnitte von  $60^\circ$  unterteilt, was für dieses Winkelmessprinzip die erreichbare Winkelauflösung darstellt.

Anstatt die Hallsensoren direkt in den Stator einzulassen und damit den Polradfluss zu erfassen, kann auch ein mit dem Rotor verbundener, mit Permanentmagneten besetzter Maßkörper zur Winkelmessung genutzt werden (vgl. Abb. 3.13). Dazu muss die Polpaarzahl und damit die Polteilung des Maßkörpers auf die des Polrades angepasst sein und deren Ausrichtungen müssen übereinstimmen.



**Abb. 3.13:** Schnittbild eines ILM25 mit eigenem Maßkörper zur Hallsensorwinkelmessung

### 3.3 Magneto-resistiver Effekt

Ein magneto-resistiver (MR) Effekt liegt vor, wenn sich bei einem Werkstoff nach Anlegen eines äußeren Magnetfeldes der elektrische Widerstand ändert (vgl. [22, S. 12]). Diesem Effekt können dabei verschiedene Wirkprinzipien zugrunde liegen. Für Sensoranwendungen spielen in der Industrie hauptsächlich

- der Anisotrope Magneto-resistive Effekt (AMR),
- der Riesenmagnetowiderstand (Giant Magneto Resistance, GMR) und
- der Magnetische Tunnelwiderstand (Tunnel Magneto Resistance, TMR)

eine maßgebliche Rolle. Zur Bewertung der MR-Effekte kann z. B. die relative Widerstandsänderung [vgl. 22, S. 12, 23],

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{R_H - R_0}{R_0} \cdot 100\%, \quad (3.20)$$

herangezogen werden, welche bedingt durch den jeweiligen Effekt auftreten kann.  $R_H$  ist der elektrische Widerstand eines Bauelementes bei Anlegen eines äußeren Magnetfeldes,  $R_0$  dessen Widerstandswert ohne Magnetfeld. Für die applikationsspezifische Auswahl eines MR-Sensors, z. B. für Winkelsensoranwendungen, müssen aber auch andere technologiebedingte Aspekte berücksichtigt werden. In Tab. 3.1 erfolgt eine Bewertung verschiedener Eigenschaften von MR-Sensoren in Gegenüberstellung zu Sensoren auf Basis des Hall Effekts.

Technologie	AMR	GMR	TMR	HALL
$\Delta R/R$	O	+	++	-
Signal/Rauschen	++	O	O	-
Bandbreite	++	+	+	-
Leistungsaufnahme	O	+	++	-
Hysterese	++	O	O	++
Temperaturstabilität	+	++	++	-
Strahlungsresistenz	+	+	+	-
Miniaturisierbarkeit	O	+	++	-

*Tab. 3.1: Bewertung der Eigenschaften von Sensoren auf Basis von magneto-resistiven Wirkprinzipien und des Hall Effekts (vgl. [24])*

Das Sensorelement, welches für die Auslegung des Winkelsensors genutzt wird, basiert auf dem GMR. Zur Einordnung wird dieser sowie die anderen oben genannten MR-Effekte im Folgenden kurz vorgestellt.

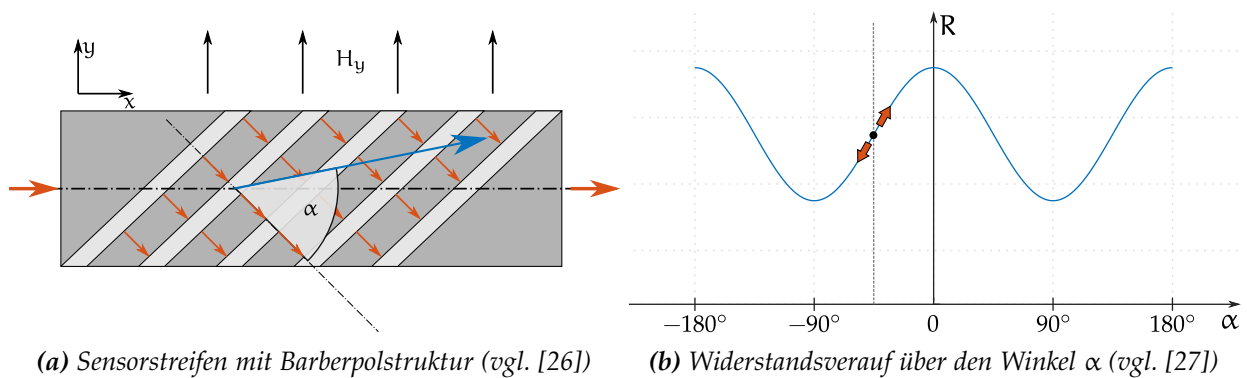
#### 3.3.1 Anisotroper magneto-resistiver Effekt (AMR)

Der AMR wurde bereits 1857 durch William Thomson entdeckt. Der spezifische Widerstand einer aus ferromagnetischen Material mit eigener Magnetisierung bestehenden dünnen Schicht ist

abhängig vom Winkel zwischen der Magnetisierungsrichtung und der Stromflussrichtung durch diese Schicht. Wird dieser Winkel als  $\alpha$  bezeichnet, so ist der elektrische Widerstand der dünnen Schicht durch

$$R(\alpha) = R_{\text{const}} + \Delta R \cdot \cos(2\alpha) \quad (3.21)$$

[25] gegeben. Wirkt ein äußeres Magnetfeld auf diese Struktur ein, ändert sich die Magnetisierungsrichtung entsprechend der Richtung dieses Feldes. Üblicherweise sind magnetoresistive Widerstandsstreifen so aufgebaut, dass deren Magnetisierungsrichtung mit der Längsrichtung des Streifens zusammenfällt. Nach Gl. 3.21 ist der Widerstand somit am Größten, wenn kein äußeres Feld die Magnetisierungsrichtung beeinflusst oder dieses parallel zur Eigenmagnetisierung ist.



**Abb. 3.14:** AMR-Magnetfeldsensor

Für Sensoranwendungen wird die Widerstandskennlinie häufig linearisiert. Dazu wird die mittlere Stromflussrichtung im Widerstandsstreifen durch aufgedampfte Leiterbahnstrukturen – sogenannte Barberpolstrukturen – so verdreht, dass ein Winkel von ca.  $45^\circ$  zwischen dieser und der Längsachse des Widerstandsstreifens entsteht [27]. In Abb. 3.14a ist die Skizze eines AMR-Sensorstreifens mit Barberpolstruktur abgebildet. Der Stromfluss ist hier durch rote Pfeile, die vom äußeren Magnetfeld  $H_y$  beeinflusste Magnetisierungsrichtung durch den blauen Pfeil angedeutet. Die Widerstandskennlinie über den Winkel  $\alpha$  ist in Abb. 3.14b dargestellt, wobei die Linearisierung durch die Barberpolstruktur anhand der Verschiebung des Arbeitspunktes zu sehen ist. Ist die Winkeländerung der durch das äußere Feld beeinflussten Magnetisierungsrichtung klein, dann resultiert dies in einer annähernd linearen Widerstandsänderung. So kann der Widerstandsstreifen direkt zur Messung eines senkrecht zur Längsachse wirkenden Magnetfeldes genutzt werden. Um Temperaturabhängigkeiten der Materialien entgegen zu wirken und gleichzeitig ein größtmögliches Ausgangssignal zu gewinnen, werden diese Widerstandsstreifen üblicherweise in einer Messbrückenordnung verwendet.

AMR-Sensoren können auch zur Bestimmung des Winkels eines äußeren Magnetfeldes genutzt werden. Da, wie in Gl. 3.21 dargestellt, die Widerstandsänderung über den Winkel  $\alpha$  cosinusförmig ist, ist zur Bestimmung eines eindeutigen Winkels jedoch eine weitere Information notwendig. Diese wird in der Praxis durch eine zweite, um  $45^\circ$  verdrehte Messbrücke gewonnen, deren Ausgangssignal wegen des Faktors 2 im Argument der Cosinusfunktion von Gl. 3.21 um  $90^\circ$  phasenverschoben ist. Der Winkel lässt sich nun durch die Berechnung der  $\arctan2$ -Funktion über beide Ausgangssignale bestimmen.

Nachdem die Widerstandsänderung  $\Delta R$  mit zweifacher Periode gegenüber der Magnetisierungsrichtung  $\alpha$  auftritt, können mit AMR-Sensoren nur Winkel bis  $180^\circ$  eindeutig bestimmt werden. Sensoren auf Basis des AMR können relative Widerstandsänderungen von 3 % erreichen[28, S. 6].

### 3.3.2 Riesenmagnetowiderstand (GMR)

Im Gegensatz zum AMR handelt es sich beim GMR um einen quantenmechanischen Effekt. Dieser tritt auf, wenn zwei dünne Schichten aus ferromagnetischem Material durch eine dünne, nicht magnetische aber elektrisch leitende Zwischenschicht getrennt werden (vgl. [22, S. 15]). Der Widerstand dieser Anordnung variiert mit der Magnetisierungsrichtung der beiden ferromagnetischen Schichten zueinander und ist unabhängig von der Richtung des Stromflusses.

Bei antiparalleler Ausrichtung der Magnetisierung kommt es zu einer starken Streuung des Elektronenflusses durch diese Anordnung, wodurch sich der elektrische Widerstand erhöht. Die kleinste Streuung und damit der geringste Widerstand ergibt sich bei paralleler Magnetisierungsrichtung. Abb. 3.15 zeigt dazu beispielhaft die Messergebnisse der Originalarbeit von Fert et al. für die Widerstandsänderung bei einer Eisen/Chrom Materialkombination. Anhand der Schichtskizzen sind die Magnetisierungsrichtungen der ferromagnetischen Schichten erkennbar. Diese sind bei den untersuchten Schichtdicken antiparallel, sofern kein äußeres Magnetfeld wirkt. Wie an den Messergebnissen zu sehen ist, konnten mit dieser Versuchsanordnung Widerstandsänderungen von bis zu 80 % bei  $T = 4,2\text{K}$  herbeigeführt werden.

Technische Anwendung finden diese Anordnungen z. B. in Form von *Spin-Valves*, bei der die magnetische Ausrichtung einer der beiden Schichten fixiert ist (Pinning Layer). Dies wird beispielsweise durch eine zusätzliche, an eine der beiden ferromagnetischen Schichten angrenzende, permanentmagnetische Schicht erreicht (vgl. [31]). Die Magnetisierungsrichtung der anderen Schicht (Free Layer) hingegen ist weiterhin magnetisch weich und lässt sich daher durch das Anlegen eines äußeren Magnetfeldes leicht ändern. Diese Art von GMR-Sensoren kommen z. B. in Leseköpfen von Festplatten zum Einsatz, werden aber zunehmend durch Sensoren auf Basis des TMR abgelöst.

Weitere Einsatzmöglichkeiten für GMR-Sensoren ergeben sich, wenn deren Empfindlichkeit durch einen mehrlagigen Aufbau der Schichten gesteigert wird. Zusätzlich lassen sich hier die Sensorparameter durch die Modifikation der Schichtparameter, wie Schichtdicke oder Material, auf die Zielanwendung abstimmen. In der Praxis weisen solche Sensoren einen  $\frac{\Delta R}{R}$  von 24 – 45 % auf,

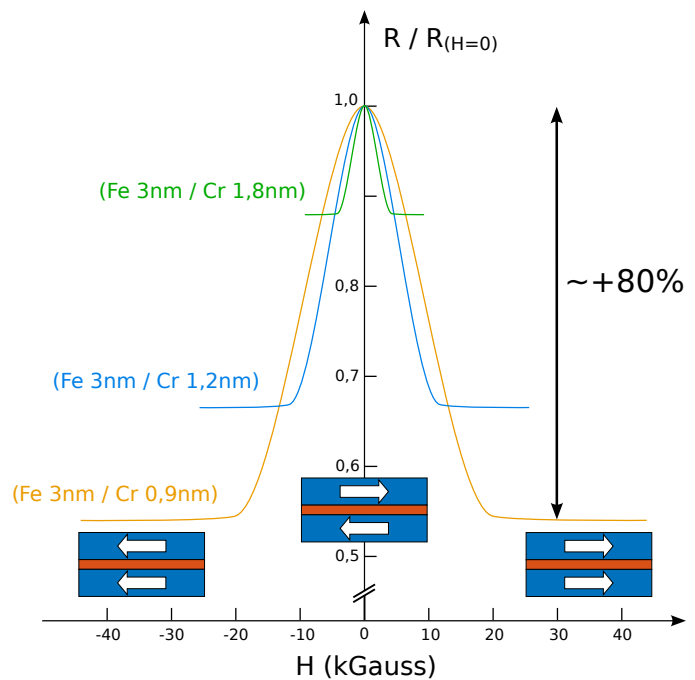


Abb. 3.15: Kurven des GMR bei  $T = 4,2\text{K}$  und einer Fe/Cr Materialkombination [29, 30]

während dieser bei Spin-Valves im Bereich von 14 % liegt [32].

Der GMR wurde von Peter Grünberg und Albert Fert 1988 in voneinander unabhängigen Arbeiten entdeckt. 2007 wurden sie dafür gemeinsam mit dem Nobelpreis für Physik ausgezeichnet.

### 3.3.3 Magnetischer Tunnelwiderstand (TMR)

Dieser magnetoresistive Effekt wurde bereits 1975 von M. Jullière entdeckt und beruht, wie auch der GMR, auf einem quantenmechanischen Effekt. Die physikalische Struktur, durch welche sich der TMR hervorrufen lässt, ist ähnlich zu der des im vorigen Abschnitt besprochenen GMR. Der Unterschied liegt in der dünnen Zwischenschicht, welche die beiden ferromagnetischen Schichten voneinander trennt. Bei dieser handelt es sich nicht um einen elektrischen Leiter, sondern um einen Isolator, wie Aluminiumoxid oder Magnesiumoxid [33].

Der Stromfluss durch die Isolatorschicht – der sogenannte Tunnelstrom – ist abhängig von den relativen Magnetisierungsrichtungen der ferromagnetischen Schichten zueinander. Sind diese parallel ausgerichtet, so ist die Tunnelwahrscheinlichkeit der Elektronen durch den Isolator am höchsten, wodurch die Anordnung den kleinsten elektrischen Widerstand aufweist. Das Gegenteil gilt für die antiparallele Ausrichtung der Magnetisierungen (vgl. [34, S. 23]).

„Obwohl der TMR-Effekt seit den 1970er Jahren bekannt ist, war es erst durch verbesserte Prozesstechnik ab Mitte der 1990er Jahre möglich, reproduzierbare Ergebnisse zu erzielen“ [24]. Am Markt sind Sensoren auf Basis des TMR erst seit Kurzem verfügbar. Wie bei den GMR-Sensoren lässt auch diese Technologie eine Feinabstimmung auf die jeweilige Anwendungsanforderung durch Variationen der Schichtparameter zu.

Während sich im Labor bei TMR-Anordnungen relative Widerstandsänderungen bis ca. 1000 % nachweisen lassen, liegt dieser bei industriellen Anwendungen im Bereich von 40 – 200 % [32].

## 4 Konzeptentwurf

Das Winkelsensorkonzept, welches im Rahmen dieser Arbeit zu entwickeln ist, soll die bisherige Lösung für die Motorkommutierung kleiner permanentmagneterregter Motoren (BLDCs) ersetzen können. Als Größenreferenz für die Zielabmessungen dient der Motortyp ILM25 mit 25 mm Stator Durchmesser des Herstellers TQ-RoboDrive (siehe [9]), auf dessen Basis innerhalb des DLR-RM bereits einige Antriebssysteme ausgelegt wurden (vgl. Abschnitt 2). Die maximale Motorgröße, welche ein Anwendungsziel für dieses Winkelsensorkonzept darstellt, wird durch den Typ ILM38 (38 mm Stator Durchmesser) des selben Herstellers repräsentiert. Für größere Motoren gibt es am Institut zwar bereits Lösungen, diese Konzepte lassen sich jedoch nicht auf die kleineren Motoren übertragen.

### 4.1 Motivation

Bisher werden am Institut Motoren der betreffenden Größenklasse mit Hilfe von Hallsensoren kommutiert. Diese Methode ist konzeptuell sehr simpel, die dadurch erreichbare Winkelauflösung des Feldwinkels ist allerdings auf  $60^\circ$  beschränkt. Eine sinusförmige Motorkommutierung ist damit nicht möglich, daher wird der Motor üblicherweise schrittweise kommutiert (Six-Step Kommutierung). Dabei stellt der Motorcontroller entsprechend des Schaltzustandes der Hallsensoren für jeweils  $60^\circ$  der elektrischen Umdrehung einen feststehenden Steuerspannungsraumzeiger ein. Dadurch lassen sich einige negative Effekte im Betriebsverhalten des Motors beobachten:

- Das stufenweise Weiterschalten des Steuerspannungsvektors hat einen starken Rippel im Motorstrom zur Folge. Da zwischen Drehmoment und Motorstrom ein direkt proportionales Verhältnis vorliegt, ergibt sich daher auch ein Drehmomentrippel. Abhängig vom Trägheitsmoment an der Welle entsteht dadurch auch ein Drehzahlrippel.
- Mit zunehmender Frequenz des Stromes steigen die Ummagnetisierungsverluste im Motor. Da der Stromrippel als ein dem kontinuierlichen Strom überlagerter höherfrequenter Wechselstromanteil aufgefasst werden kann, sinkt der Wirkungsgrad des Antriebsstrangs und der Motor wird im Betrieb heißer.
- Zur Glättung der erhöhten Stromrippel muss die Zwischenkreiskapazität größer sein, was das Gesamtsystem gerade bei Weltraumanwendungen verteuert.
- Der mit Hilfe der Hallsensorsignale errechnete Drehwinkel ist nicht kontinuierlich. Das über die Bildung eines Differenzenquotienten berechnete Drehzahlsignal ist daher durch hohe Transienten geprägt. Gerade bei niedrigen Drehzahlen und hochfrequenter Abtastung kann es zu Problemen mit der Drehzahlregelung kommen.
- Durch den Drehfrequenzrippel kann es zu einem erhöhten Verschleiß in der Getriebestufe kommen.

Bei idealer sinusförmiger Kommutierung wird der Steuerspannungsvektor hingegen kontinuierlich geführt, der Winkel zwischen Steuerspannungsvektor und Feldwinkel bleibt im stationären Betriebsfall also konstant. Dadurch ergibt sich ein konstantes Motordrehmoment.



Um ein sauberes Anlaufverhalten des Motors zu erzielen, soll der Sensor außerdem möglichst ein absolutes Winkelsignal über eine vollständige elektrische Umdrehung liefern. Dient beispielsweise ein üblicher optischer Winkelencoder als Motorkommutierungssensor, dann ist die Sinuskommutierung grundsätzlich möglich. Da es sich dabei allerdings um eine relative Winkelmessung handelt, muss der Rotorwinkel vor dem normalen Betrieb referenziert werden (siehe Abschnitt 3.2.1); das erfordert eine undefinierte Bewegung des Rotors und/oder zusätzlichen Rechenaufwand im Motorcontroller. Die initiale Referenzierung soll deshalb möglichst vermieden werden.

Wie in Abschnitt 2 dargelegt wurde, soll die Komplexität des Systems für den Einsatz im Weltraum so gering wie möglich gehalten werden. Als entscheidende Faktoren sind hier ein minimaler Platz- und Gewichtsbedarf, minimales Belegen von Rechenkapazität sowie die Widerstandsfähigkeit gegenüber den Weltraumbedingungen zu nennen.

## 4.2 Anforderungen an das Winkelsensorkonzept

Die bisherigen Ausführungen lassen sich zu einer Liste mit Anforderungen zusammenfassen, welche durch das neue Winkelsensorkonzept erfüllt werden sollen:

- Die radialen und axialen Abmessungen der Sensoranordnung sollen so klein sein, dass die Nutzung in Verbindung mit einem ILM25 möglich ist. Im Vergleich zur bisherigen Lösung mit Hallsensoren sollen die Abmessungen des Antriebs dadurch nicht wesentlich vergrößert werden.
- Die Komplexität sollte minimal sein, um einen hohen Zuverlässigkeitsgrad bei Weltraumanwendungen zu erreichen.
- Durch den Einsatz des neuen Winkelsensorkonzeptes als Motorkommutierungssensor soll eine sinusförmige Kommutierung des Motors möglich sein.
- Durch eine kontinuierliche Winkelmessung soll ein sauberes Drehzahlregelverhalten – auch bei kleinen Drehzahlen – ermöglicht werden.
- Im Hinblick auf die Anwendung in der Raumfahrt soll die Effizienz des Antriebsstranges gesteigert werden.
- Das Betriebsverhalten im Bezug auf Drehmoment- und Stromrippel soll sich gegenüber der Lösung mit Hallsensoren nicht verschlechtern.

## 4.3 Sensorelement

Die Wahl des Messprinzips wird primär von der Anforderung nach minimaler Komplexität und der Einsetzbarkeit in der Raumfahrt bestimmt. Nicht alle Messprinzipien sind gleichermaßen für Raumfahrtanwendungen geeignet. Die Linsen in optischen Sensoren z. B. verlieren auf Grund der Teilchenstrahlung mit der Zeit ihre Lichtdurchlässigkeit (Darkening), wodurch hier spezielle Beschichtungen notwendig werden [35]. Resolver gelten als robuste Technologie für den Raumfahrtbereich, kommen aber auf Grund ihrer Größe für den vorliegenden Anwendungsfall

nicht in Frage. Mit kapazitiven Drehwinkelsensoren gibt es innerhalb des DLR-RM noch keine Erfahrungen.

Durch die Nutzung eines Sensorelementes mit magnetischem Messprinzip lassen sich die oben genannten Anforderungen prinzipiell erfüllen. Die Sensoranordnungen sind im Allgemeinen relativ einfach und damit robust; vor allem dann, wenn eine passive Maßverkörperung, wie in Abb. 3.8b gezeigt, genutzt wird.

Der Hersteller Sensitec führt die Zahnsensoren der GLM700-Familie auf Basis des Riesenmagnetowiderstandes (GMR), welche für die Realisierung eines solchen Sensorprinzips nutzbar sind.

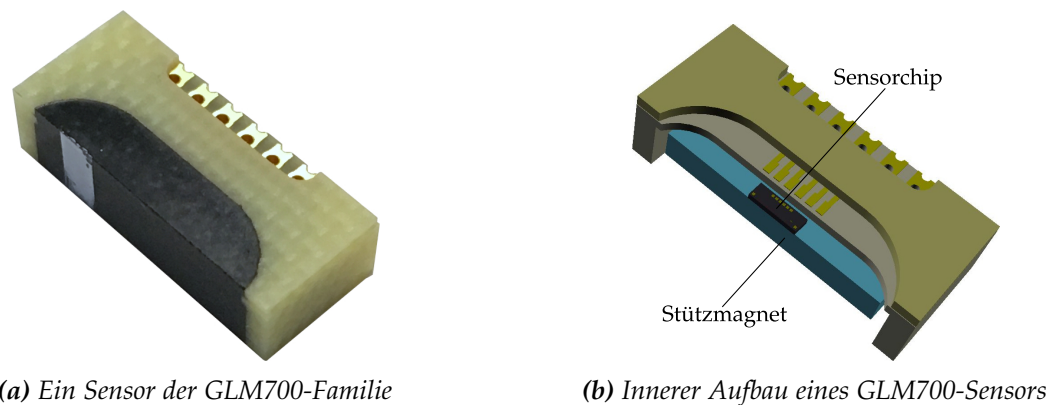


Abb. 4.1

Bei diesen Sensoren handelt es sich um zwei magnetoresistive Wheatstone-Messbrücken, welche zusammen mit dem Stützmagneten in einem Gehäuse verbaut sind. Die Messbrücken sind auf dem in Abb. 4.1b als „Sensorchip“ bezeichneten Teilelementes aufgebracht.

Der Maßkörper muss, zumindest in Teilen, aus ferromagnetischem Material gefertigt sein. Die Form der Zahnstruktur kann aber variieren. So sind rechteck- oder dreieckförmige Verzahnungen ebenso möglich, wie das typische Zahnprofil eines Zahnrades (vgl. [36]) oder Steg-Loch Strukturen. Wichtig ist, dass der Pitch des Maßkörpers – die Zahnteilung  $P_z$  – dem Sensorpitch  $P_s$  entspricht. Der Sensorpitch ergibt sich aus der Position der Messbrücken (vgl. Abb. 4.2b) auf dem Sensorchip des GLM700 und ist damit ein fester Sensorparameter (*FixPitch* Technologie)[37].

Wie in Tab. 4.1 zu sehen ist, bietet Sensitec die Derivate der GLM700-Familie für verschiedene Zahnteilungen an.

Typ	GLM711	GLM712	GLM713	GLM714	GLM715
$P_s$	1 mm	2 mm	3 mm	0,94 mm	1,57 mm

Tab. 4.1: Derivate der GLM700-Familie

Die Widerstandswerte der Einzelwiderstände ändern sich abhängig von der Richtung des sie durchsetzenden magnetischen Feldes, welches durch den ferromagnetischen Maßkörper beeinflusst wird. Der Sensor ist herstellereitig so konzipiert, dass eine Zahnstruktur, welche am Sensorchip vorbeibewegt wird, eine sinusförmige Ausgangsspannung an den Messbrücken zur Folge hat. Durch die räumliche Verteilung der Messbrücken auf dem Sensorchip werden Oberwellen

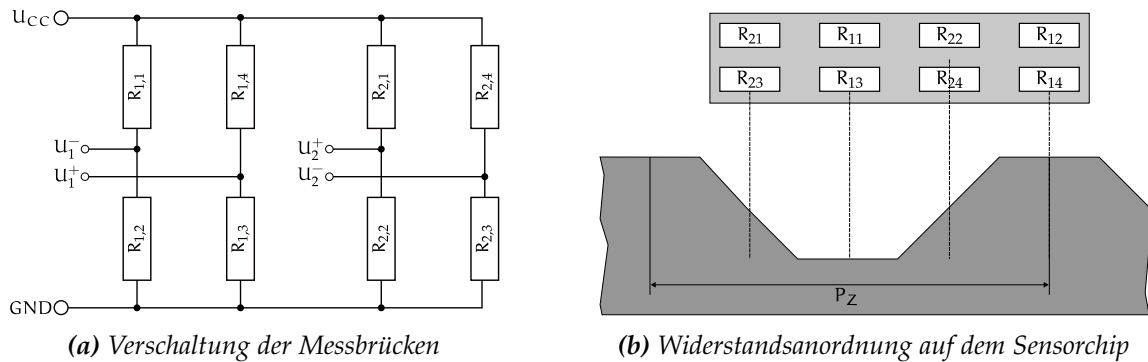


Abb. 4.2: Skizzen des inneren Aufbaus eines GLM700 (vgl. [37])

im Signal reduziert [38] und damit die Signalqualität gesteigert. Die eindeutige Positionsbestimmung über eine Zahnperiode des Maßkörpers wird dadurch ermöglicht, dass die beiden sinusförmigen Ausgangssignale der Messbrücken um  $90^\circ$  zueinander versetzt sind. Auch das ist bei einem *FixPitch* Sensor durch die Verteilung der beiden Messbrücken auf dem Sensorchip gelöst.

Bezogen auf das Winkelsensorkonzept kommt vor allem die Kapselung von Stützmagnet und Sensorchip in einem Gehäuse der Anforderung nach der Komplexitätsminimierung entgegen. Im DLR-RM werden außerdem bereits Derivate der GLM700-Familie, z. B. im Roboterarm CAESAR zur Gelenk- und Rotorwinkelmessung, eingesetzt. Um die Sensoren der GLM700-Familie für Weltraumanwendungen zu qualifizieren, wurden intern bereits Strahlentests mit ionisierender elektromagnetischer Strahlung und Teilchenstrahlung durchgeführt. Die Sensoren zeigten dabei selbst bei hohen Strahlungsenergien keine Einschränkung ihrer Funktionalität.

#### 4.4 Auslegung der Sensoranordnung

Im vorherigen Abschnitt wurde dargelegt, dass in Verbindung mit einem Sensor der GLM700-Familie ein passiver, gezahnter Maßkörper auszuwählen ist. Es bietet sich daher an, die Sensoranordnung von Abb. 3.8b zu übernehmen, sodass ein Zahnrad als Maßverkörperung zum Einsatz kommt (vgl. Abb. 4.3). Auf diese Weise lässt sich, bezogen auf einen mechanischen Umlauf des Zahnrades, ein inkrementaler Winkelsensor realisieren. Bezogen auf eine Zahnperiode kann aber auf Grund der beiden sinusförmigen Ausgangsspannungen des Sensors ein absoluter Winkel bestimmt werden. Wird nun die Zähnezahl der Maßverkörperung so gewählt, dass diese der Polpaarzahl des Motors entspricht, so ist wegen Gl. 3.18 eine absolute Bestimmung des Feldwinkels möglich.

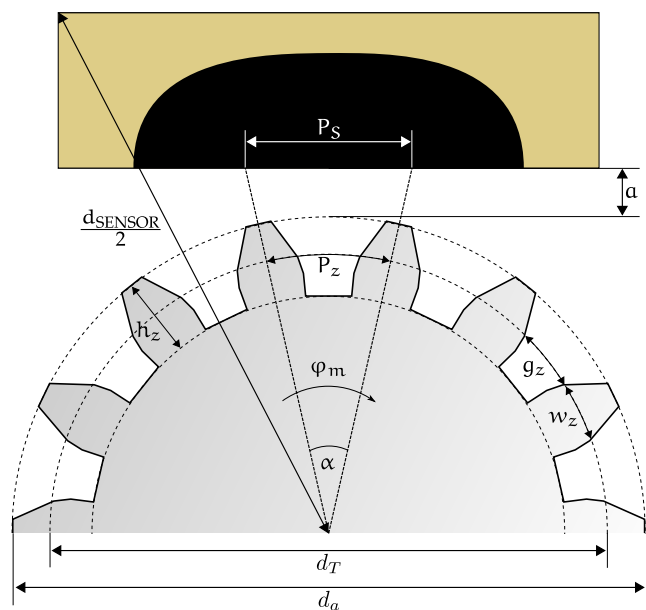


Abb. 4.3: Sensoranordnung

Bezüglich der Abmaße des Winkelsensorkonzeptes wurde als Größenreferenz der Motortyp ILM25 mit 25 mm Stator Durchmesser genannt. Bei der Auslegung muss also darauf geachtet werden, dass dieses Maß nicht überschritten wird. In Abb. 4.3 ist das entsprechende kritische Abmaß des Winkelsensorkonzeptes mit  $\frac{d_{\text{SENSOR}}}{2}$  gekennzeichnet.

Die Eckparameter eines Zahnrades lassen sich mit Hilfe von dessen Modul berechnen. Der Zahnradmodul ist ein indirektes Maß für dessen Zahngröße [39] und dient als wichtigster Auswahlparameter für die Endanwendung, z. B. als Teil eines Getriebes. Nach [40, S. 118, Abschnitt G] ist er definiert durch

$$m = \frac{P_z}{\pi}, \quad (4.1)$$

bezieht sich also auf die Zahnteilung  $P_z$ . Diese ist der Abstand zweier benachbarter Zähne eines Zahnrades am Teilkreisdurchmesser  $d_T$ , welcher sich unter Verwendung des Moduls und der Zähnezahl  $z$  zu

$$d_T = m \cdot z \quad (4.2)$$

berechnet. Damit ein Zahnrad als Maßverkörperung für die Nutzung in Verbindung mit einem GLM700 ausgewählt werden kann, muss ein Zusammenhang zwischen dem Sensorpitch  $P_S$  und dem Zahnradmodul gefunden werden. Werden die geometrischen Verhältnisse der Sensoranordnung aus Abb. 4.3 zugrunde gelegt, berechnet sich der halbe Sensorpitch mit

$$\frac{P_S}{2} = \tan \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{(d_a + 2a)}{2}. \quad (4.3)$$

Hier ist  $d_a$  der Zahnradaußendurchmesser,  $a$  der Arbeitsabstand zwischen Zahnrad und Sensor und  $\alpha$  der Zahnteilungswinkel. Letzterer lässt sich unter Verwendung der Zähnezahl sehr leicht bestimmen:

$$\alpha = \frac{2\pi}{z}. \quad (4.4)$$

Eingesetzt in Gl. 4.3 ergibt sich die Gleichung, welche auch in [36] für die Verwendung des Sensors mit kleinen Zahnrädern empfohlen wird:

$$P_S = \tan \frac{\pi}{z} \cdot (d_a + 2a). \quad (4.5)$$

Gl. 4.5 enthält mehrere Variablen, die bei der Sensorauslegung optimiert werden müssen. Der Wert für  $P_S$  ist ein Sensorparameter, dessen Definitionsbereich auf die Werte aus Tab. 4.1 eingeschränkt ist. Die anderen Variablen lassen sich größtenteils mit Hilfe von Datenblattangaben oder Berechnungsvorschriften aus der Fachliteratur ersetzen. So erfolgt die Bestimmung des Außendurchmessers eines Zahnrades durch

$$d_a = m \cdot (z + 2) \quad (4.6)$$

(vgl. [40, S. 118, Abschnitt G]). Für Zahnräder wird in [36] die Auslegung des Arbeitsabstandes  $a$  nach

$$a \approx \frac{P_z}{5} \quad (4.7)$$

empfohlen. Auf Grund der Beschränkung des Maßes  $d_{\text{SENSOR}}$  auf maximal 25 mm ist absehbar,

dass der Durchmesser des Zahnrades sehr klein gewählt werden muss. Die Maßverkörperung ist daher verhältnismäßig stark gekrümmt. Da zum Zeitpunkt der Sensorauslegung der Einfluss dieser Krümmung auf die Messsignale und der Zusammenhang mit dem Arbeitsabstand nicht abgeschätzt werden kann, wird dieser zunächst als in Grenzen freie Variable genutzt. Durch den zusätzlichen Freiheitsgrad wird die Auswahl eines geeigneten Zahnrades erleichtert.

Unter diesen Bedingungen lässt sich der für einen definierten Sensorpitch nötige Zahnradmodul nach dem Einsetzen von Gl. 4.6 in Gl. 4.5 und Umstellen durch

$$m = \left( \frac{P_S}{\tan \frac{\pi}{z}} - 2a \right) \cdot \frac{1}{z + 2} \quad (4.8)$$

bestimmen.

Einleitend wurde bereits darauf hingewiesen, dass die Zähnezahl  $z$  für dieses Winkelsensorkonzept gleich der Polpaarzahl des Motors sein sollte. Da die Motoren vom Typ ILM25 und ILM38 die Polpaarzahl  $p = 7$  besitzen [9], sollte ein Zahnrad mit  $z = 7$  als Maßverkörperung ausgewählt werden.

Die Auswertung von Gl. 4.5 mit den Werten aus Tab. 4.1 für  $P_S$  und verschiedenen Arbeitsabständen lässt schnell erahnen, dass ein Zahnrad mit  $z = 7$  bei  $P_S < 3$  mm zu klein sein müsste, als dass es für das Winkelsensorkonzept sinnvoll eingesetzt werden könnte. Daher kommt in Verbindung mit einem solchen Zahnrad nur ein GLM713 als Sensorelement in Frage.

Mit den aus Gl. 4.8 errechneten Zahnradmoduln wurde eine Marktrecherche durchgeführt, welche aber weitestgehend ohne Erfolg blieb. Wie sich zeigte, führen viele Lieferanten keine Zahnräder mit sieben Zähnen im Sortiment, die aus ferromagnetischem Material gefertigt sind. Einige Anbieter aus dem Modellbaubereich bieten zwar Zahnräder mit  $z = 7$  an, allerdings sind diese aus Messing oder Kunststoff gefertigt und daher ungeeignet. Kundenspezifische Lösungen wurden ebenfalls angefragt, diese sind aber sehr teuer und mit hohen Lieferzeiten verbunden.

Es konnte allerdings ein ferromagnetisches Zahnrad mit  $z = 14$  und  $m = 0,5$  mm gefunden werden, welches in Verbindung mit einem GLM712 ( $P_S = 2$  mm) als Maßverkörperung einsetzbar ist (vgl. Tab. 4.2). Da sich damit aber nur Drehwinkel innerhalb des halben Feldwinkelbereiches eindeutig bestimmen ließen, müsste die Anforderung an die Absolutwinkelmessung aus Abschnitt 4.2 aufgegeben werden. Der Außendurchmesser dieses Zahnrades ist aber größer, als es bei einem Zahnrad mit  $z = 7$  möglich wäre. Bedingt durch das günstigere Verhältnis von Zahnradradius und räumlicher Verteilung der Messbrücken auf dem Sensorchip wird daher auch eine höhere Signalgüte erwartet. Wie die Auswertung von Gl. 4.8 und Gl. 4.5 sowie der Vergleich zu den Sortimenten der Lieferanten zeigt, handelt es sich bei dem Gewählten um das größte kommerziell erhältliche Zahnrad mit  $z = 14$ , welches unter Beachtung des maximalen Sensordurchmessers in Frage kommt. Zähnezahlen, die nicht einem ganzzahligen Vielfachen der Polpaarzahl des Motors entsprechen, kommen für diese Anwendung ohnehin nicht in Frage.

Um mit der Auswertung des Sensorkonzeptes schnellstmöglich fortfahren zu können, wurde basierend auf den obigen Überlegungen das folgende weitere Vorgehen festgelegt:

- Zukauf des Zahnrades mit  $z = 14$ , um anhand der messbaren Signalgüte zu entscheiden, ob dieses Winkelsensorkonzept an sich trägt und ob es lohnenswert sein kann, weitere Versuche

mit  $z = 7$  durchzuführen.

- Fertigung des kleineren Maßkörpers mit  $z = 7$  im Hause, falls die Messergebnisse mit  $z = 14$  den Schluss zulassen, dass ein noch kleinerer Maßkörper in dieser Anwendung sinnvoll sein kann.
- Sollten die Messungen mit  $z = 14$  hingegen keine brauchbaren Ergebnisse liefern, wird auf die Anfertigung des eigenen Maßkörpers verzichtet und es muss ein neues Winkelsensor-konzept gefunden werden.
- Ansonsten werden die Messergebnisse der Konzeptvarianten miteinander verglichen und eine der Beiden für die weiteren Untersuchungen ausgewählt.

$z$	$m$ [mm]	$d_a$ [mm]	$a$ [mm]	$P_S$ [mm]	$d_{\text{SENSOR}}$ [mm]
7	0,648	5,830	0,200	3,0	21,58
14	0,5	8,000	0,381	2,0	23,54

**Tab. 4.2:** Die wichtigsten Eckdaten der Maßverkörperungen beider Auslegungsvarianten

Das Winkelsensorkonzept wurde entsprechend der Vorüberlegungen folglich in zwei alternativen Konfigurationen mit den Konfigurationsparametern aus Tab. 4.2 ausgelegt. Für die Konfiguration mit  $z = 14$  liegt der für den Angleich an den Sensorpitch des GLM712 nötige Arbeitsabstand bei  $a = 381 \mu\text{m}$ . Dieser Wert liegt im Bereich der Empfehlung von Sensitec, welcher sich nach Gl. 4.7 zu

$$a_{\text{opt},14} \approx \frac{P_Z}{5} = \frac{m_{14} \cdot \pi}{5} = \frac{0,5 \text{ mm} \cdot \pi}{5} = 0,314 \text{ mm} \quad (4.9)$$

berechnet. Da die Auswirkungen der stärkeren Maßkörperkrümmung bei  $z = 7$  auf die Messergebnisse im Vorfeld nicht abgeschätzt werden konnten, wurde dieser Maßkörper für einen geringeren Arbeitsabstand ausgelegt. Im Vergleich zu dem hier festgelegten Arbeitsabstand  $a = 0,200 \text{ mm}$  wird für ein Zahnrad mit dieser Zahnteilung nach Gl. 4.7 der Wert

$$a_{\text{opt},7} \approx \frac{P_Z}{5} = \frac{m_7 \cdot \pi}{5} = \frac{0,648 \text{ mm} \cdot \pi}{5} = 0,407 \text{ mm} \quad (4.10)$$

empfohlen.

Zur Vervollständigung sind hier noch weitere Designparameter für die Maßverkörperung angegeben. Es handelt sich dabei um die Zahnbreite  $w_z$ , die Zahnücke  $g_z$  und die Zahnhöhe  $h_z$  (siehe auch Abb. 4.3), für die in der Application Note [36] die Richtwerte

$$w_z \approx \frac{P_z}{3} \quad g_z \approx \frac{2P_z}{3} \quad h_z \geq \frac{P_z}{4} \quad (4.11)$$

vorgegeben sind. Diese wurden bei der Konstruktion der Maßverkörperung mit  $z = 7$  berücksichtigt. Die technische Zeichnung des Maßkörpers mit  $z = 7$  ist im Anhang unter Abschnitt A.2 zu finden.

## 5 Vermessung des Winkelsensorkonzeptes

In diesem Abschnitt wird zunächst auf den zur Datenaufnahme genutzten Messaufbau eingegangen, worauf das Messverfahren detailliert erläutert wird. Weiterhin erfolgt eine Analyse der Signalrohwerte, wodurch Rückschlüsse auf die Ursache einzelner Signalkomponenten ermöglicht werden. Im Anschluss wird eine Frequenzbereichsdarstellung dieser Rohwerte gezeigt und diskutiert.

### 5.1 Sensorteststand und Messkette

Für die Aufnahme der Messwerte wurde ein bereits vorhandener Sensorteststand genutzt, der innerhalb des Instituts hauptsächlich für die Kalibrierung bestehender Winkelsensorkonzepte verwendet wird.

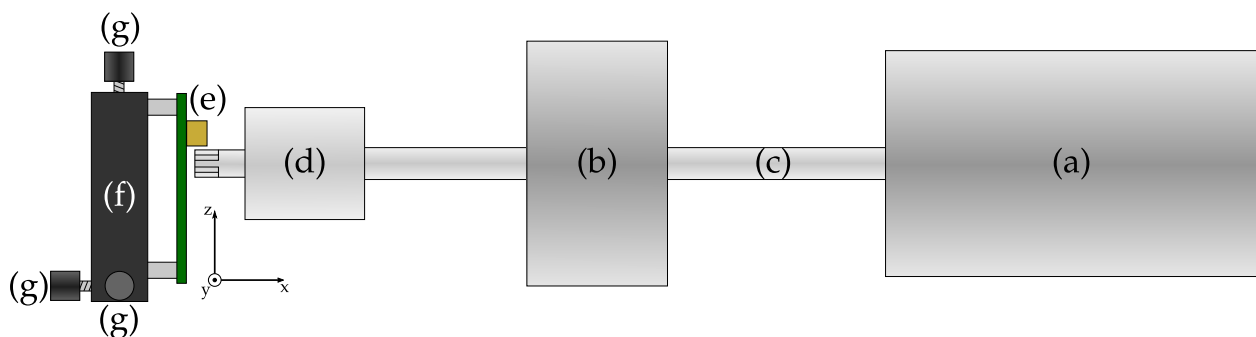


Abb. 5.1: Prinzipieller Aufbau des Sensorteststands

In Abb. 5.1 ist der Aufbau des Sensorteststandes skizziert. Dabei dreht eine mit einem Motor (a) verbundene Welle (c) sowohl den optischen Referenzencoder (b), als auch den Wellenadapter mit der Maßverkörperung (d) des Winkelsensorkonzeptes. Der GLM700 ist auf einer Trägerplatte aufgelötet (e), welche am Montageblock (f) angeschraubt ist. Durch die Mikrometerschrauben (g) lassen sich stufenlos

- die axiale Verschiebung  $d_x$  des Sensorelements in x-Richtung,
- dessen tangentielle Verschiebung  $d_y$  in y-Richtung und
- der Arbeitsabstand  $a$  in z-Richtung

verstellen. Ebenfalls in Abb. 5.1 abgebildet ist das linkshändige Koordinatensystem, welches dem Montageblock zugrunde liegt. Bilder des Sensorteststandes und der Testplatte sind in Abschnitt A.1 zu finden.

Bei dem Referenzencoder handelt es sich um ein Modell mit 4096 Strichen, dessen Ausgangssignal noch mit acht Bit interpoliert wird. Die Gesamtauflösung des Referenzencodersystems beträgt also 20 Bit pro mechanischer Umdrehung. Zur Messsignalerfassung dient ein Microcontrollerboard, das zusammen mit der Motoransteuerung des Sensorteststandes vom PC aus bedient werden kann. Wie in Abb. 5.2 zu sehen ist, besteht der Analogteil der Messkette aus einem Instrumentenverstärker, welcher aus dem differentiellen Ausgangssignal der Brückenschaltung

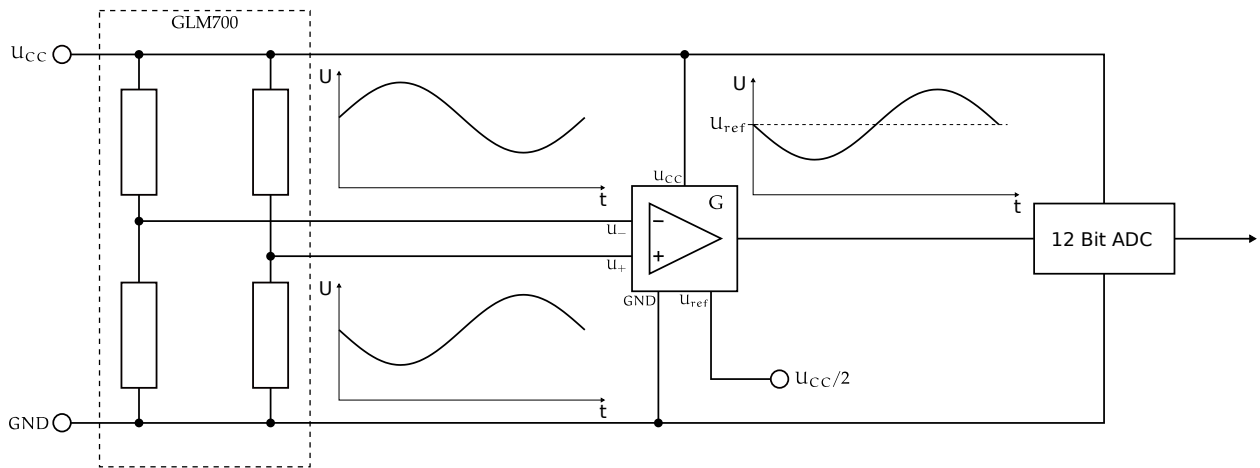


Abb. 5.2: Analogteil der Messkette einer Messbrücke am Sensorprüfstand für eine Signalspur.

ein amplitudenverstärktes asymmetrisches (*Single-Ended*) Signal erzeugt. Der Referenzspannungseingang des Instrumentenverstärkers ist mit der halben Versorgungsspannung  $U_{CC}/2$  verbunden, wodurch das Ausgangsspannungssignal um diesen Wert nach oben verschoben wird. Auf diese Weise werden negative Spannungen vermieden. Der Verstärkungsfaktor des Instrumentenverstärkers  $G$  muss über eine externe Beschaltung so eingestellt werden, dass das Ausgangssignal den linearen Bereich nicht verlässt. Es sollte allerdings mit Rücksichtnahme auf die Auflösung auch nicht zu klein sein. Die Digitalisierung des Signals erfolgt durch einen 12-Bit ADC, welcher sich zusammen mit dem Instrumentenverstärker auf dem Microcontrollerboard befindet. Die Verbindung zwischen ADC und Microcontroller ist durch einen digitalen Datenbus realisiert (SPI).

## 5.2 Messdatenaufnahme

Zur Vorbereitung der Vermessung wurde das Sensorelement in der Mittenposition über der Maßverkörperung platziert. Als Mittenposition wurde die  $y$ -Position des Sensorelementes definiert, an der die Amplituden der Grundwellen beider Signalspuren betragsmäßig gleich sind. Zur Erklärung muss auf Abschnitt 5.5 vorgegriffen werden, da hier der Betragsverlauf des auf eine mechanische Umdrehung bezogenen Rohsignalfrequenzspektrums diskutiert wird. Wird im Folgenden auf die Amplitude der Grundwelle Bezug genommen, dann ist damit nicht die Amplitude des Rohwertzeitverlaufes gemeint, sondern die Nutzsinalamplitude  $A_z$  (vgl. Abb. 5.9). Die Mittenposition entspricht der Nullposition der tangentialen Verschiebung  $d_y$ .

Für die Nullpunktreferenzierung des Arbeitsabstandes  $a$  wurde das Sensorelement mit Hilfe der  $z$ -Mikrometerschraube knapp über die Stelle eines mechanischen Kontaktes mit der Maßverkörperung ver-

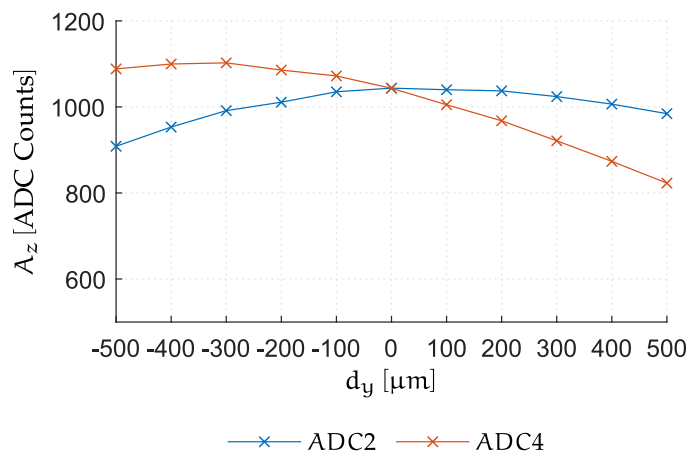


Abb. 5.3: Abgleich der Signalamplituden



fahren. Diese Einstellung wurde bei drehendem Motor durchgeführt, um die Exzentrizität im Lauf der Maßverkörperung zu berücksichtigen. Die Sensorverschiebung in x-Richtung (axiale Verschiebung) spielt im Rahmen dieser Arbeit nur eine untergeordnete Rolle, da deren Einflüsse in dem Intervall  $d_x = [-3 \dots -2]$  mm sehr gering sind (Messung und Beschreibung siehe Abschnitt A.4). Im Folgenden kann davon ausgegangen werden, dass die Messdatenaufnahme bei axialen Verschiebungen innerhalb dieses Intervalls erfolgte.

Mit den obigen Vorüberlegungen wurde das Verfahren zur Aufnahme der Messwerte wie folgt festgelegt:

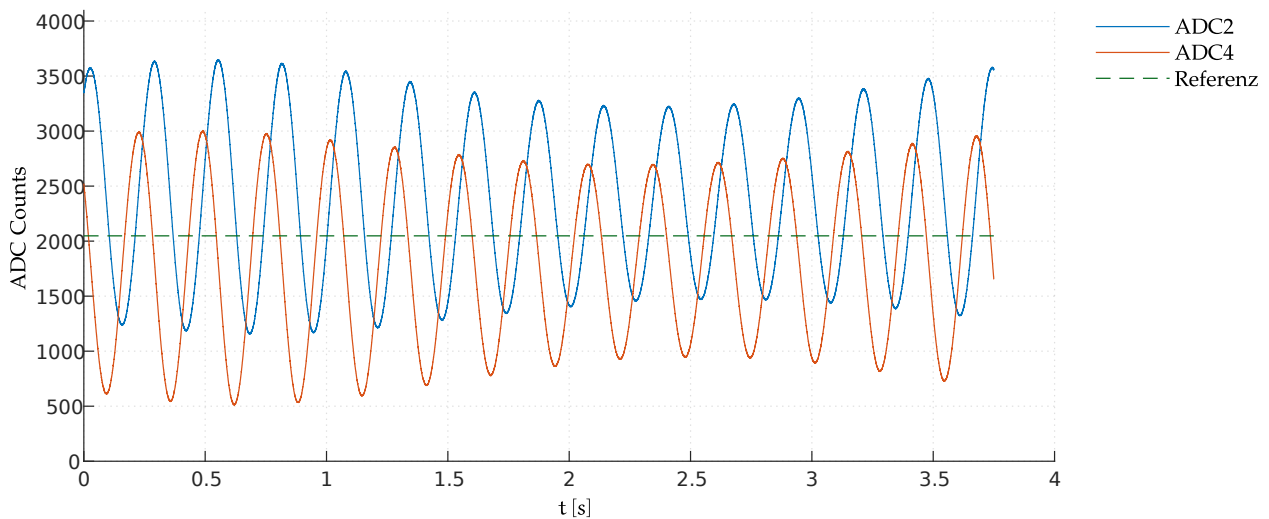
1. Einstellung eines definierten Arbeitsabstandes  $a$  relativ zum Nullpunkt zwischen dem Sensorelement und der Maßverkörperung.
2. Positionierung des Sensors bei  $d_y = 0 \mu\text{m}$ .
3. Über die y-Mikrometerschraube wird ausgehend von dieser Position die tangentielle Verschiebung  $d_y$  des Sensorelementes im Intervall  $[-500 \dots 500] \mu\text{m}$ , jeweils in Schritten von  $100 \mu\text{m}$ , variiert.
4. In jeder Position innerhalb dieses Intervalls werden die beiden Signalspuren des Sensors über mindestens eine volle mechanische Umdrehung der Maßverkörperung aufgezeichnet.

Die durch einen Durchgang der obigen Liste gewonnen Datensätze werden in einer Messreihe zusammengefasst. Jede Messreihe korreliert also mit den Datensätzen einer Einstellung für den Arbeitsabstand. Die Vermessung des Winkelsensorkonzeptes umfasst mehrere Messreihen für verschiedene Arbeitsabstände.

Die im Rahmen dieser Arbeit als positiv definierte Drehrichtung der Maßverkörperung ist in Abb. 4.3 dargestellt, worin der mechanische Drehwinkel als  $\varphi_m$  bezeichnet ist. Zu beachten ist hier: Der Blick fällt auf die Oberseite des Sensorelementes, er ist also in negative x-Richtung des in Abb. 5.1 definierten Koordinatensystems ausgerichtet.

Um das Vorgehen bei der Verarbeitung der Messdaten ab Abschnitt 6 verständlich herzuleiten, werden die Rohwerte der Signalspuren zunächst, unabhängig von ihrer späteren Zuordnung als Cosinus- oder Sinusspur, abstrakt als „ADC2“ und „ADC4“ bezeichnet. Die Messdaten von ADC2 stammen von der in Abb. 4.2 gekennzeichneten Messbrücke 1, dementsprechend spiegeln sich die Messungen aus Messbrücke 2 in ADC4 wieder.

### 5.3 Erste Vermessung des Winkelsensorkonzeptes



*Abb. 5.4: Sensorrohwertergebnisse der Messung mit dem 14-Zähne Zahnrad als Maßkörper*

Abb. 5.4 zeigt ein Messergebnis mit der in den obigen Abschnitten erläuterten Messkonfiguration. Wie in Abschnitt 4.4 bereits erwähnt, wurde das Sensorkonzept zunächst mit einem Zahnrad mit 14 Zähnen als Maßverkörperung vermessen. Am Grundwellenanteil des Signals ist erkennbar, dass etwas mehr als eine volle mechanische Umdrehung im Diagramm abgebildet wird. Als Rahmenbedingung waren dabei der Arbeitsabstand auf  $a = 200 \mu\text{m}$  sowie die tangentielle Verschiebung des Sensorelementes auf  $d_y = 0 \mu\text{m}$  eingestellt. Da die Referenzspannung nicht Teil der Messwertaufnahme ist (vgl. Abb. 5.2), ist hier und in den folgenden Messdatenvisualisierungen eine grün gestrichelte Mittenreferenz bei 2048 ADC Counts abgebildet. In Abb. 5.4 lassen sich mehrere Störeinflüsse erkennen, welche die Grundwelle überlagern:

1. Ein konstanter vertikaler Versatz der Signalspuren von der Mittenreferenz. Dieser Versatz wird im Folgenden als „statischer Offset“ der Signalrohwerter bezeichnet.
2. Eine Modulation der Signalamplitude, welche augenscheinlich eine Periodizität von 1 Hz aufweist.
3. Bei genauerer Betrachtung fällt auf, dass der gesamte Signalverlauf einmal pro mechanischer Umdrehung schwingt. Das kann in Abb. 5.4 z. B. im Verlauf von ADC4 an der Stelle erkannt werden, an welcher der Stauchungseffekt durch die Amplitudenmodulation am größten ist. Hier scheint der obere Spitzenwert im Vergleich zum Unteren leicht von der Signalmittellinie aus nach oben versetzt zu sein.

#### 5.3.1 Statischer Offset

Der in Abb. 5.4 zu beobachtende statische Offset entspricht der Summe der Offsetabweichungen in der Messkette. Als mögliche Einflussgrößen sind z. B. Abweichungen in der Höhe der Referenzspannung und Offsetabweichungen in den Instrumentenverstärkern zu nennen. Auch die Signaloffsets des Sensorelements, welche für den GLM712 in [37] mit  $\pm 3,5 \text{ mV/V}$  angegeben

werden, fließen ein. Es zeigt sich allerdings, dass die Stärke der Einflussfaktoren zu gering ist, um die Höhe des gemessenen statischen Offsets zu erklären. Das bedeutet, dass es sich bei diesem um einen systematischen Störeinfluss des Winkelsensorkonzeptes handelt.

Eine schlüssige Erklärung der Ursache ist, dass sich im statischen Offset die Krümmung der Maßverkörperung abbildet. Bedingt durch die Tatsache, dass die Messbrücken auf dem Sensorchip räumlich verteilt sind, befinden sich die äußeren Sensorhalbbrücken in einem stärker durch die Maßkörperkrümmung beeinflussten Magnetfeld. Damit geht eine konstante „Vorspannung“ einher. Aus Abb. 5.5, welche den Verlauf der statischen Offsets einer Messreihe über das Intervall  $d_y = [-500 \dots 500] \mu\text{m}$  abbildet, ergibt sich ein Beleg für die genannte Darstellung. Anhand des Offsetverlaufes von ADC4 ist z.

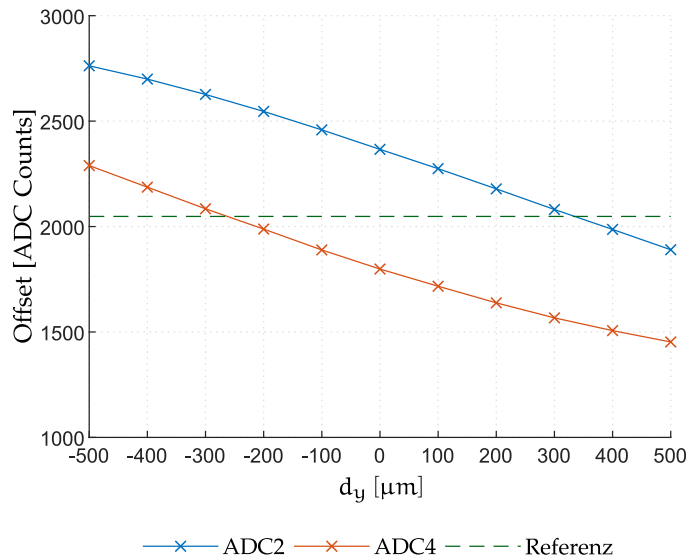


Abb. 5.5: Offsetverlauf über  $d_y$

B. erkennbar, dass dieser zunimmt, je weiter sich die Messbrücke 2 vom Maßkörper entfernt. Diese Beobachtung passt zur Position der Messbrücke 2 auf dem Sensorchip in Abb. 4.2b, sofern für die Verschiebung des Koordinatensystem des Sensorteststandes in Abb. 5.1 beachtet wird. Der Offset von ADC2 nimmt indes bis zum Schnittpunkt mit der Mittenreferenz ab, da das Zahnrad hier Richtung Mittelpunkt der Messbrücke 1 rückt.

Wie an den Kennlinien auch zu sehen ist, schneiden diese die Referenzlinie an Punkten, die asymmetrisch zur Mittellinie an  $d_y = 0 \mu\text{m}$  verteilt sind. Daran sind die neben dem statischen Offset durch die Maßkörperkrümmung vorhandenen weiteren Offsets – z. B. die des Sensorelementes – zu erkennen. Auch verschiedene Empfindlichkeiten der Messbrücken machen sich hier bemerkbar. Grundsätzlich kann ein rein statischer Offset leicht durch Abziehen des Mittelwertes aus dem Signal herausgerechnet werden. Ein negativer Einfluss entsteht aber durch die Begrenzung der Signalamplitude auf die Gesamtauflösung des Systems.

### 5.3.2 Modulation der Signalamplitude

Der Ursprung dieser Signalstörung kann über die Deutung ihrer Frequenz bestimmt werden. Da die Signalamplitude einmal pro mechanischer Umdrehung des Zahnrades moduliert wird, liegt es nahe, dass dieser Effekt mit Rundlaufungenauigkeiten der Maßverkörperung erklärt werden kann.

In Abb. 5.6a ist der Betragesverlauf der Grundwellenamplitude in Abhängigkeit zum Arbeitsabstand  $a$ , bei jeweils konstantem  $d_y = 0 \mu\text{m}$  gezeigt. Wie hier erkannt werden kann, ist die Grundwellenamplitude in einem erheblichen Maße vom Arbeitsabstand abhängig. Da durch einen ungenauen Rundlauf der Arbeitsabstand periodisch moduliert wird, ist der beobachtete Störeffekt im Signal zu erwarten.

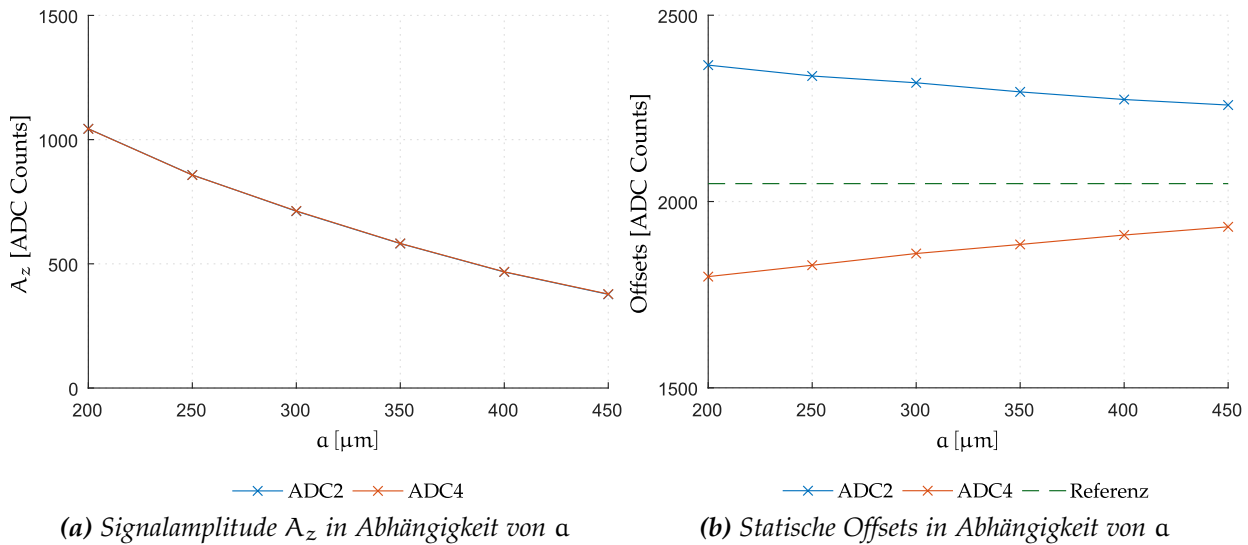


Abb. 5.6

Die Befestigung des Maßkörpers auf der Welle des Sensorteststandes erfolgt durch einen Spannsatz, der in den Wellenadapter eingeschoben wird (siehe Abschnitt A.1). Trotz der Zentrierung des Spannsatzes durch einen konischen inneren Aufbau verbleiben erhebliche Ungenauigkeiten im Rundlauf der Maßverkörperung. Diese direkt am Maßkörper zu messen ist jedoch schwierig, sodass sie anhand der Kurvenverläufe von Abb. 5.4 und Abb. 5.6a abgeschätzt wurden. Die Varianz im Arbeitsabstand auf Grund der Rundlaufungenauigkeit liegt damit im Bereich von  $\Delta a \approx 110 \mu\text{m}$ .

### 5.3.3 Schwingender Offset

Der schwingende Offset ist in Abb. 5.4 bei genauerem Hinsehen dadurch zu erkennen, dass das gesamte Signal einmal pro mechanischer Umdrehung gehoben und gesenkt wird. Dieser Störeinfluss tritt zwar im Signal weitaus schwächer auf als der statische Offset, jedoch kann er wegen seiner dynamischen Natur nicht einfach durch Mittelwertbildung entfernt werden. Wie schon bei der Modulation der Signalamplitude liegt angesichts der Frequenz der Verdacht nahe, dass die Ursache des schwingenden Offsets ebenfalls in der Rundlaufungenauigkeit der Maßverkörperung liegt. Es erscheint daher sinnvoll, den Verlauf des statischen Offsets beider Signalspuren in Abhängigkeit vom Arbeitsabstand zu betrachten (Darstellung siehe Abb. 5.6b). Auch hier ist eine Abhängigkeit erkennbar. Daraus resultiert, wie letztendlich im Signal beobachtet, ein in Folge des periodischen z-Versatzes durch die exzentrische Bewegung der Maßverkörperung schwingender Offsetanteil. Unter Berücksichtigung von Abschnitt 5.3.1 ist anzunehmen, dass auch die durch die Exzentrizität bedingte periodische tangentielle Maßkörperverschiebung einen ähnlichen Einfluss ausübt. Die im Signal beobachtete Offsetschwingung ist somit als Überlagerung dieser beiden Mechanismen zu verstehen.

### 5.3.4 Diskussion der Messergebnisse

Zusammengefasst konnten die in den vorherigen Abschnitten vorgestellten Messergebnisse des Sensorkonzeptes mit dem 14-Zähne Zahnrad positiv bewertet werden. Während einerseits bei

den systematischen Störeinflüssen durch gezielte Maßnahmen, z. B. durch eine Verminderung der Rundlaufungenauigkeiten noch Spielraum zur Verbesserung besteht, zeigen die Messungen andererseits eine klare Nutzsignalamplitude.

Wie bereits im einleitenden Abschnitt dargelegt, dienen die mit Hilfe des Zahnrades mit 14 Zähnen gewonnen Messergebnisse als Grundlage zur Abschätzung, ob mit einer Maßverkörperung mit nur sieben Zähnen sinnvolle Ergebnisse erzielt werden können. Nach Beurteilung der bisherigen Messergebnisse ist zu erwarten, dass hier auf Grund des noch kleineren Außendurchmessers (vgl. Tab. 4.2) und der räumlich weiter verteilten Messbrücken im GLM713 ein größerer statischer Offset auftritt.

Da mit der 7-Zähne Maßverkörperung allerdings eine absolute Messung über den vollen Feldwinkelbereich des Motors möglich ist, wurde entschieden, diese Maßverkörperung im Hause anfertigen zu lassen und das Sensorkonzept damit zu vermessen.

#### 5.4 Maßverkörperung mit sieben Zähnen

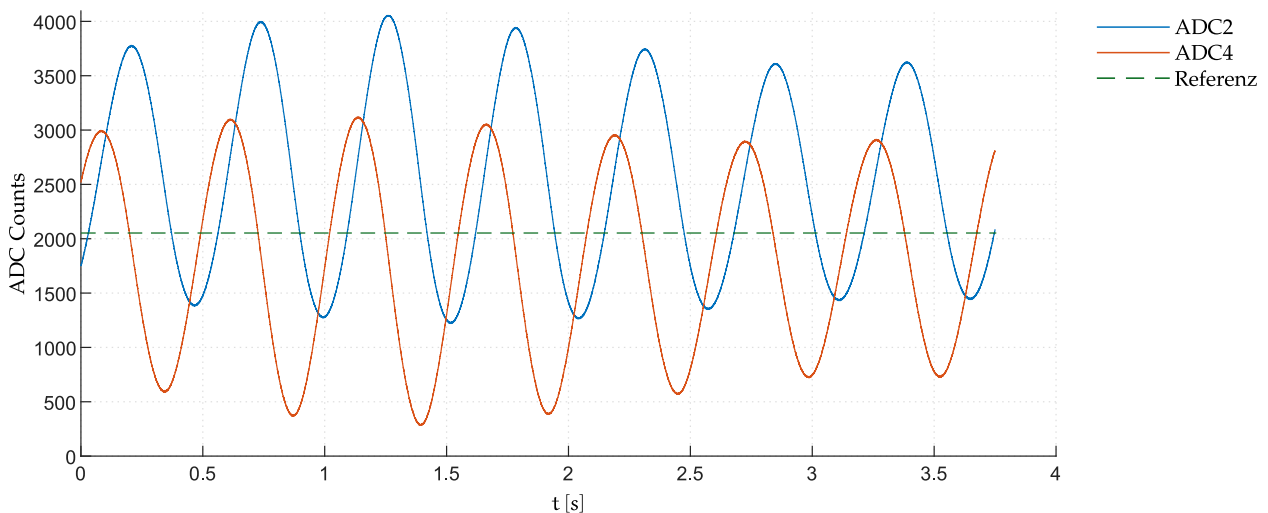


Abb. 5.7: Sensorrohwwerte bei der Maßverkörperung mit  $z = 7$  ( $a = 200 \mu\text{m}$  und  $d_y = 0 \mu\text{m}$ )

Verglichen zu den im vorigen Abschnitt präsentierten Messergebnissen zeigt sich in Abb. 5.7 zunächst eine deutlich größere Signalamplitude. Im Sensordatenblatt [37] werden für GLM712 und GLM713 die selben Sensorempfindlichkeiten angegeben und auch an der Messkette wurden keine Veränderungen vorgenommen. Die eigengefertigte Maßverkörperung ist ebenso wie das zugekaufte Zahnrad aus Automatenstahl (1.0718) gefertigt und die Messungen erfolgten bei annähernd gleichen axialen Verschiebungen  $d_x$ . Dass die Signalamplitude bei der Maßverkörperung mit sieben Zähnen höher ist, muss folglich auf deren Form zurückzuführen sein.

In Abschnitt 5.3.4 wurde bereits erwartet, dass der statische Offset wegen der größeren Maßkörperkrümmung ebenfalls höher ist. Das soll nun anhand von Messdaten nachvollzogen werden.

In Abb. 5.8 sind die Verläufe der statischen Offsets in Abhängigkeit zum Arbeitsabstand aufgetragen. Die Messwerte von ADC2 sind blau, jene von ADC4 rot. Die durchgezogenen Linien repräsentieren die Messungen mit der Maßverkörperung mit  $z = 14$ , die gestrichelten die der Messungen mit  $z = 7$ . Die Mittenreferenz ist wieder als dunkelgrüne, gestrichelte Linie dargestellt. Bei den

Messungen wurde die tangentielle Verschiebung auf  $d_y = 0 \mu\text{m}$  konstant gehalten. Es fällt auf, dass die gestrichelten Verläufe weiter nach oben verschoben sind als die Durchgezogenen. Wie bereits erwähnt, wurde der Sensor als zentriert über dem Maßkörper betrachtet, wenn die Grundwellenamplituden von ADC2 und ADC4 denselben Wert annehmen. Sind die Empfindlichkeiten der Messbrücken – z. B. auf Grund von Fertigungstoleranzen – nicht gleich, dann weicht die Position des Maßkörpers bei  $d_y = 0 \mu\text{m}$  unter dem Sensor vom Mittelpunkt des Sensorchips ab. Durch diese Verschiebung wird nach Abschnitt 5.3.1 der statische Offset der Messbrücke erhöht.

Bis ca.  $350 \mu\text{m}$  ist der Abstand der beiden Verläufe zueinander für  $z = 7$  größer, die Erwartung eines höheren Offsets für diesen Bereich somit bestätigt. Danach sinken die statischen Offsets noch weiter ab als bei  $z = 14$ , was für eine homogenere Feldverteilung in diesem Bereich spricht. Die weiteren, bereits in Abschnitt 5.3 diskutierten Störeffekte der zyklischen Amplitudenmodulation und des schwingenden Offsets finden sich wie erwartet auch in diesen Messungen wieder, sodass eine erneute Diskussion an dieser Stelle nicht notwendig ist.

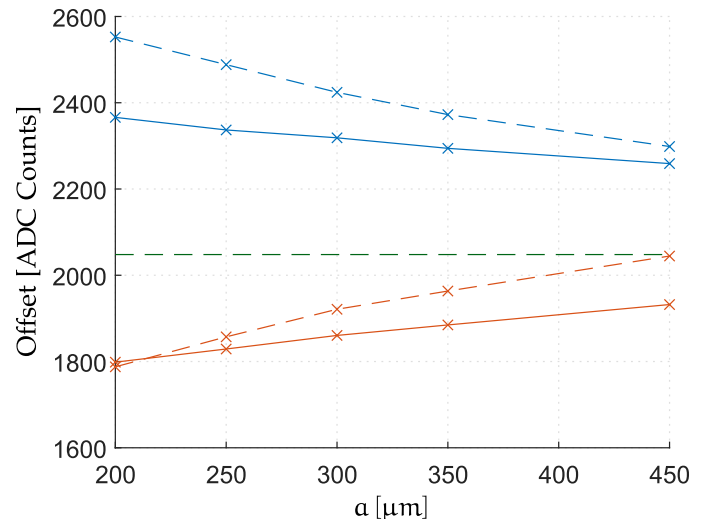
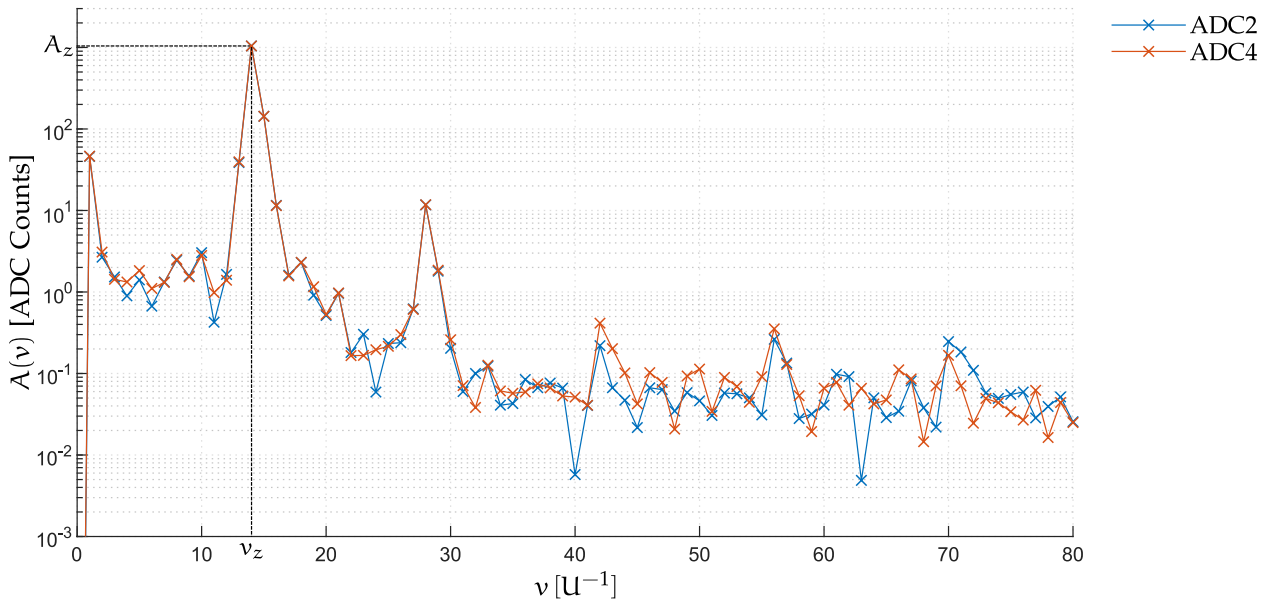


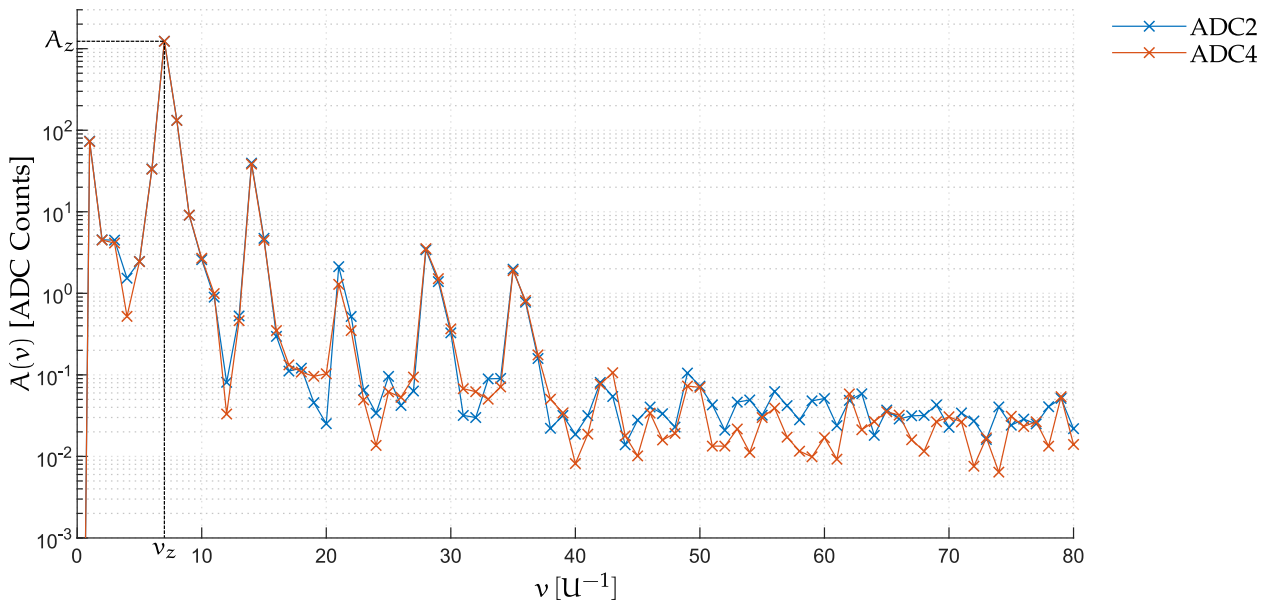
Abb. 5.8: Vergleich der Offsets beider Maßkörper in Abhängigkeit von  $a$

### 5.5 Rohwerte im Frequenzbereich

Eine genauere Analyse der gemessenen Signalverläufe ist nach deren Transformation in den Frequenzbereich mittels der Fast-Fourier-Transformation (FFT) möglich. Um aus dem Frequenzspektrum aussagekräftige Ergebnisse ableiten zu können, muss das Signal auf genau eine mechanische Umdrehung bezogen werden. Auf Grund dieser Winkelreferenz wird bei einem solchen Spektrum nicht von einem Frequenzspektrum mit Bezug auf die Frequenz  $f$  in [Hz], sondern von einem Ordnungsspektrum mit der Einheit  $[U^{-1}]$  auf der Abszisse gesprochen (vgl. [16, S. 29]).



(a) Maßverkörperung mit  $z = 14$



(b) Maßverkörperung mit  $z = 7$

**Abb. 5.9:** Ordnungsspektren der Rohwerte ohne statische Offsets, ( $a = 200 \mu\text{m}$  und  $d_y = 0 \mu\text{m}$ )

Die Ordnungszahl  $\nu = 1 \text{ U}^{-1}$  entspricht also derer einer mechanischen Umdrehung, wodurch die Wahl der Einheit zu erklären ist. Als Winkelreferenz dient der am Sensorteststand montierte optische Referenzencoder. Da der statische Offset für die weitere Datenverarbeitung keine Rolle spielt, wurde dieser vor der Transformation des Signals in den Frequenzbereich durch das Abziehen des Mittelwertes aus dem Signal entfernt.

Die beiden Graphen aus Abb. 5.9 zeigen die Betragsverläufe im Frequenzbereich der Signale aus Abb. 5.4 und Abb. 5.7 respektive. Abschnitt A.6.1 können die Werte der Grundwellenamplituden und der größten Störeinflüsse für  $z = 7$  entnommen werden.

Der größte Anteil ist wie erwartet derjenige der jeweiligen Grundwelle, während der Level des Grundrauschens in beiden Fällen relativ niedrig ist. Die Periodizität des schwingenden Offsets entspricht einer mechanischen Umdrehung, daher findet sich dieser Anteil im Ordnungsspektrum bei der Ordnungszahl  $\nu = 1 \text{ U}^{-1}$  wieder.

Im Kontrast zum Idealfall, bei welchem nur ein Datenpunkt bei der Grundwelle für sich allein stünde, ist zu erkennen, dass das Ordnungsspektrum in diesem Bereich aufgeweitet ist. Wie sich zeigt, treten die seitlichen Störfrequenzen in Folge der im Abschnitt 5.3.2 diskutierten Amplitudenmodulation durch die Exzentrizität des Maßkörperrundlaufes auf.

Der Nachweis dafür kann über die mathematische Beschreibung eines vereinfachten amplitudenmodulierten Signals erfolgen. Für das Modell wird ausschließlich die Amplitudenmodulation der Grundwelle betrachtet, alle anderen Störeinflüsse spielen keine Rolle. Das Nutzsinal  $s_z$ , welches im realen Signal die Zahnperiode abbildet, lässt sich in Abhängigkeit der mechanischen Winkelgeschwindigkeit  $\omega_m$  durch

$$s_z(t) = A_z \cdot \cos(z \cdot \omega_m t + \theta_z) \quad (5.1)$$

- $A_z$  : Nutzsinalamplitude
- $\theta_z$  : Nullphasenwinkel des Nutzsignals
- $z$  : Zähnezahzahl der Maßverkörperung

beschreiben. Das Störsignal, welches die Amplitude moduliert, ist gegeben durch

$$s_{\text{mod}}(t) = A_{\text{mod}} \cdot \cos(\omega_m t + \theta_{\text{mod}}) \quad (5.2)$$

- $A_{\text{mod}}$  : Signalamplitude des modulierenden Signals
- $\theta_{\text{mod}}$  : Nullphasenwinkel des modulierenden Signals

Dadurch wird die Periodizität des Störsignals mit einer mechanischen Umdrehung modelliert. Bei der Multiplikation von Nutz- und Störsignal muss beachtet werden, dass für die korrekte mathematische Beschreibung ein Gleichanteil in Höhe der Nutzsinalamplitude zum Störanteil addiert werden muss. Mit  $m = \frac{A_z}{A_{\text{mod}}}$  folgt dann

$$s(t) = A_z \cdot [\cos(z \cdot 2\omega_m t + \theta_z) \cdot (1 + m \cdot \cos(\omega_m t + \theta_{\text{mod}}))] \quad (5.3)$$



Mit z. B. [41, S. 97],

$$\cos x_1 \cdot \cos x_2 = \frac{1}{2} [\cos (x_1 - x_2) + \cos (x_1 + x_2)] , \quad (5.4)$$

kann Gl. 5.3 umgestellt werden zu

$$\begin{aligned} s(t) = A_z \cdot \cos (z \cdot \omega_m t + \theta_z) + \frac{1}{2} A_{\text{mod}} \cdot \cos ((z - 1) \cdot \omega_m t + (\theta_z - \theta_{\text{mod}})) \\ + \frac{1}{2} A_{\text{mod}} \cdot \cos ((z + 1) \cdot \omega_m t + (\theta_z + \theta_{\text{mod}})) . \end{aligned} \quad (5.5)$$

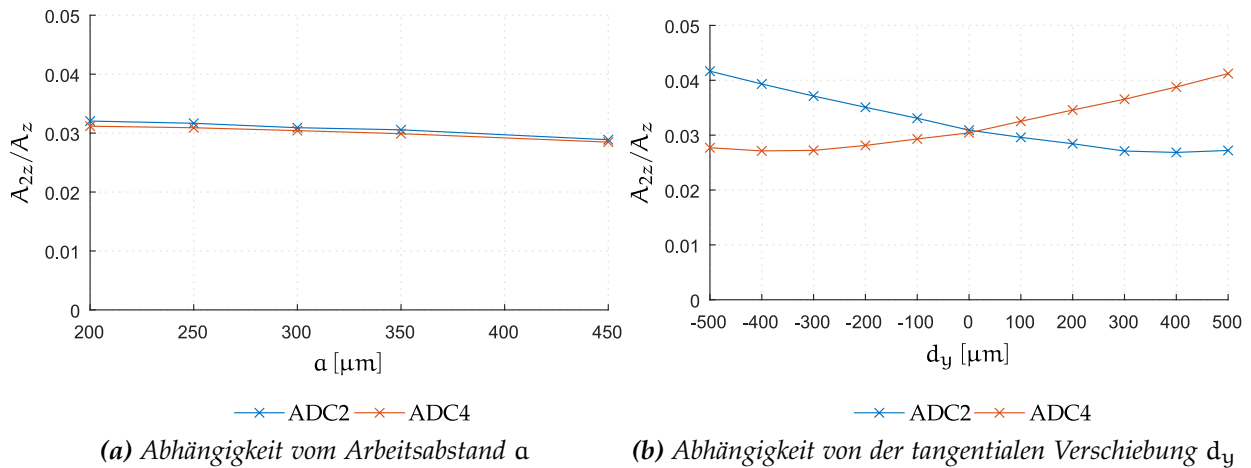
Da  $s(t)$  in der Darstellung von Gl. 5.5 eine Summe von sinusförmigen Termen ist, kann es als Ordnungsspektrum der amplitudenmodulierten Grundwelle interpretiert werden. Der zweite und der dritte Term zeigen dabei, weshalb sich die mit der mechanischen Drehfrequenz periodische Amplitudenmodulation im Frequenzbereich bei den Ordnungszahlen unmittelbar neben der Grundwelle auswirken. Allerdings liefert der gefundene Zusammenhang noch keine Begründung für die asymmetrische Verteilung der Amplituden, welche in den Ordnungsspektren beobachtet werden kann. Es muss also noch mindestens ein zusätzlicher Einfluss vorhanden sein, der das Spektrum in diesem Bereich verzerrt.

Weitere Störspitzen finden sich in beiden Spektren bei den Ordnungen, welchen den höheren Harmonischen der Grundwelle entsprechen. Da sich jedes periodische Signal als Summe von sinusförmigen Schwingungen erzeugen lässt (Fourier-Synthese) [42, S. 455], können die im Signal vorhandenen Oberwellen als Maß für die Verzerrung des Gesamtsignals von der reinen Sinusform betrachtet werden. Im Spektrum für den Maßkörper mit  $z = 7$  kann ein höherer Oberwellenanteil festgestellt werden, wofür im Wesentlichen zwei Ursachen in Frage kommen:

1. Die Krümmung des Maßkörpers und die damit einhergehende Verzerrung des Magnetfeldes am Sensorchip von der Sinusform.
2. Die Zahnform der Maßverkörperung, welche sich von der des Zahnrades deutlich unterscheidet.

Der Verlauf des Amplitudenverhältnisses von erster Oberwelle  $A_{2z}$  zur Grundwelle  $A_z$  nach Abb. 5.10 lässt einen Rückschluss auf die Ursache der Signalverzerrung zu. Dessen Abhängigkeit vom Arbeitsabstand ist in Abb. 5.10a dargestellt, während das Diagramm in Abb. 5.10b die Abhängigkeit von der  $y$ -Position  $d_y$  bei festgelegtem  $a = 300 \mu\text{m}$  abbildet. Die dargestellten Daten sind den Messreihen mit der Maßverkörperung mit  $z = 7$  entnommen. Da erwartet wird, dass die Zahnform in zunehmendem Abstand zur Maßverkörperung einen abnehmenden Einfluss auf die Form des Magnetfeldes hat, sollte auch die Oberwellenamplitude im Verhältnis zur Signalamplitude kleiner werden. Anhand der Messdaten, welche in Abb. 5.10a aufgetragen sind, lässt sich aber praktisch kein Einfluss des Arbeitsabstandes feststellen.

Wird das Sensorelement bei festem  $a$  allerdings in  $y$ -Richtung gegenüber dem Maßkörper verschoben, so ändert sich auch das Amplitudenverhältnis nicht unerheblich. An der Stelle  $d_y = 0 \mu\text{m}$  liegt  $A_{2z}/A_z$  bei ca. 0,03 und ändert sich bis  $|d_y| = 500 \mu\text{m}$  um bis zu ca. 40%. Zudem verhält sich die Änderung wie erwartet (vgl. auch die Ausführungen in Abschnitt 5.3.1): Das Amplitudenverhältnis des mit Messbrücke 2 verbundenen ADC 4 steigt, wenn sich der Maßkörper von der Brücke entfernt und damit eine höhere Signalverzerrung erwartet werden kann. Basierend



**Abb. 5.10:** Verhältnis der ersten Oberwelle zur Grundwelle

auf diesen Überlegungen ist es sehr wahrscheinlich, dass die Oberwellen auf die Krümmung der Maßverkörperung zurückzuführen sind.

Die weiteren Harmonischen der Grundwelle sind bei beiden Ordnungsspektren in Abb. 5.9 von kleiner Bedeutung, weshalb diese im Folgenden nicht weiter diskutiert werden.

## 6 Anwendung des Sensorkonzeptes zur Motorkommutierung

In diesem Abschnitt wird auf Grundlage der in Abschnitt 5 gezeigten Messwerte die Berechnung des Drehwinkels durchgeführt. Des Weiteren erfolgt eine Analyse des Winkelfehlers, welcher auf Grund der ebenfalls im vorigen Abschnitt diskutierten Störeffekte auftritt. In den weiteren Schritten wird das Konzept im Einsatz als Motorkommutierungssensor simulativ untersucht und mit der Hallsensorlösung verglichen.

Wie in Abschnitt 5 dargelegt wurde, ergeben sich durch die Verwendung des Maßkörpers mit sieben Zähnen höhere störende Einflüsse in den Signalrohwerten. Da so die Anforderung nach der eindeutigen Winkelbestimmung im gesamten Feldwinkelbereich erfüllt wird, ist diese Sensorvariante dennoch zu bevorzugen. Alle weiterführenden Untersuchungen nutzen daher die Messdaten des Maßkörpers mit sieben Zähnen, bei  $d_y = 0 \mu\text{m}$  und  $a = 200 \mu\text{m}$ . Der statische Offset wurde überdies vor der Weiterverarbeitung der Signale entfernt.

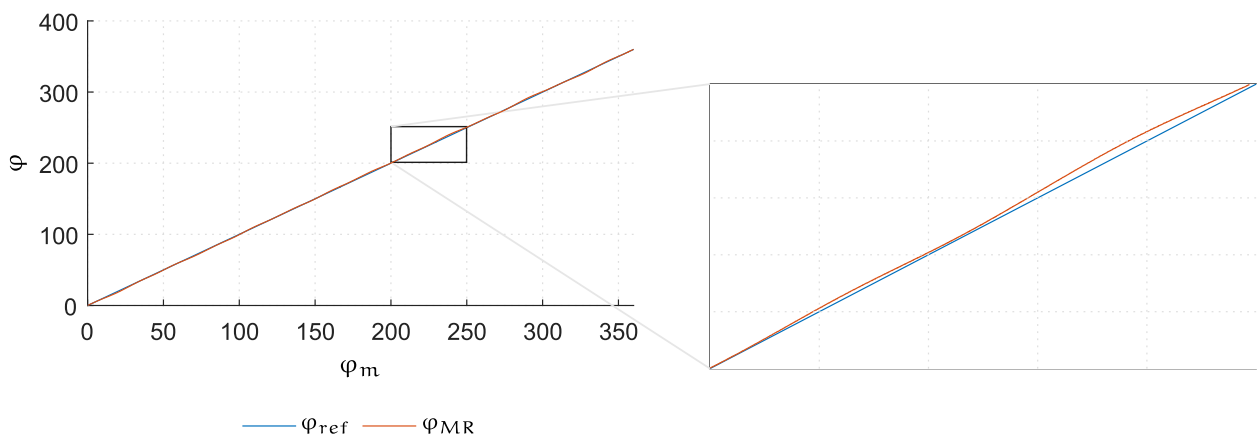
### 6.1 Drehwinkelberechnung

Die Bestimmung des Drehwinkels erfordert zunächst eine Zuordnung der Messsignale als Cosinus- und Sinusspur. Die in Abb. 5.7 gezeigten Signale wurden bei positiver Drehrichtung der Maßverkörperung (vgl.  $\varphi_m$  in Abb. 4.3) aufgezeichnet, daher eilt das Signal von ADC4 dem von ADC2 voraus. Diese Richtung wurde deswegen als positiv definiert, weil der optische Referenzencoder in dieser Richtung positiv zählt und so der Drehsinn des linkshändigen Koordinatensystems aus Abb. 5.1 um die x-Achse gewahrt bleibt. Zwischen Sinus und Cosinus gilt der Zusammenhang [41, S. 93]

$$\sin \theta = \cos \left( \theta - \frac{\pi}{2} \right). \quad (6.1)$$

Der Cosinus eines Winkels eilt dem Sinus des gleichen Winkels also voraus, demnach ist dem Signal von ADC4 der Cosinus zuzuordnen. Diese Signale werden zur weiteren Datenverarbeitung von nun an als  $s_s$  und  $s_c$  für die Sinus- und Cosinusspur bezeichnet.

Die Drehwinkelberechnung aus den beiden Signalspuren erfolgt direkt über die  $\arctan2$ -Funktion.



**Abb. 6.1:** Berechneter Drehwinkel  $\varphi_{MR}$  im Vergleich zum wahren Drehwinkel

Im Gegensatz zur normalen, mathematischen  $\arctan$ -Funktion kennt diese Funktion als Wertebereich das gesamte Winkelintervall im Bereich  $[-\pi \dots \pi]$  (vgl. z. B. [43]). Damit aus dem

Ergebnis der  $\arctan2$ -Funktion ein kontinuierliches Winkelsignal gewonnen werden kann, muss die Auswertelogik die Unstetigkeiten beim Überlauf des Wertebereichs herausrechnen. Dieser Datenverarbeitungsschritt wird im Folgenden als „Carry Forward“ des Winkelsignals bezeichnet. Für die Motorkommutierung spielen diese Überläufe bei Verwendung des Maßkörpers  $z = 7$  indes keine Rolle, da jeder Zahnposition ein eindeutiger Winkel im Feldwinkelbereich zugeordnet werden kann.

Abb. 6.1 bildet den aus den beiden Messsignalen errechneten Winkel über eine volle mechanische Umdrehung im Vergleich zum Winkel des Referenzencoders ab. Es zeigt sich, dass schon aus den ansonsten unkorrigierten Signalen ein in Bezug auf den mechanischen Drehwinkel relativ genaues Winkelsignal berechnet werden kann.

## 6.2 Beurteilung des Sensorkonzeptes anhand des Winkelfehlers

Zunächst soll die Eignung des Winkelsensorkonzeptes als Motorkommutierungssensor einer ersten Beurteilung anhand des Winkelfehlers unterzogen werden. Mit Bezug auf eine mechanische Umdrehung des Maßkörpers ergibt sich dieser aus der Differenz der Signale, welche in Abb. 6.1 aufgetragen sind:

$$\Delta\varphi(\varphi_m) = \varphi_{\text{ref}}(\varphi_m) - \varphi_{\text{MR}}(\varphi_m). \quad (6.2)$$

In dieser Gleichung sind bereits die Größen als Momentanwerte mit Bezug auf  $\varphi_m$  gekennzeichnet. Hier muss betont werden, dass die Größen somit nicht im Zeitbereich, sondern im sogenannten Winkelbereich dargestellt sind (vgl. [16, S. 29]). Die Überführung der zeitbezogenen Messwerte in den Winkelbereich wird durch den Referenzencoder ermöglicht, dessen Ausgangssignal die Referenz für eine volle mechanische Umdrehung bildet. Da die Messwerte an einem motorisierten Prüfstand aufgenommen wurden, der eine gleichmäßige Drehung der Maßverkörperung ermöglicht, kann die Abszisse der Diagramme mit dem Drehwinkel beschriftet werden.

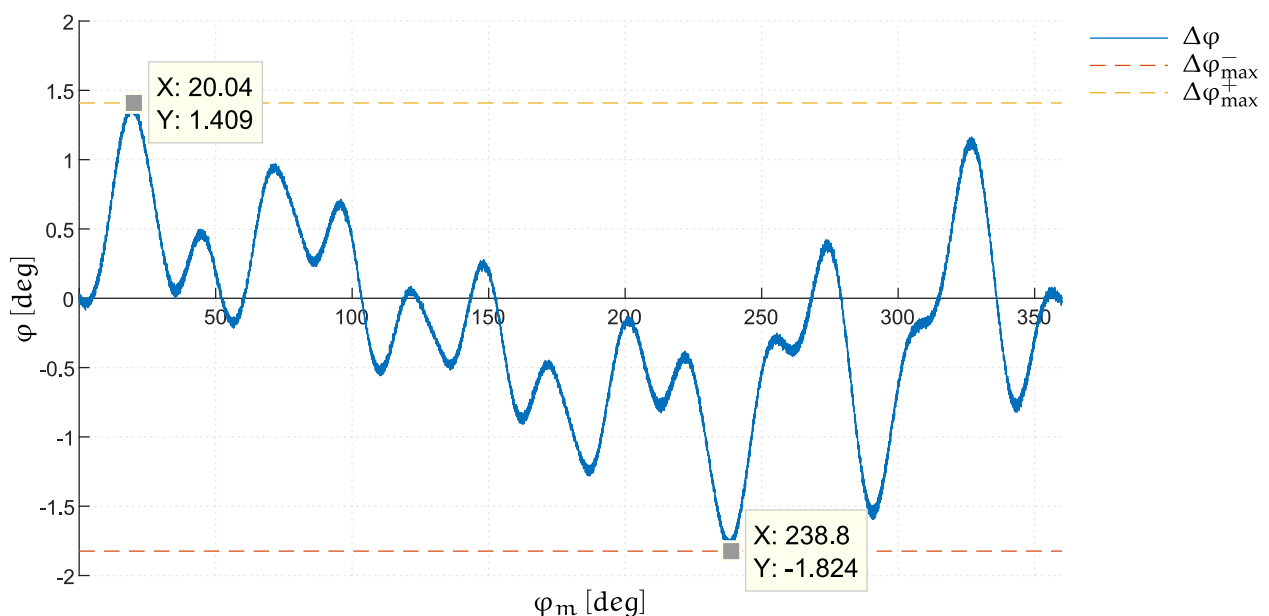


Abb. 6.2: Winkelfehler  $\Delta\varphi(\varphi_m)$  des Sensorkonzeptes über eine mechanische Umdrehung

Der Winkelfehlerverlauf von  $\Delta\varphi$  ist in Abb. 6.2 abgebildet. Es ist erkennbar, dass sich der Fehler des aus den Winkelsensorsignalen berechneten Winkels im Bereich von ca.  $+1,4^\circ$  und  $-1,8^\circ$  bewegt. Da für die Motorkommutierung nur der Winkelfehler mit Bezug auf den Feldwinkelbereich  $\Delta\varphi_e$  entscheidend ist, muss  $\Delta\varphi$  nach Gl. 3.18 noch mit der Polpaarzahl  $p$  des Motors multipliziert werden. Bei dieser Winkelsensorvariante ist damit der elektrische Winkelfehlerbereich mit

$$\Delta\varphi_{e,\max} = (\Delta\varphi_{\max}^+ - \Delta\varphi_{\max}^-) \cdot p = (1,4^\circ - (-1,8^\circ)) \cdot 7 = 22,7^\circ \quad (6.3)$$

zu beziffern. Im Vergleich zur Six-Step Kommutierung mittels Hallsensoren ist der Winkelfehlerbereich des Feldwinkels auf ca.  $1/3$  reduziert (vgl. Abschnitt 3.2.3).

### 6.3 Vergleich zur Motorkommutierung mittels Hallsensoren

Neben dem Ziel, ein grundsätzliches Verständnis für das Winkelsensorkonzept zu erlangen, ist als Ergebnis dieser Arbeit auch eine Aussage über die Eignung als Motorkommutierungssensor gefordert. Da die Motoren der in Abschnitt 2.2 gezeigten Zielanwendungen unter Nutzung von Hallsensoren kommutiert werden, ist dieses Ergebnis anhand eines Vergleiches mit der bestehenden Lösung abzuleiten. Die dafür erforderliche Hardware konnte zum Zeitpunkt der Bearbeitung nicht zur Verfügung gestellt werden; deshalb wurde in MATLAB/Simulink ein Simulationsmodell des Antriebs zum Vergleich der Winkelsensoren erstellt. Eine Abbildung des Simulationsmodells befindet sich in Abschnitt A.5.

Zunächst werden die einzelnen Module dieses Modells unter Bezugnahme auf die eben erwähnte Grafik und das Vorwissen des Grundlagenkapitels in Abschnitt 3.1 ausführlich beschrieben. Das Verfahren zur Durchführung der Simulationen, die Bewertungskriterien sowie die daraus folgenden Ergebnisse werden anschließend in Abschnitt 6.3.6 präsentiert.

#### 6.3.1 Motormodell

Das Motormodell entspricht einer algorithmischen Implementierung des in Abb. 3.4 gezeigten Raumzeigerersatzschaltbildes des BLDCs im statorfesten Koordinatensystem. Die Parametrierung des Motormodells erfolgt durch ein MATLAB-Skript, sodass auf einfache Weise verschiedene Motoren simuliert werden können.

Die aus dem Ersatzschaltbild abgeleitete Modellgleichung wurde bereits in den Grundlagen eingeführt:

$$\underline{u}_S^s = R_S \cdot \underline{i}_S^s + L_S \cdot \frac{d\underline{i}_S^s}{dt} + j\omega_e \underline{\Psi}_p^s. \quad (6.4)$$

Da die Simulation einer Motorlast für diese Aufgabe nicht erforderlich ist und um das Simulationsmodell so einfach wie möglich zu halten, ist es auf das durch Gl. 6.4 beschriebene elektrische Teilsystem des Motors beschränkt. Das bedeutet, dass die Winkelgeschwindigkeit  $\omega_e$  nicht während der Simulation als Ergebnis der Differentialgleichung Gl. 3.16b berechnet wird, sondern ein Parameter ist. Sie wird der Simulation über die Rotordrehzahl  $n$  in  $[\text{min}^{-1}]$  vorgegeben, die Umrechnung in die elektrische Winkelgeschwindigkeit erfolgt dann durch

$$\omega_e = p \cdot \frac{\pi}{30} \cdot n. \quad (6.5)$$

In dieser Gleichung entspricht  $p$  wieder der Polpaarzahl des Motors.

Für die Gültigkeit dieses vereinfachten Modells mit vorgegebener und damit konstanter Drehzahl muss angenommen werden, dass das Antriebssystem träge auf die Störeinflüsse reagiert, die über das Winkelsensorfeedback eingebracht werden.

Nach Gl. 3.16b wirkt das Trägheitsmoment  $J$  an der Motorwelle dämpfend auf Änderungen der Drehzahl, welche von Transienten in den Motorströmen verursacht werden. Es ist also davon auszugehen, dass das Modell für weite Betriebsbereiche in der Lage ist, gute Vorhersagen über das Verhalten der Motorströme bei nicht idealem Winkelsensorfeedback zu liefern.

Als notwendige Parameter zur Berechnung der Motorströme nach Gl. 6.4 müssen noch die Statorinduktivität  $L_S$ , der Statorwiderstand  $R_S$  und der Polradflussbetrag  $\Psi_P$  festgelegt werden. Die Steuerspannung  $\underline{u}_S^s$  ist die Eingangsgröße des Modells. Nachdem die ersten beiden Größen normalerweise dem Datenblatt des Motors entnommen werden können, ist lediglich noch  $\Psi_P$  zu bestimmen. Dieser kann recht einfach mit Hilfe der üblicherweise ebenfalls im Datenblatt angegebenen Drehmomentkonstanten  $k_T$  berechnet werden. Nach Umstellung der Drehmomentgleichung Gl. 3.17,

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_{P,d} \cdot i_{S,q}) , \quad (6.6)$$

verbleibt eine einfache Bestimmungsgleichung für  $\Psi_{P,d}$ :

$$\Psi_{P,d} = \frac{2}{3} \cdot \frac{M_i}{i_S} \cdot \frac{1}{p} . \quad (6.7)$$

Der Term  $\frac{M_i}{i_S}$  entspricht dabei der Datenblattangabe von  $k_T$ . Da im rotorfesten Koordinatensystem der Polradflussraumzeiger an der d-Achse ausgerichtet ist und somit dessen d-Komponente genau seinem Betrag entspricht, lässt sich dieser durch

$$\Psi_P = \frac{2}{3} \cdot \frac{k_T}{p} \quad (6.8)$$

bestimmen.

## 6.3.2 Simulation des Winkelsensorkonzeptes

### 6.3.2.1 Modellierung

Bei der Modellierung des Winkelsensorkonzeptes wurden die in Abschnitt 5 gefundenen Störeinflüsse berücksichtigt. Die Ordnungsspektren der Rohsignalspuren sind auf eine mechanische Umdrehung bezogen, daher können der Betrag und die Phase der Grundwelle sowie der relevanten Störfrequenzen direkt für das Simulationsmodell verwendet werden. Die Ausgangssignale  $s_s$  und  $s_c$  der beiden Messbrücken nach der analogen Messverstärkung und der AD-Wandlung können damit als Summe von sinusförmigen Signalkomponenten mit Bezug auf den mechanischen Drehwinkel  $\varphi_m^*(t)$  simuliert werden. Dazu ist der Gleichungssatz

$$s_s^* = A_{z,s} \cdot \cos(z \cdot \varphi_m^*(t) + \theta_{z,s}) + \sum_i A_{\text{stör},s,i} \cdot \cos(n_{s,i} \cdot \varphi_m^*(t) + \theta_{\text{stör},s,i}) \quad (6.9a)$$

$$s_c^* = A_{z,c} \cdot \cos(z \cdot \varphi_m^*(t) + \theta_{z,c}) + \sum_i A_{\text{stör},c,i} \cdot \cos(n_{c,i} \cdot \varphi_m^*(t) + \theta_{\text{stör},c,i}) \quad (6.9b)$$

für die Sinusspur  $s_s^*$  und die Cosinusspur  $s_c^*$  zu programmieren, wobei  $\varphi_m^*(t)$  der Eingangsgröße des Simulationsmodells entspricht. Der Stern \* im oberen Index der Symbole kennzeichnet eine simulierte Größe. Auf Grund des fehlenden Gleichanteils ist schon an den Gleichungen erkennbar, dass der statische Offset der Rohsignale auch bei der Modellierung des Sensorkonzeptes unberücksichtigt bleibt. Der Faktor  $n_i$  in den Termen der Störfrequenzen entspricht dem Verhältnis der jeweiligen Störfrequenz zur mechanischen Drehfrequenz:

$$n_i = \frac{\omega_{\text{stör},i}}{\omega_m}. \quad (6.10)$$

Aufschluss über die im Simulationsmodell verwendeten Parameter für Betrag, Frequenz und Phase der einzelnen Signalanteile gibt die Tabelle in Abschnitt A.6.1, welche direkt aus den Fouriertransformierten Messdaten entnommen wurden. Um das Simulationsmodell einfach zu halten, wurde das Modell auf die Grundwelle und die vier größten Störeinflüsse beschränkt.

Der Drehwinkel wird aus  $s_s^*$  und  $s_c^*$  über die *arctan2*-Funktion berechnet, wodurch sich nach dem folgenden Carry Forward das störbehaftete Winkelsignal aus dem Winkelsensorkonzept mit Bezug auf eine mechanische Umdrehung  $\varphi_{MR}^*$  ergibt.

### 6.3.2.2 Validierung

Die Validierung des Simulationsmodells erfolgt durch den Vergleich des simulierten Winkelfehlers  $\Delta\varphi^*$  mit dem bereits in Abschnitt 6.2 dargestellten realen Winkelfehler  $\Delta\varphi$ . Die Winkelfehlersignale sind ebenfalls periodisch im Bezug auf eine mechanische Umdrehung, daher ist auch hier die Betrachtung des Ordnungsspektrums sinnvoll.

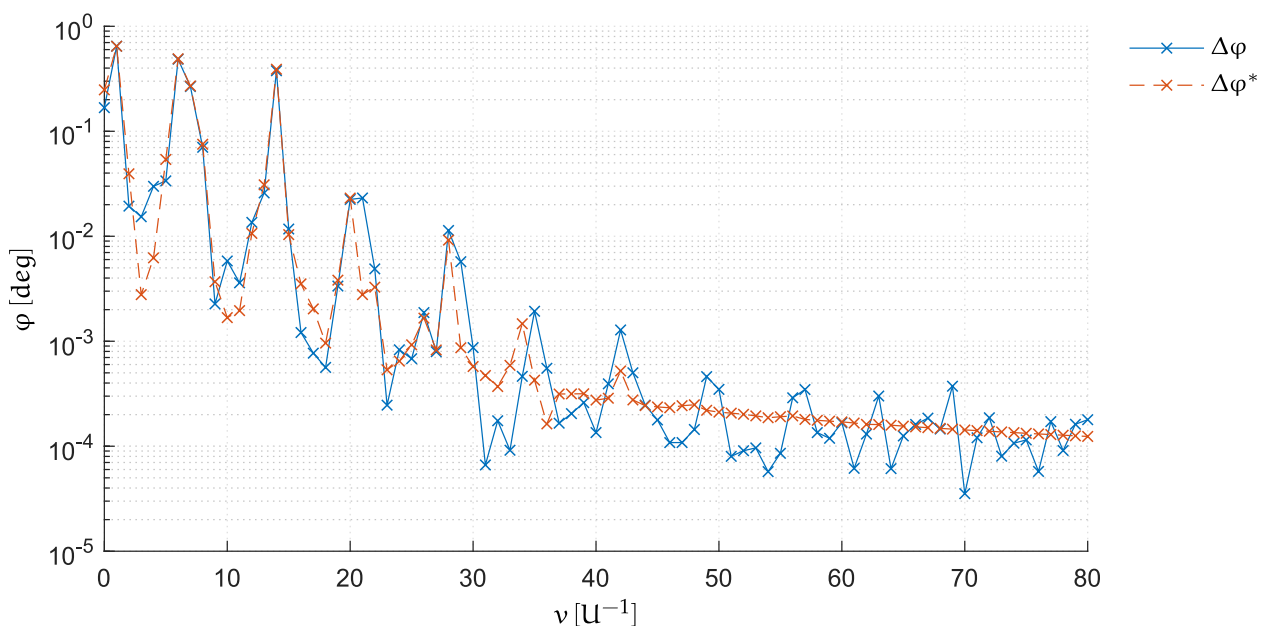


Abb. 6.3: Ordnungsspektrum des simulierten ( $\Delta\varphi^*$ ) und realen ( $\Delta\varphi$ ) Winkelfehlers

In Abb. 6.3 sind die Ordnungsspektren des simulierten sowie des realen Winkelfehlers aus Abb. 6.2 abgebildet. Wie der Vergleich zeigt, werden die größten Winkelfehleranteile vom Modell also trotz der Beschränkung auf relativ wenige Störfrequenzanteile in den Rohsignalen realitätsnah abgebildet. Demnach findet sich die größte Differenz zwischen dem simulierten und dem realen Verlauf beim Gleichanteil. Im Folgenden wird davon ausgegangen, dass in der realen Anwendung jeder Motorkommutierungssensor mit Hilfe eines Referenzencoders abgeglichen würde, daher ist auch beim Winkelfehler der Gleichanteil für die weitere Betrachtung nicht relevant. Er wird bei der Simulation somit aus dem Signal entfernt.

### 6.3.3 Simulation der Hallsensorwinkelmessung

#### 6.3.3.1 Modellierung

Dieser Abschnitt bezieht sich auf das Simulationsmodell der hallsensorbasierten Feldwinkelmessung (siehe Abschnitt 3.2.3), mit dem das Winkelsensorkonzept verglichen werden soll. Auch hier ist der Rotorwinkel  $\varphi_m^*(t)$  die Eingangsgröße, aus der ein Winkelbereich (Sektor) über  $60^\circ$  der Raumzeigerebene bestimmt wird. Der aktive Sektor korreliert mit der aktuellen Lage des Polradflussraumzeigers  $\Psi_p^*$ . Um einen realitätsnahen Vergleich zum Winkelsensorkonzept zu ermöglichen, wurden typische Fehlereinflüsse bei der hallsensorbasierten Feldwinkelmessung im Modell berücksichtigt:

- Die Leiterplatte, auf der die Hallsensoren üblicherweise aufgelötet sind, kann gegenüber dem Stator fehlerhaft ausgerichtet sein.
- Ist die Winkelmessung mit einem separaten Maßkörper (vgl. Abschnitt 3.2.3) realisiert, kann dieser gegenüber den Rotormagneten fehlerhaft ausgerichtet sein.
- Durch das Aufschwimmen der Hallsensoren beim Auflöten auf die Leiterplatte kann deren relative Position zueinander fehlerhaft sein.
- Das Schaltverhalten der Hallsensoren unterliegt Hystereseeffekten.
- Die Magnete sind nicht exakt gleich groß, bzw. sind deren Magnetfelder unterschiedlich ausgeprägt.

Die Modellierung jeder dieser Fehlerquellen im Einzelnen ist nicht notwendig. Stattdessen werden deren Auswirkungen als gesamter Winkelfehler  $\Delta\phi$  aufgefasst, der jedoch für jedes Sensorelement individuell und jeweils für die positive und negative Signalflanke sowie für die positive und negative Drehrichtung getrennt festgelegt wird. Die Zahlenwerte für die Winkelfehler konnten durch Messungen an einem Motor des Typs ILM38 gewonnen werden, welcher zum Zeitpunkt der Bearbeitung zur Verfügung stand. Als Grundlage für die Berechnung der Winkelfehler aus den Phasenbezügen der verketteten EMK und den Hallsensorspannungen, sind z. B. die Ausführungen in [44] zu nennen.

Für die Six-Step Kommutierung des Motors mit zwei aktiven Phasen (vgl. Abschnitt 6.3.4) sind die Hallsensoren  $H_a$ ,  $H_b$  und  $H_c$  dann ideal ausgerichtet, wenn das Hallsensorsignal mit der Außenleiterspannung in Phase ist, die der jeweiligen Strangspannung um  $30^\circ$  vorausleilt. Der Motor muss für die Messung spannungsfrei geschaltet und von außen in die mathematisch

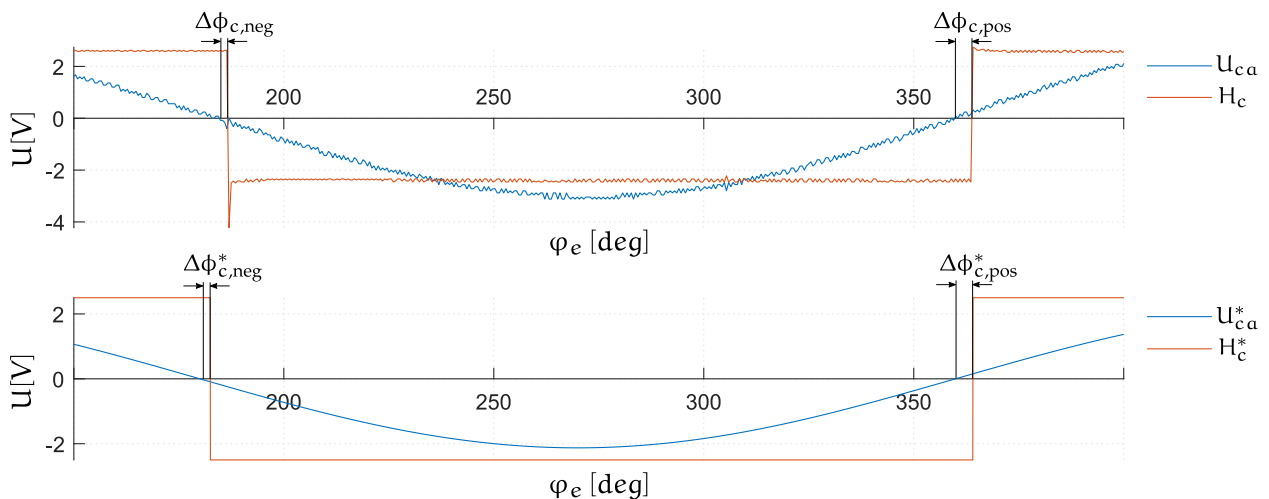


positive Richtung angetrieben werden. Soll demnach z. B. die Ausrichtung des Hallsensors  $H_a$  von Abb. 3.12a korrekt justiert werden, so muss sein Schaltsignal (vgl. Abb. 3.12b) mit der Außenleiterspannung, welche von a gegen b gemessen wird, in Phase sein. Wegen der oben genannten Fehlereinflüsse kann auf diese Weise allerdings oft nur ein Hallsensor und auch nur für eine Drehrichtung genau eingestellt werden.

Die Justage der Hallsensorplatine am Motor, dessen Messwerte exemplarisch für die Simulation verwendet wurden, folgten dem oben beschriebenen Verfahren. Im Anhang sind die Messwerte der Winkelfehler für die einzelnen Hallsensoren tabellarisch aufgelistet (siehe Abschnitt A.6.2).

### 6.3.3.2 Validierung

Das Hallsensormodell wird über den Vergleich der simulierten Schaltzeitpunkte mit den Schaltzeitpunkten der realen Hallsensoren validiert. Dazu wird aus den durch das Simulationsmodell bestimmten Sektoren der passende Schaltzustand der Hallsensoren zugeordnet.



**Abb. 6.4:** Gemessenes und simuliertes Schaltverhalten der Hallsensoren am Beispiel des Hallsensors  $H_c$  bei positiver Drehrichtung

In Abb. 6.4 sind beispielhaft die Simulationsergebnisse für den Hallsensor  $H_c$  den realen Messungen gegenübergestellt. Wie auch anhand der anderen simulierten Schaltverläufe in beide Drehrichtungen verifiziert werden konnte, verhält sich das Simulationsmodell durch die Berücksichtigung der Fehlereinflüsse sehr realitätsnah.

Die Kurvenverläufe in Abb. 6.4 zeigen allerdings, dass die Periodendauer der simulierten EMK nicht mit der Gemessenen übereinzustimmen scheint, obwohl beide Verläufe im Winkelbereich dargestellt werden. Dies ist darin begründet, dass die Drehfrequenz des realen Motors bei der Messung nicht über den vollen Feldwinkelbereich konstant war, weil der Motor am Messaufbau von Hand gedreht werden musste. Die Überführung der zeitbasierten Messwerte in den Winkelbereich nach der Methode, die in Abschnitt 6.2 beschrieben wurde, ist damit nicht exakt. Nachdem der Winkelfehler im Vergleich zur Signalperiode aber sehr klein ist, kann der daraus resultierende Fehler vernachlässigt werden.

### 6.3.4 Simulation der Motorkommutierung

Für die Motorkommutierung wird aus der Drehwinkelinformation der Sensoren oder des Rotorwinkels  $\varphi_{m,}^*$  zusammen mit dem Spannungsbetrag, der rotierende Steuerspannungsraumzeiger  $\underline{u}_S^*$  erzeugt. Zusammen mit der ebenfalls vorgegebenen Drehzahl ergibt sich der gewünschte Belastungsfall am Motormodell (vgl. Abschnitt 6.3.6).

Wie bereits dargelegt, würde der reale Motor unter Verwendung des Winkelsensorkonzeptes sinusförmig kommutiert. Die Vorgabe des Steuerspannungsvektors erfolgt üblicherweise durch eine Stromregelung, welche bei Motoren mit symmetrischer Induktivitätsverteilung die feldbildende d-Komponente des Statorstromes  $i_{S,d}$  zu Null regelt. Da für die Erzeugung des Drehmomentes ohnehin nur die q-Komponente  $i_{S,q}$  verantwortlich ist (vgl. Gl. 6.6), würde ein d-Strom im Motor zu Effizienzeinbußen führen. Eine solche Stromregelung im Modell zu implementieren wäre für diese Arbeit zu umfassend. Stattdessen wird der Betrag dieses Spannungsvektors als freier Parameter vorgegeben. Dieser kann über das Bedienfeld (vgl. Abschnitt A.5) am entsprechenden Drehknopf während der laufenden Simulation angepasst werden.

Wegen des Beitrages der Eigeninduktivität  $L_S \frac{di_S}{dt}$  (siehe Abb. 3.5) ist zur Einhaltung der Nebenbedingung  $i_{S,d}^* = 0 \text{ A}$  – abhängig von der Belastung des Motors und dessen Drehzahl – ein Winkelvorhalt  $\theta_V^*$  für  $\underline{u}_S^*$  in Drehrichtung vorzugeben. Dieser ist in Abb. 6.5 ersichtlich und innerhalb der Simulation ebenfalls durch einen Drehknopf am Bedienfeld zu parametrieren. In diesem Bild ist auch die Menge aller bei Sinuskommutierung (Raumzeigermodulation) erzeugbaren Steuerspannungsraumzeiger gezeigt. Wenn, wie in Rahmen dieser Arbeit gegeben, keine umrichterseitigen Verluste berücksichtigt werden, dann entspricht sie genau der Fläche des skizzierten Sechsecks [45, S. 64].

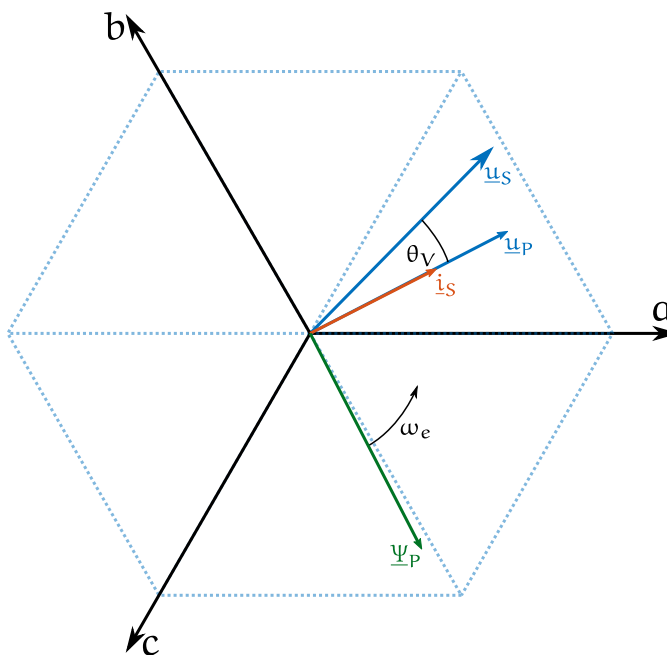


Abb. 6.5: Raumzeigerebene bei Sinuskommutierung und  $i_{S,d} = 0 \text{ A}$

Wie eingangs erwähnt, kommt bei BLDCs in Verbindung mit Hallsensoren aus Gründen der Einfachheit oft die Six-Step Kommutierung zum Einsatz. Der Drehwinkel des Steuerspannungsraumzeigers wird dabei im Gegensatz zur Sinuskommutierung nicht kontinuierlich und drehzahl-, bzw. lastabhängig geführt, sondern in Abhängigkeit der Rotorlage gesteuert. Dabei können für jeden Steuerspannungsbetrag sechs verschiedene Raumzeiger gebildet werden. Eine häufig vorkommende Umsetzung der Six-Step Kommutierung ist die Variante mit zwei aktiven Phasen pro Schritt. Die damit realisierbaren Steuerspannungsraumzeiger sind in Abb. 6.6 abgebildet und  $v_{2Ph,I}$  bis  $v_{2Ph,VI}$  bezeichnet. Hier sind die Raumzeiger mit ihrem Maximalbetrag dargestellt. Werden die Hallsensoren wie in Abschnitt 6.3.3 beschrieben justiert, dann fällt deren Schaltzustandswechsel mit dem

Übertritt der Polradspannung  $\underline{u}_p$  der Sektorgrenzen aus Abb. 6.6 zusammen. In der skizzierten Momentaufnahme ist zu diesem Zeitpunkt  $v_{2Ph,I}$  aktiv, während bei positiver Drehrichtung der Raumzeiger der Polradspannung  $\underline{u}_p$  den Sektor I durchstreift. Wie in Abb. 6.6 ebenfalls angedeutet, ist die Nebenbedingung  $i_{s,d} = 0$  A bei der Six-Step Kommutierung nicht zwingend erfüllt.

Da die Six-Step Kommutierung mit zwei aktiven Phasen die häufigste Kommutierungsmethode in Verbindung mit Hallsensoren ist, wurde diese Variante für den Vergleich beider Winkelsensorkonzepte gewählt. Als Information über den aktuellen Sektor wird dabei das Ausgangssignal des Hallsensormodells genutzt. Die Kommutierungstabelle befindet sich in einem Skriptfile, welches vor dem Ausführen der Simulation geladen wird.

Die Wahl der Kommutierungsmethode, bzw. des Kommutierungssensors erfolgt ebenfalls durch einen Drehknopf am Bedienfeld. Als dritte Stellung kann neben der Sinuskommutierung mit dem Winkelsensorkonzept oder der Six-Step Kommutierung mit Hallsensoren auch die Sinuskommutierung unter Nutzung des idealen Rotorwinkels  $\varphi_m^*$  gewählt werden.

### 6.3.5 Simulation der Drehzahlerfassung

Das Simulationsmodell verfügt über ein Submodul zur Erfassung der momentanen Rotordrehzahl auf Basis der Sensorinformationen. Bei der Implementierung wurde berücksichtigt, dass die Berechnung der Drehzahl in Mikroprozessorsystemen durch Bildung des Differenzenquotienten

$$n_{m,k+1} = \frac{\varphi_{m,k+1} - \varphi_{m,k}}{T_A} \quad (6.11)$$

zu diskreten Zeitpunkten erfolgt, z. B. innerhalb einer timergesteuerten Routine. Die Umsetzung in der Simulationsumgebung erfolgte auf Basis von getriggerten Subsystemen, durch welche sich in Simulink Teilsysteme mit zum Simulationsintervall weitgehend unabhängigen Abtastzeiten  $T_A$  realisieren lassen.

### 6.3.6 Verfahren zur Durchführung der Simulationsläufe

Damit das Winkelsensorkonzept auf Basis der Simulationsergebnisse gegenüber der Motorkommutierung mit Hallsensoren bewertet werden kann, müssen zunächst geeignete Bewertungskriterien definiert werden. Zudem müssen die Simulationsergebnisse vergleichbar sein, was den Betrieb des

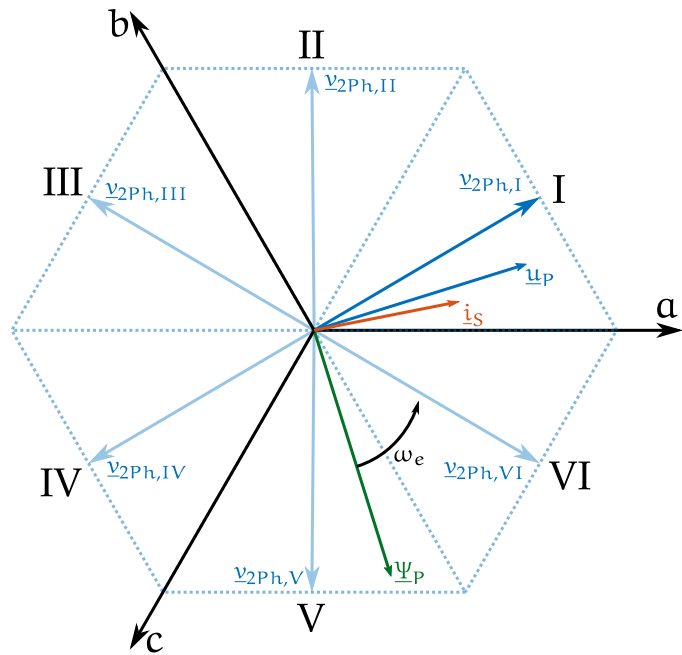


Abb. 6.6: Six-Step Kommutierung mit zwei aktiven Phasen

simulierten Antriebssystems im jeweils gleichen Arbeitspunkt erfordert. Der Arbeitspunkt eines Elektromotors ist definiert als das Wertetupel aus der Motordrehzahl  $n_m$  und des Drehmomentes an der Welle  $M_m$ . Die Drehzahl ist, wie bereits genannt, als Parameter vorgegeben. Das innere Moment  $M_i$  eines BLDCs ist über Gl. 6.6 mit der Querstromkomponente  $i_{S,q}$  linear verknüpft. Die Bewegungsgleichung des Motors lässt sich nach [13, S. 40] durch

$$\dot{\omega}_e = \frac{p}{J} \cdot (M_i - M_m) \quad (6.12)$$

beschreiben. Nach dem Erreichen des Arbeitspunktes ändert sich die Drehzahl nicht mehr, daher entspricht bei Vernachlässigung der Lagerreibung das innere Drehmoment des Motors dem Lastmoment:

$$M_i = M_m. \quad (6.13)$$

Um die Vergleichbarkeit der Simulationsergebnisse in einem bestimmten Arbeitspunkt zu erreichen genügt es also, für jeden Drehwinkelsensor die Wertetupel aus  $n_m^*$  und  $i_{S,q}^*$ , bzw. dessen Mittelwert  $\bar{i}_{S,q}^*$ , gemäß

$$(n_m^*, i_{S,q}^*)_{\text{ideal}} = (n_m^*, \bar{i}_{S,q}^*)_{MR} = (n_m^*, \bar{i}_{S,q}^*)_{\text{hall}} \quad (6.14)$$

aufeinander abzugleichen. Im Falle der Sinuskommutierung gilt zusätzlich, wie in Abschnitt 6.3.4 näher erläutert, die Nebenbedingung  $i_{S,d}^* = 0 \text{ A}$ , bzw.  $\bar{i}_{S,d}^* = 0 \text{ A}$ .

Bei der Wahl der Bewertungskriterien müssen die unter Abschnitt 4.2 definierten Anforderungen an das Winkelsensorkonzept berücksichtigt werden. Da hier ein sauberes Verhalten im Bezug auf die Drehmomentregelung gefordert wird, erscheint es sinnvoll, das durch die Winkelfehler der Sensoren verursachte Stromrippel zu betrachten. Auch die zugeführte elektrische Wirkleistung im jeweiligen Arbeitspunkt ist von Bedeutung, wenn der Wirkungsgrad des Antriebssystems bestimmt werden soll.

Aus den obigen Erläuterungen lässt sich folgendes Vorgehen für die Simulationsdatenaufnahme an einem Arbeitspunkt ableiten:

1. Wahl des ungestörten und daher idealen Rotorwinkels  $\varphi_m^*$  als Eingangsgröße für die Motorkommutierung.
2. Vorgabe der Drehzahl für den gewünschten Arbeitspunkt.
3. Einstellung von  $i_{S,q}^*$  durch das Verstellen des Betrages  $|\underline{u}_S^*|$  und des Winkelvorhalts  $\theta_V^*$  (vgl. Abschnitt 6.3.4). Dadurch ergibt sich der Arbeitspunkt des Antriebssystems. Die Nebenbedingung  $i_{S,d}^* = 0 \text{ A}$  muss ebenfalls beachtet werden.
4. Simulationsdatenaufzeichnung der Motorströme und der Wirkleistungsaufnahme sowie Betrag und Winkelvorhalt des Steuerspannungsraumzeigers.
5. Umschalten auf die Motorkommutierung mit dem Winkelsensorkonzept.
6. Abgleich auf den vorherigen Arbeitspunkt. Erneut muss die Nebenbedingung  $\bar{i}_{S,d}^* = 0 \text{ A}$  beachtet werden.

7. Erneute Aufzeichnung aller vorher genannten Größen.
8. Umschalten auf die Kommutierung mittels des Hallsensormodells.
9. Erneuter Abgleich des Arbeitspunktes. Das erfolgt im Gegensatz zu vorhin nur durch das Verstellen des Betrages  $|\underline{u}_S^*|$ , da der Kommutierungswinkel jetzt durch die Schaltlogik der Six-Step Kommutierung vorgegeben ist.
10. Erneute Simulationsdatenaufzeichnung aller vorher genannten Größen.

In einem weiteren Schritt wird die über beide Sensorsignale berechnete Motordrehzahl  $n_{MR}^*$  und  $n_{hall}^*$  des Moduls für die Drehzahlerfassung aufgezeichnet. Da die Motordrehzahl fest vorgegeben ist, kann die Aufzeichnung dieser Simulationsdaten unabhängig vom oben genannten Verfahren erfolgen.

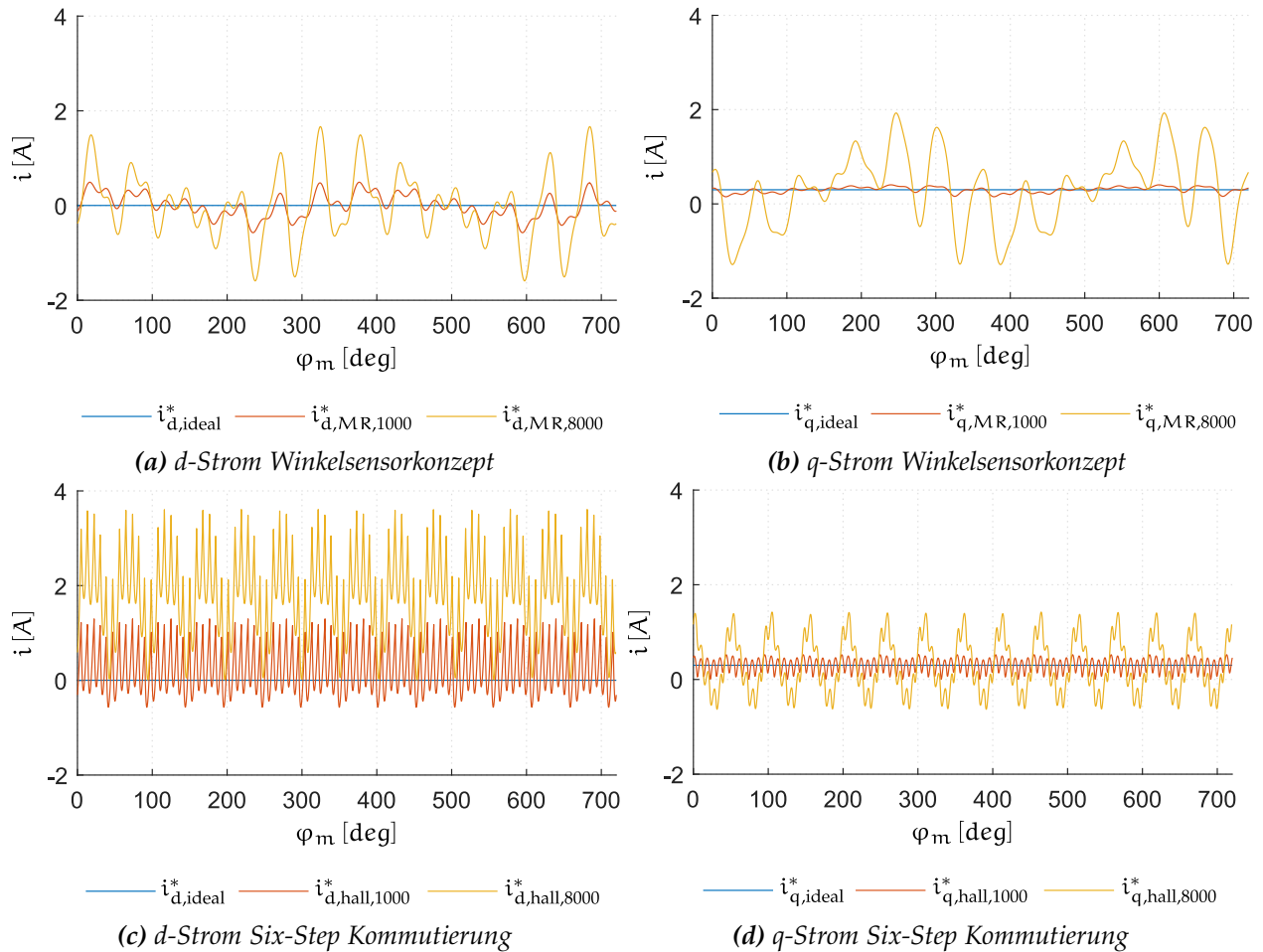
### 6.3.7 Diskussion der Simulationsergebnisse

#### 6.3.7.1 Betrieb bei kleiner Motorlast

Eine Untersuchung des Betriebes mit kleiner Motorlast ist vor allem im Hinblick auf Anwendungen mit hohen Getriebeuntersetzungen sinnvoll. Gerade im Bezug auf die Zielanwendungen im Weltraum hat dieser Arbeitsbereich eine hohe Relevanz, da hier Bewegungen oft möglichst energieeffizient und gleichförmig auszuführen sind. Da in der Schwerelosigkeit keine unkontrollierbaren Impulse erzeugt werden dürfen, kommen hohe Lasttransienten eher selten vor.

Abb. 6.7 zeigt die Motorströme bei zwei Arbeitspunkten mit kleiner Belastung des Motors. Die Diagramme bilden dabei die Stromkomponenten voneinander getrennt und im Winkelbereich über zwei ganze mechanische Umdrehungen des Rotors ab. Der Mittelwert der Querströme wird durch den ungestörten Verlauf  $i_{S,q,ideal}^*$  repräsentiert, bei den Längsströmen gilt dies nur für den ebenfalls sinuskommutierten Motor mit dem Winkelsensorkonzept.

Bei der niedrigen Drehzahl treten bei beiden Varianten in der d-Komponente der Ströme deutlich höhere Störampplituden als in der q-Komponente auf. Das bestätigt zunächst für kleine Drehzahlen die schon unter Abschnitt 6.3.1 getroffene Aussage, dass der Einfluss des Winkelfehlers auf das Drehmoment relativ gering ist. Wie aber ebenfalls zu sehen ist, nimmt die Empfindlichkeit der Querstromkomponente gegenüber dem Winkelfehler mit steigender Drehzahl zu. Obwohl der Winkelfehlerbereich  $\Delta\varphi_e$  beim Winkelsensorkonzept kleiner ist als bei der Six-Step Kommutierung, treten bei der hohen Drehzahl größere Störampplituden im Motorstrom auf. Das kann nur daran liegen, dass der Winkelfehler langwelliger auftritt, wodurch der Glättungseffekt der Statorinduktivität auf den Strom weniger trägt. Dies ist auch mit der Beobachtung in Abb. 6.7d bei der Feldwinkelmessung durch Hallsensoren konsistent: Die Stromrippel bei hohen Drehzahlen, welche durch den großen systembedingten Winkelfehlerbereich von  $\Delta\varphi_e = 60^\circ$  entstehen, treten nur gering in Erscheinung. Dominant ist hingegen die überlagerte Störkomponente, welche auf Grund der relativ kleinen – jedoch mit einer vollen elektrischen Umdrehung periodischen – Winkelfehler auftritt, die in Abschnitt 6.3.3 beschrieben wurden. Sehr ungünstig ist bei beiden Winkelsensoren das Auftreten von negativen Querströmen, vor allem im hohen Drehzahlbereich. Auf das physikalische System bezogen bedeutet das, dass zu diesen Zeitpunkten Wirkleistung



**Abb. 6.7:** Motorstrom komponentenweise bei  $n_m = 1000 \text{ min}^{-1}$  und  $n_m = 8000 \text{ min}^{-1}$

vom Motor produziert wird und nach außen als Generator wirkt. Da die zurückgespeiste Energie der kinetischen Energie des Rotors und der Last entzogen wird, kann dies, abhängig vom Trägheitsmoment an der Welle, zu einem unrunder, zumindest aber hörbaren Lauf des Motors führen. In Abb. 6.7c lässt sich erkennen, dass die Längsstromkomponente bei der Six-Step Kommutierung mit steigender Drehzahl zunimmt. Der Grund dafür kann anhand Gl. 3.15a,

$$u_{s,d} = R_S \cdot i_{s,d} + L_{S,d} \cdot \dot{i}_{s,d} - \omega_e L_{S,q} \cdot i_{s,q}, \quad (6.15)$$

hergeleitet werden. Bei feldorientierter Regelung ändern sich im stationären Betrieb weder der Betrag noch der Winkel von  $\underline{i}_S^r$ . Der zweite Term auf der rechten Seite der Gleichung entfällt daher, sodass nur noch der ohmsche Verlust  $R_S \cdot i_{s,d}$  und der Koppelterm  $\omega_e L_{S,q} \cdot i_{s,q}$  zur Bestimmung von  $u_{s,d}$  beitragen. Wird diese Gleichung nach  $i_{s,d}$  aufgelöst, nimmt die Gleichung mit der Definition der Statorzeitkonstanten als  $\tau_S = \frac{L_S}{R_S}$  die Form

$$i_{s,d} = \frac{u_{s,d}}{R_S} + \omega_e \cdot \tau_S \cdot i_{s,q} \quad (6.16)$$

an. So umgestellt ist sofort erkennbar, dass die Stromregelung mit zunehmender Drehzahl und auch mit zunehmender Motorlast eine in den negativen Bereich wachsende  $d$ -Komponente von

$\underline{u}_S$  vorgeben muss, damit  $i_{S,d}$  verschwindet. Da bei der hier simulierten Form der Six-Step Kommutierung die Kommutierungswinkel aber fest sind, muss  $i_{S,d}^*$  mit zunehmender Drehzahl größer werden.

### 6.3.7.2 Betrieb des Motors im Nennlastbereich

Da die Datenblattangabe des Nennstromes neben anderen Größen eines der wichtigsten Kriterien bei der Auslegung des Antriebssystems darstellt, erscheint eine Untersuchung des Motorbetriebes unter Nennlast ebenso sinnvoll. Für die nachfolgend diskutierten Messreihen wurde deshalb jeweils ein Querstrom von  $i_{S,q}^* = 2,9 \text{ A}$  eingestellt, wobei der maximale Betrag der verketteten Motorspannung  $u_{S,LL}$  auf 24V begrenzt ist.

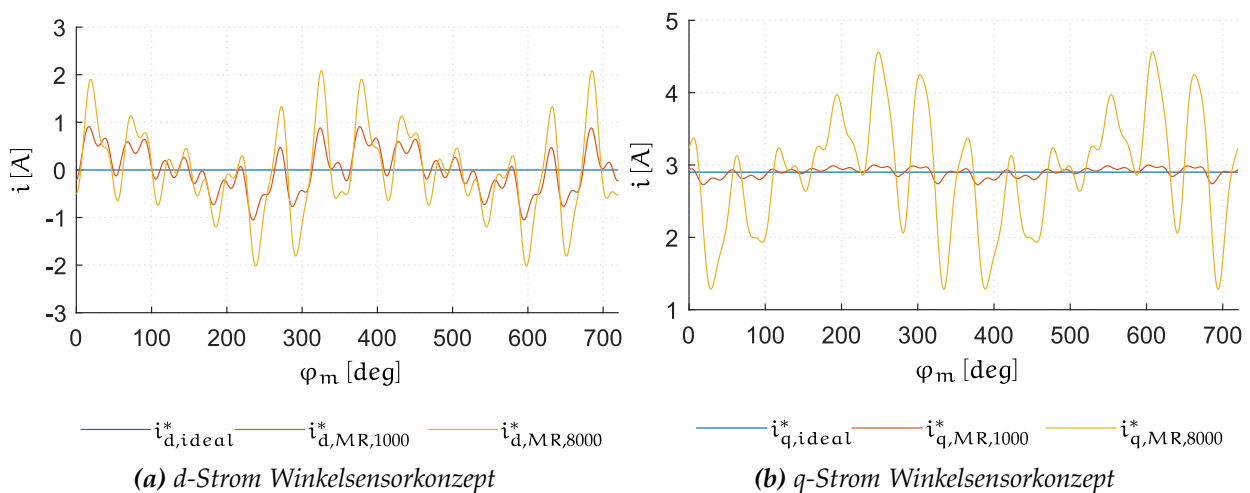


Abb. 6.8: Motorstrom komponentenweise bei  $n_m = 1000 \text{ min}^{-1}$  und  $n_m = 8000 \text{ min}^{-1}$

Wie aber die in Abb. 6.8 dargestellten Simulationsergebnisse des Motors mit dem Winkelsensorkonzept zeigen, tritt der Einfluss des Winkelfehlers bei höherer Belastung des Motors im Vergleich zum Betriebsfall mit kleiner Last noch stärker auf. Vor allem im hohen Drehzahlbereich ergeben sich sehr hohe Störampplituden im drehmomentbildenden q-Strom.

Nachdem der Six-Step kommutierte Motor zuvor bereits die Spannungsgrenze erreichte und daher der Arbeitspunkt nicht eingestellt werden konnte, war keine sinnvolle Simulation der Motorstromanteile bei  $8000 \text{ min}^{-1}$  möglich.

Im letzten Abschnitt wurde mit Hilfe des Simulationsmodells nachgewiesen, dass die feldbildende d-Komponente des Motorstromes bei Six-Step Kommutierung mit der Drehzahl steigt. Anhand Gl. 6.16 wurde verdeutlicht, dass dies auch mit steigen-

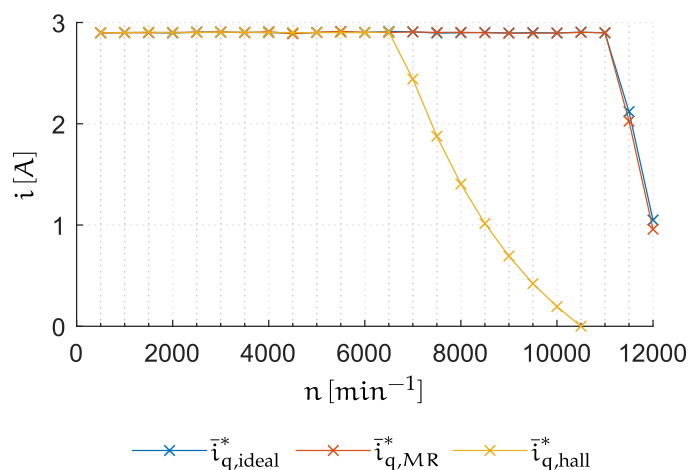


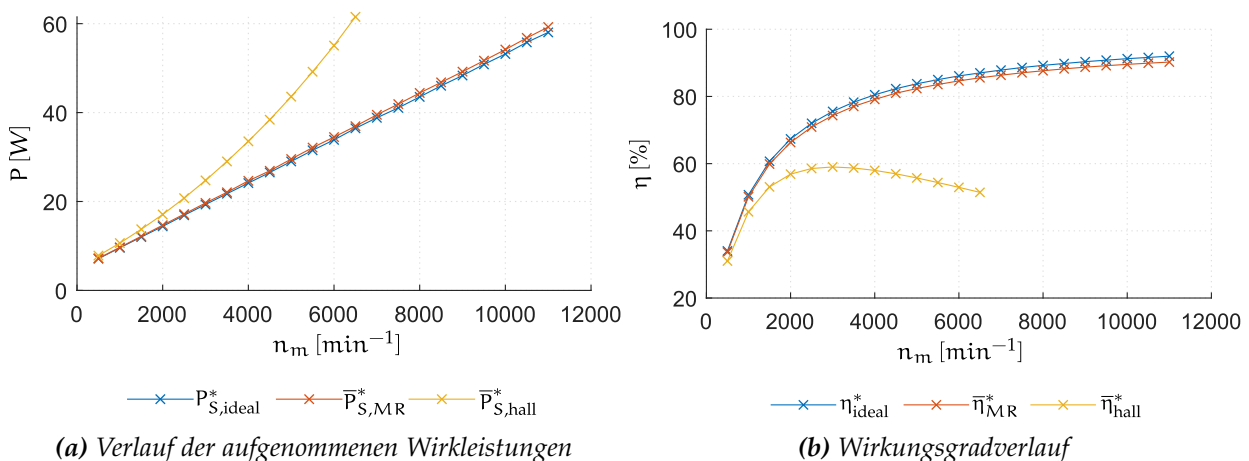
Abb. 6.9: Betriebskurven

der Motorbelastung der Fall ist. Abb. 6.9 zeigt anhand der Betriebskurve die daraus folgende Konsequenz für den Betrieb des BLDCs mit Six-Step Kommutierung. Dem Diagramm kann entnommen werden, über welchem Drehzahlbereich der Nennstrom unter Rücksichtnahme auf die maximale Steuerspannung eingeregelt werden kann. Die Störeinflüsse des Winkelsensorkonzeptes wirken sich demnach kaum auf die Drehzahlgrenze aus. Hingegen ist die Drehzahlgrenze bei der Six-Step Kommutierung und Erhalt eines definierten Drehmomentes deutlich niedriger.

Anhand Gl. 3.8 wurde im Grundlagenabschnitt verdeutlicht, dass sich der magnetische Gesamtfluss  $\underline{\Psi}_S$  des Motors aus der Addition der Teilflüsse  $\underline{\Psi}_p$  und  $L_S i_S$  ergibt. [13, S. 64] ist zu entnehmen, dass sich bei Vernachlässigung des Statorwiderstandes  $R_S$  im stationären Betrieb der Zusammenhang

$$|\underline{u}_S| = |\omega_e| \cdot |\underline{\Psi}_S| \quad (6.17)$$

für die erforderliche Steuerspannung zum Einregeln eines Arbeitspunktes annähern lässt. Wird der Gesamtfluss durch die Zunahme von  $i_{S,d}$  also gestärkt, so muss  $|\omega_{e,max}|$  bei beschränktem Steuerspannungsbetrag kleiner werden. Da kein zusätzliches Drehmoment erzeugt wird, liegt nahe, dass durch das Treiben von  $i_{S,d}$  die Effizienz des Motors sinkt. Dieser Sachverhalt bildet sich in den beiden Kurvenverläufen in Abb. 6.10 ab.



**Abb. 6.10:** Leistungsbezogene Größen unter Voraussetzung eines gemeinsamen Arbeitspunktes

Es muss nochmals betont werden, dass für einen zulässigen Vergleich der Sensorkonzepte bei der Motorkommutierung gleiche Arbeitspunkte zu betrachten sind. Diese Rahmenbedingung ist z. B. bei der Six-Step Kommutierung ab einer Drehzahl von ca.  $n_m = 6500 \text{ min}^{-1}$  auf Grund des niedrigeren Querstromes (vgl. Abb. 6.9) nicht mehr gegeben. Das ist der Grund dafür, dass die leistungsbezogenen Größen nur bis zu solchen Drehzahlen abgebildet sind, an denen der gewünschte Arbeitspunkt eingestellt werden konnte.



In Abb. 6.10a ist zu sehen, dass bei dem Six-Step kommutierten Motor die zugeführte Wirkleistung trotz gleicher Leistungsabgabe des Motors vergleichsweise schnell ansteigt. Zur Klärung dieses Sachverhalts kann die Leistungsbilanz für permanentmagneterregte Motoren untersucht werden [13, S. 39]:

$$P_S = P_{VS} + P_\mu + P_{\text{mech}}. \quad (6.18)$$

$P_S$  : Zugeführte Wirkleistung  
 $P_{VS}$  : Statorverlustleistung  
 $P_\mu$  : Magnetische Leistung  
 $P_{\text{mech}}$  : Mechanische Leistung

Die einzelnen Komponenten können, ebenfalls abgeleitet aus [13, S. 39], durch die Gleichungen

$$P_{VS} = \frac{3}{2} \cdot R_S \cdot \Re\{ \underline{i}_S^s \cdot (\underline{i}_S^s)^* \}, \quad (6.19a)$$

$$P_\mu = \frac{3}{2} \cdot L_S \cdot \Re\{ \underline{i}_S^s \cdot (\underline{i}_S^s)^* \}, \quad (6.19b)$$

$$P_{\text{mech}} = \frac{3}{2} \cdot \Re\{ \underline{u}_P^s \cdot (\underline{i}_S^s)^* \} \quad (6.19c)$$

beschrieben werden. Die Auswertung von Gl. 6.19b führt zu dem erwartbaren Ergebnis

$$P_\mu = 0, \quad (6.20)$$

da die Leistung zur Aufmagnetisierung der Spulen eine reine Blindleistung ist. Der Anteil der mechanischen Leistung  $P_{\text{mech}}$  kann unter Beachtung von  $\underline{u}_P^s = j\omega \underline{\Psi}_P^s$  über die Transformation in das rotorfeste Koordinatensystem

$$P_{\text{mech}} = \frac{3}{2} \cdot \Re\{ j\omega_e \underline{\Psi}_P^s \cdot (\underline{i}_S^s)^* \} = \frac{3}{2} \cdot \Re\{ j\omega_e \underline{\Psi}_P^r \cdot (\underline{i}_S^r)^* \} \quad (6.21)$$

in

$$P_{\text{mech}} = \frac{3}{2} \cdot \omega_e (\Psi_{P,d} i_{S,q} - \Psi_{P,q} i_{S,d}) \quad (6.22)$$

umgeformt werden. Nachdem die d-Achse im rotorfesten Koordinatensystem immer am Polradfluss ausgerichtet ist, gilt für die mechanische Leistung letztendlich

$$P_{\text{mech}} = \frac{3}{2} \cdot \omega \cdot \Psi_P \cdot i_{S,q}. \quad (6.23)$$

Zuletzt ist noch die Gleichung für die Statorverluste, Gl. 6.19a, auszuwerten. Diese lässt sich nach wenigen Schritten in

$$P_{VS} = \frac{3}{2} \cdot R_S \cdot (i_{S,\alpha}^2 + i_{S,\beta}^2) \quad (6.24)$$

umformen. Auch Gl. 6.24 ist invariant bezüglich der Transformation in das rotorfeste Koordinatensystem, da

$$i_{S,\alpha}^2 + i_{S,\beta}^2 = i_S^2 = i_{S,d}^2 + i_{S,q}^2. \quad (6.25)$$

Wird nun die transformierte Gl. 6.24 zusammen mit den vorher gefundenen Gl. 6.23 sowie Gl. 6.20

in Gl. 6.18 eingesetzt, so ergibt sich die Leistungsbilanz der aufgenommenen Wirkleistung zu

$$P_S = \frac{3}{2} \cdot (R_S i_{S,d}^2 + R_S i_{S,q}^2 + \omega_e \Psi_P i_{S,q}) . \quad (6.26)$$

Innerhalb eines Simulationslaufes wurde der Arbeitspunkt konstant gehalten. Zur Erklärung der zusätzlichen Verlustleistung bleibt somit nur der Term  $R_S i_{S,d}^2$  in Gl. 6.26.

Mit der Kenntnis der mechanischen Leistung  $P_{\text{mech}}$  und der zugeführten Wirkleistung  $P_S$  kann der Wirkungsgrad des Motors bestimmt werden:

$$\eta = \frac{P_{\text{mech}}}{P_S} \cdot 100\% . \quad (6.27)$$

Abb. 6.10b zeigt den Verlauf des so errechneten Wirkungsgrades über die Drehzahl des Motors bei Betrieb mit Nennstrom. An dieser Stelle muss nochmals betont werden, dass Verluste des Frequenzumrichters sowie die dynamischen Verluste im Motor (Eisenverluste und Lagerreibung) keine Berücksichtigung finden.

### 6.3.7.3 Drehzahlmessung mit den Winkelsensordaten

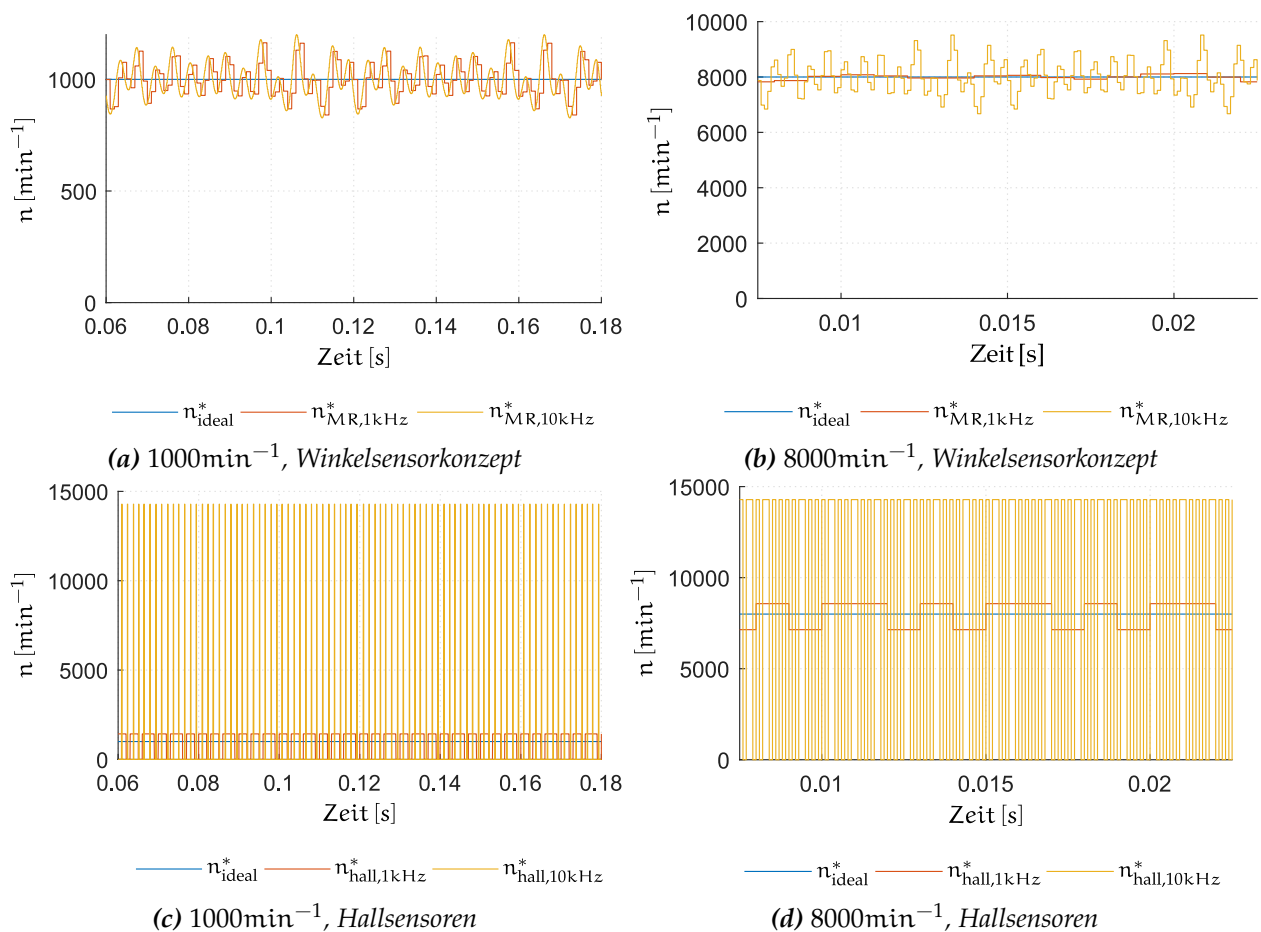


Abb. 6.11: Berechnung der Drehzahl aus den Signalen beider Sensorkonzepte

Zusätzlich zur Motorkommutierung wurde mit Hilfe des in Abschnitt 6.3.5 beschriebenen Subsystems die Drehzahlberechnung aus den Winkelsensorsignalen simuliert. Die Simulationen wurden dafür bei zwei verschiedenen Drehzahlen sowie zwei verschiedenen Abtastfrequenzen  $T_A$  durchgeführt, wobei die Wahl dieser Parameter als exemplarisch zu verstehen ist. In Abb. 6.11 repräsentiert der rote Signalverlauf immer die berechnete Drehzahl bei  $T_A = 1$  kHz, der Gelbe diejenige bei  $T_A = 10$  kHz. Das dargestellte Zeitfenster in den Diagrammen entspricht dem von zwei vollständigen Umdrehungen des Rotors.

Wie Abb. 6.11 zeigt, muss das Drehzahlsignal bei beiden Winkelsensorconcepten gefiltert werden, bevor es für die Drehzahlregelung des Motors genutzt werden kann. Bei dem Signal des Winkelsensorconceptes handelt es sich um ein stetiges Signal und eignet sich damit naturgemäß besser für die Differenzierung. Die Filterbandbreite kann größer gewählt werden, dadurch wird eine dynamischere Regelung der Drehzahl ermöglicht. Auf Grund der Differenzierung handelt es sich bei dem Signalfehler aber um einen relativen Fehler. Das führt dazu, dass bei höheren Drehzahlen und ausreichend hoher Abtastfrequenz ein höherer absoluter Fehler auftritt. Kleinere Abtastfrequenzen wirken sich bei beiden Sensorconcepten zwar glättend auf das berechnete Drehzahlsignal aus, da dies letztendlich jedoch einer Mittelwertfilterung über dem Signalverlauf entspricht, sinkt wiederum die Signaldynamik.

## 7 Optimierung des Winkelsensorkonzeptes

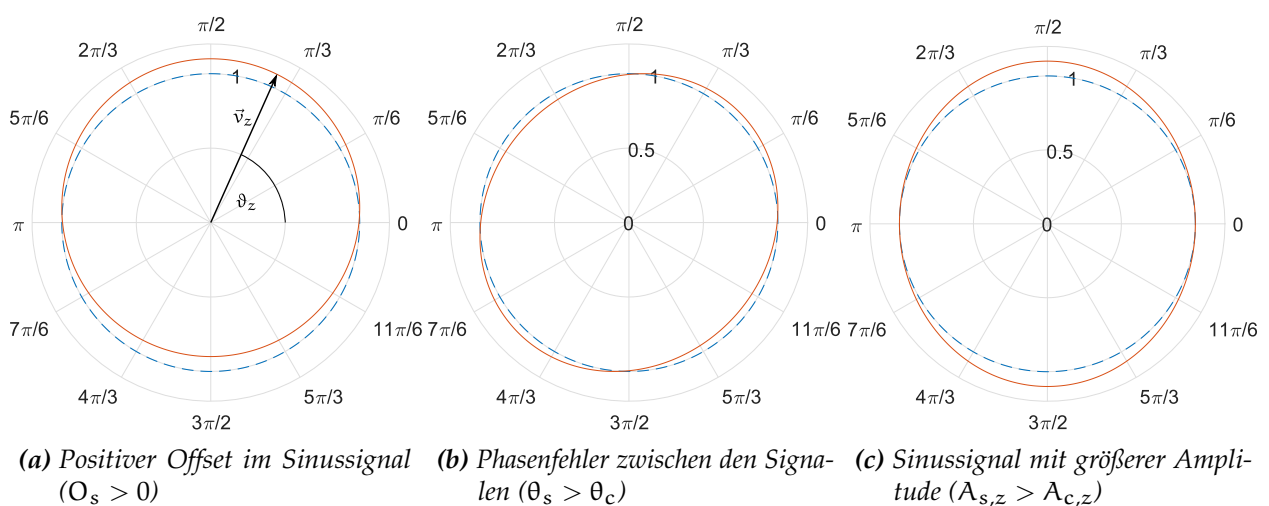
Mit Hilfe des Simulationsmodells wurde gezeigt, dass sich die systembedingten Winkelfehler des Winkelsensorkonzeptes erheblich auf die Motorkommutierung und die Drehzahlmessung auswirken. Daher wird nun untersucht, welche Optimierungen vorgenommen werden können, um diese zu minimieren. Dafür ist zunächst zu analysieren, wie die im Winkelfehlerfrequenzspektrum beobachtbaren Störfrequenzen aus den Frequenzspektren der Ursprungssignale abgeleitet werden können.

### 7.1 Fehlereinflüsse im Winkelsignal

Der Drehwinkel  $\varphi_m$  des Maßkörpers wird, wie in Abschnitt 6.1 dargelegt, mit Hilfe der Sinus- und Cosinusspur des MR-Sensorelementes über die  $\arctan2$ -Funktion berechnet. Diese Signale sind dabei, wie in Abschnitt 5 ausführlich dargelegt wurde, fehlerbehaftet. Im Folgenden wird der Versuch unternommen, die Einflüsse dieser Fehler auf das Drehwinkelsignal zu verstehen. Für den einfachsten Fall wird zunächst angenommen, dass beide Signalspuren nur die Grundwelle enthalten, diese jedoch Fehlereinflüssen unterliegen. Als Ursachen für den Winkelfehler nach der  $\arctan2$ -Berechnung kommen dann nur

- ein Offsetanteil bei einem oder beider Signale,
- ein Phasenfehler zwischen den Signalspuren oder
- eine Betragsdifferenz zwischen den Amplituden der Ursprungssignale

in Frage. Der gesamte Winkelfehler entspricht einer Überlagerung der drei Anteile.



**Abb. 7.1:** Fehlereinflüsse am Beispiel des Betragsverlaufes von  $\vec{v}_z$

Die in Abb. 7.1 dargestellten Betragsverläufe entsprechen denen eines Zeigers, bei dem der Realteil durch die Cosinusspur  $s_{c,z}$  und der Imaginärteil durch die Sinusspur  $s_{s,z}$  bestimmt sind. Das zugrunde liegende Koordinatensystem ist dementsprechend eine Gauß'sche Zahlenebene, wobei

im Folgenden trotzdem von einem Vektor, nicht von einem Zeiger gesprochen wird. Der Vektor  $\vec{v}_z$  setzt sich demnach aus den folgenden Komponenten zusammen:

$$\vec{v}_z(t) = \begin{pmatrix} s_{c,z}(t) \\ s_{s,z}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{c,z} \cdot \cos(\varphi_z(t) + \theta_c) + O_c \\ A_{s,z} \cdot \sin(\varphi_z(t) + \theta_s) + O_s \end{pmatrix}. \quad (7.1)$$

Die Einflüsse der oben genannten Fehlerursachen sind in Abb. 7.1 jeweils einzeln dargestellt (vgl. [16, 30ff. 42, 457f.]). Dabei ist der Fehlerbehaftete in den Abbildungen rot eingezeichnet, der ungestörte Betragsverlauf entspricht dem blauen Kreis. Auf die Anwendung bezogen entspricht eine vollständige Umdrehung des in Abb. 7.1a abgebildeten  $\vec{v}_z$  dem Durchlauf einer Zahnperiode der Maßverkörperung. Trotz der Tatsache, dass für die Anwendung nur die Messung des ebenfalls eingezeichneten Winkels  $\varphi_z$  entscheidend ist, ist eine Visualisierung des Betragsverlaufes sinnvoll. Dies wird durch die Beobachtung nahegelegt, dass der entstehende Winkelfehler  $\Delta\varphi_e$  – welcher sich aus der Differenz zwischen  $\varphi_z$  und dem tatsächlichen Feldwinkel  $\varphi_e$  ergibt – mit der gleichen Periodizität auftritt wie der Betragsfehler. Auf Grund dieser anschaulichen Erklärung lassen sich folgende Aussagen für den Winkelfehler zusammenfassen, sofern nur fehlerhafte Grundwellenbeiträge berücksichtigt werden:

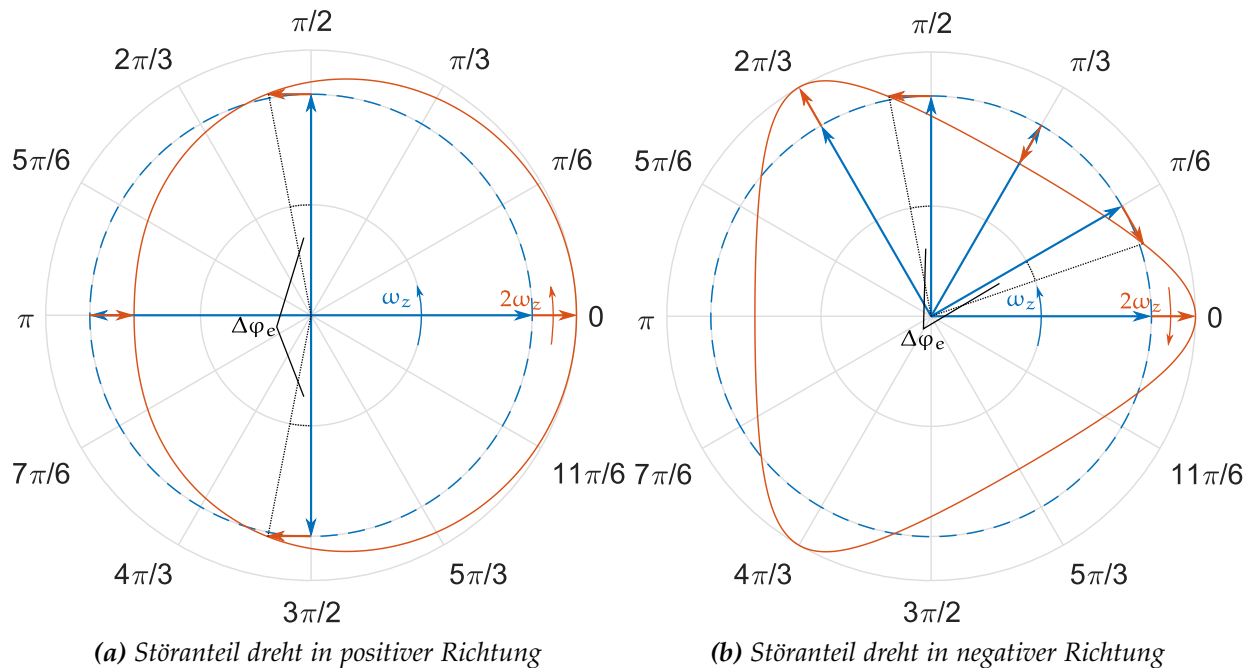
- Eine Offsetabweichung eines oder beider Signale bewirkt, dass der Winkelfehler mit einfacher Frequenz der Grundwelle auftritt.
- Sowohl der Phasenfehler, als auch eine Betragsdifferenz zwischen den beiden Ursprungssignalen sind Ursachen eines Winkelfehlers mit zweifacher Grundwellenfrequenz.

Wie eine Untersuchung im Frequenzbereich des Winkelfehlers zeigt, führt der Phasenfehler außerdem zu einem Offset im Winkelsignal.

Die Analyse des Ordnungsspektrums in Abschnitt 5.5 zeigte außer der Grundwelle noch störende Signalkomponenten, welche sich ebenfalls im Drehwinkelsignal auswirken. Für jede dieser Komponenten kann im Prinzip ein Störkomponentenvektor analog zur Grundwelle gebildet werden, der additiv zum Grundwellenvektor  $\vec{v}_z$  wirkt (vgl. [16, S. 31, 42, S. 451]). Darüber hinaus konnte auf Grund der Überlagerung der Störfrequenzbeiträge ein Modulationseffekt beobachtet werden, der die Deutung des Winkelfehler-Ordnungsspektrums (siehe z. B. Abb. 6.3) zusätzlich verkompliziert. Dieser Modulationseffekt lässt sich ebenfalls anschaulich als Betragsverlauf visualisieren.

Abb. 7.2 bildet die beiden Komponenten des Vektors ab, der sich aus dem ungestörten Grundwellenvektor  $\vec{v}_z$  und einem Störkomponentenvektor zusammensetzt. Der Einfluss des durch die  $\arctan2$ -Berechnung entstandenen Störanteiles auf die Frequenz des Betrags- und Winkelfehlers hängt von dessen Umlaufrichtung ab. Ist der Umlauf der Grundwelle und des Störanteils gleichsinnig, so ergibt sich die Drehfrequenz des Fehlers als Betrag der Differenz derer der beiden Signalanteile. Bei gegensätzlichem Umlauf addieren sich die Drehfrequenzen. Dementsprechend sind die Momentaufnahmen in Abb. 7.2 jeweils beim Winkel  $\pi/2$ , bezogen auf die Winkelfehlerperiode, eingezeichnet.

Zu beachten ist zudem, dass die Umläufe der Störkomponenten im Winkelsignal durch einen



**Abb. 7.2:** Überlagerung eines Störanteiles mit zweifacher Drehfrequenz der Grundwelle

Phasenfehler und Betragsdifferenzen der ihnen zugrunde liegenden Signalanteile verzerrt werden. Bei jedem der zuletzt genannten Beiträge der Störkomponenten lassen sich durch die Analyse des Winkelfehler-Ordnungsspektrums noch betragsmäßig kleinere Anteile bei höheren Ordnungszahlen feststellen. Das Ordnungsspektrum des Winkelfehlers ergibt damit ein Gesamtbild, welches analytisch nur sehr schwer zu beschreiben ist. Die Auswirkungen der Fehlerkorrekturen auf den Winkelfehler werden daher im Rahmen dieser Arbeit simulativ untersucht. Auf die Ausführungen dieses Abschnittes wird dabei gegebenenfalls zurückgegriffen.

## 7.2 Korrektur der Grundwellenbeiträge

Der statische Offset der Ursprungssignale wurde vor der Weiterverarbeitung bisher stets entfernt. Dazu wurde der Mittelwert über eine mechanische Umdrehung des Maßkörpers von den Rohsignalen abgezogen. Bezogen auf die Grundwelle der Ursprungssignale verbleiben nach den Ausführungen im vorigen Abschnitt also noch die Korrektur der Betragsdifferenzen und des Phasenfehlers.

### 7.2.1 Korrektur des Phasenfehlers zwischen den Signalspuren

Der Phasenfehler resultiert aus Ungenauigkeiten im mechanischen Aufbau der Sensorkomponenten und des Winkelsensors selbst. Auf der Bauteilseite kommen also sowohl Fertigungstoleranzen in der Maßverkörperung, als auch Toleranzen bei den Messbrückenabständen im Sensorelement in Frage. Bezogen auf die Sensoranordnung des Winkelsensorkonzeptes korreliert die Phasenverschiebung hauptsächlich mit dem Arbeitsabstand zwischen dem Sensorelement und der Maßverkörperung.

Zur Korrektur des Phasenfehlers wird die Fourierreihe der beiden Ursprungssignale genutzt. Für die Grundwelle der Sinusspur  $s_{s,z}$  und der Cosinusspur  $s_{c,z}$  gilt mit den entsprechenden Phasenwinkeln  $\theta_s$  und  $\theta_c$

$$s_{s,z}(t) = A_{s,z} \cdot \sin(\cdot\varphi_z(t) + \theta_s) \quad (7.2a)$$

$$s_{c,z}(t) = A_{c,z} \cdot \cos(\cdot\varphi_z(t) + \theta_c) \quad (7.2b)$$

Der Phasenfehler wird dann über

$$\Delta\theta = \theta_c - \theta_s \quad (7.3)$$

berechnet. Wegen Gl. 6.1 ist mit dieser Definition von  $\Delta\theta$  das Vorzeichen des Phasenfehlers positiv, sofern aus diesem ein größerer Winkel zwischen den beiden Signalanteilen entsteht. Die Phasenwinkel der Grundwelle  $\theta_c$  und  $\theta_s$  können nicht direkt aus der Fouriertransformierten der Signalspuren gewonnen werden, da die Winkelinformation keinen eindeutigen Phasenbezug aufweist. Aus der relativen Phasenbeziehung zwischen den Signalspuren lässt sich  $\Delta\theta$  aber direkt bestimmen.

Die Grundlage für den Korrekturalgorithmus bilden die Additionstheoreme für trigonometrische Funktionen (siehe z. B. [41, S. 94]):

$$\sin(x_1 \pm x_2) = \sin(x_1) \cdot \cos(x_2) \pm \cos(x_1) \cdot \sin(x_2) \quad (7.4a)$$

$$\cos(x_1 \pm x_2) = \cos(x_1) \cdot \cos(x_2) \mp \sin(x_1) \cdot \sin(x_2) \quad (7.4b)$$

Da aus der Berechnung von  $\Delta\theta$  mit Hilfe der Fouriertransformierten der Signale nicht hervorgeht, wie groß deren Einzelbeiträge zur Phasenverschiebung sind, werden beide Signalspuren zu jeweils gleichen Teilen um  $\frac{\Delta\theta}{2}$  korrigiert. Damit wird unter den gegebenen Umständen der Einfluss auf den durch die Phasenkorrektur entstehenden Offset im Winkelsignal minimiert.

Zur Vereinfachung des Korrekturalgorithmus' lässt sich die Näherung für sehr kleine Winkel auf Gl. 7.4a und Gl. 7.4b anwenden:

$$\left| \frac{\Delta\theta}{2} \right| \text{ sehr klein} \implies \begin{aligned} \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) &\approx 1 \\ \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) &\approx \frac{\Delta\theta}{2} \end{aligned} \quad (7.5)$$

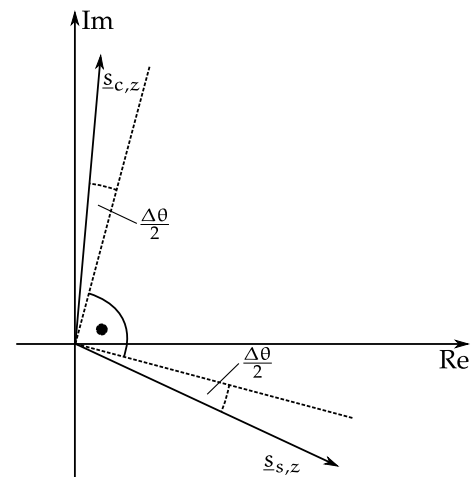


Abb. 7.3: Skizze der Signalspuren in der komplexen Ebene

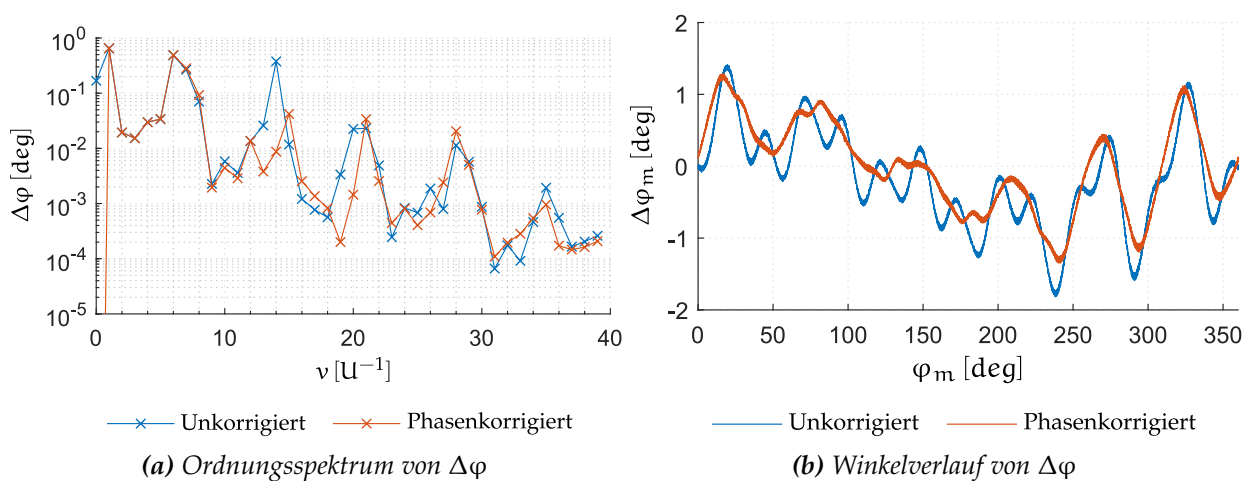
Zuletzt müssen noch die richtigen Gleichungssätze aus Gl. 7.4 ausgewählt werden. Dazu ist es hilfreich, die Grundwellenanteile beider Signalspuren als komplexe Zeiger zu skizzieren (vgl. Abb. 7.3). Die messbaren Momentanwerte der Signale entsprechen hier der Projektion der Zeiger auf die reelle Achse. Wie im Bild dargestellt, vergrößert der Phasenfehler  $\Delta\theta$  den Winkel zwischen den beiden Zeigern, daher ist sein Vorzeichen nach der Definition aus Gl. 7.3 positiv. Die Korrektur erfolgt, indem beide Zeiger um den halben Fehlerwinkel gedreht werden. Damit ist der Zeiger  $s_{c,z}$  in negativer Drehrichtung,  $s_{s,z}$  in positiver

Drehrichtung zu korrigieren. Bei negativen Phasenfehlern gelten die umgekehrten Verhältnisse. Zur Berechnung von  $s_{s,corr}$  ist demnach der additive Term von Gl. 7.4a, für  $s_{c,corr}$  der Subtraktive von Gl. 7.4b auszuwählen. Unter Berücksichtigung der Näherung Gl. 7.5 ergibt sich daher der Gleichungssatz

$$s_{s,corr}(t) = s_s(t) + s_c(t) \cdot \frac{\Delta\theta}{2} \quad (7.6a)$$

$$s_{c,corr}(t) = s_c(t) + s_s(t) \cdot \frac{\Delta\theta}{2} \quad (7.6b)$$

für die korrigierten Signale. In den Gleichungen sind  $s_s(t)$  und  $s_c(t)$  die offsetbereinigten, jedoch ansonsten fehlerbehafteten Momentanwerte der Signalspuren aus dem Winkelsensor. Die Wirkung der Phasenkorrektur auf das Ordnungsspektrum des Winkelfehlers ist in Abb. 7.4a zu sehen.



**Abb. 7.4:** Korrektur des Phasenfehlers

Obwohl zur Phasenkorrektur durch Gl. 7.6 die fehlerbehafteten Signale  $s_s(t)$  und  $s_c(t)$  genutzt werden, ist der Effekt auf den Winkelfehler bei der zweifachen Grundwellenfrequenz sehr deutlich erkennbar. Auch der Offset des Winkelfehlers wird durch die Phasenkorrektur minimiert. Damit entfällt in der Signalverarbeitung der Zwischenschritt zur Bereinigung des Winkeloffsets.

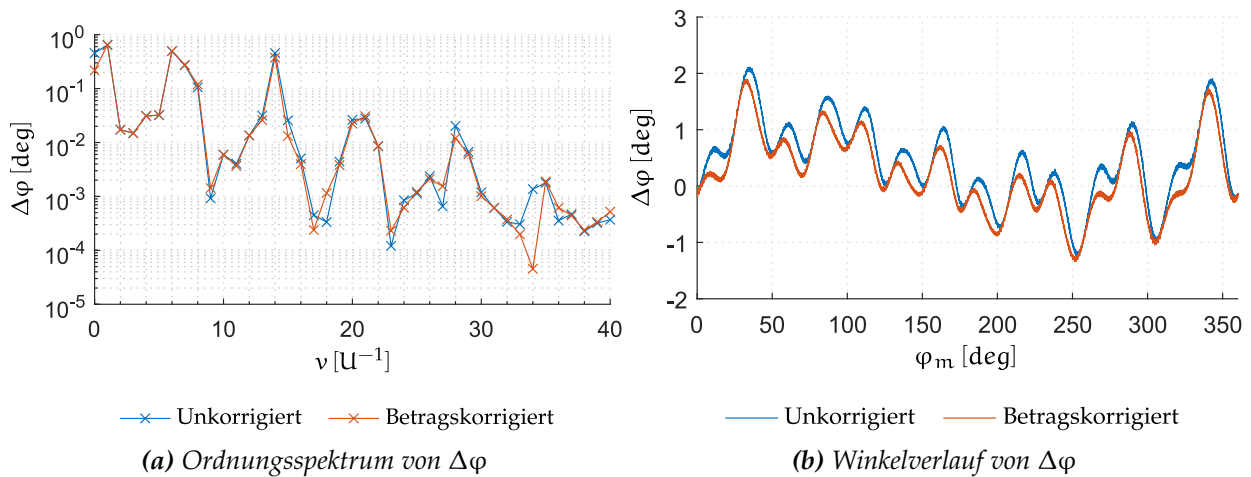
## 7.2.2 Korrektur der Betragsdifferenzen

Im Abschnitt 5 wurde gezeigt, dass eine tangentielle Verschiebung  $d_y > 0 \mu\text{m}$  des Sensorelements Hauptursache einer Betragsdifferenz zwischen den Nutzsignalanteilen der Ursprungssignale ist. Diese sind nach Abschnitt 7.1, ebenso wie der Phasenfehler, Ursache eines Winkelfehlers mit doppelter Grundwellenfrequenz.

Die Korrektur der Betragsdifferenz erfolgt durch Multiplikation eines der beiden Ursprungssignale mit einem Verstärkungsfaktor  $G$ . Dessen Berechnung erfolgt durch den Vergleich der Grundwellenamplituden, also durch Auswerten von

$$G = \frac{A_{c,z}}{A_{s,z}} \quad (7.7)$$





**Abb. 7.5:** Korrektur der Betragsdifferenz

Wird diese Definition zugrunde gelegt, ist  $G$  mit den Momentanwerten der Sinusspur zu multiplizieren:

$$s_{s,G}(t) = G \cdot s_s(t). \quad (7.8)$$

Wie bereits durch Abschnitt 5.5 gezeigt wurde, können  $A_{c,z}$  und  $A_{s,z}$  dabei sehr einfach mit Hilfe der Fouriertransformation aus den Ursprungssignalen gewonnen werden. Der in Abb. 7.5 aufgetragene Winkelfehlerverlauf wurde aus den Ursprungssignalen bei einer tangentialen Sensorverschiebung  $d_y$  von  $200 \mu\text{m}$  erzeugt, wobei alle sonstigen Parameter belassen wurden. Wie in Abb. 7.5a ersichtlich, ist bei  $\nu = 2\nu_z = 14 U^{-1}$  durchaus der erwartete Optimierungseffekt durch die Betragskorrektur erkennbar; allerdings ist der Einfluss einer geringfügigen Verschiebung auf den Winkelfehler insgesamt eher gering.

### 7.2.3 Zwischenfazit und Implementierungsmethode

Bei den oben vorgestellten Optimierungsmethoden ist grundsätzlich zu beachten, dass durch den direkten Eingriff in die Ursprungssignale des Sensorelementes auch die störenden Frequenzanteile beeinflusst werden. Das kann auch negative Auswirkungen im Winkelsignal zur Folge haben. Trotzdem konnte durch den Vergleich der Ordnungsspektren des Winkelfehlers vor und nach den einzelnen Optimierungsschritten insgesamt eine Verbesserung der Signalqualität festgestellt werden.

Zur Implementierung müssen die Werte der Signaloffsets  $O_s$  und  $O_c$  sowie der Phasenkorrekturwinkel  $\frac{\Delta\theta}{2}$  und der Verstärkungsfaktor  $G$  im Speicher des Motorcontrolles hinterlegt werden. Diese sind im Rahmen der Sensorkalibrierung auf einem Sensorteststand mit Winkelreferenz für jeden einzelnen Winkelsensor zu bestimmen. Die Auswertung der Gleichungen Gl. 7.6 und Gl. 7.8 ist dann in jedem Abtastschritt vor der Winkelberechnung durch die  $\arctan2$ -Funktion durchzuführen. Zuvor sollten allerdings die Signaloffsets aus den Rohsignalen entfernt werden.

### 7.3 Kompensation der Störeinflüsse durch differentielle Abtastung des Maßkörpers

Das Winkelsensorkonzept kann so erweitert werden, dass die Maßverkörperung durch ein zweites, auf der gegenüberliegenden Seite platziertes Sensorelement abgetastet wird. Die Skizze Abb. 7.6 zeigt ein solches Konzept beispielhaft mit dem analogen Signalverarbeitungspfad von jeweils einer Signalspur. Bei entsprechender Zusammenführung der jeweiligen Signalspuren löschen sich – ideale Verhältnisse vorausgesetzt – auf Grund der Phasenverschiebung um  $180^\circ$  mechanisch je nach Verschaltung bestimmte Signalanteile gegenseitig aus.

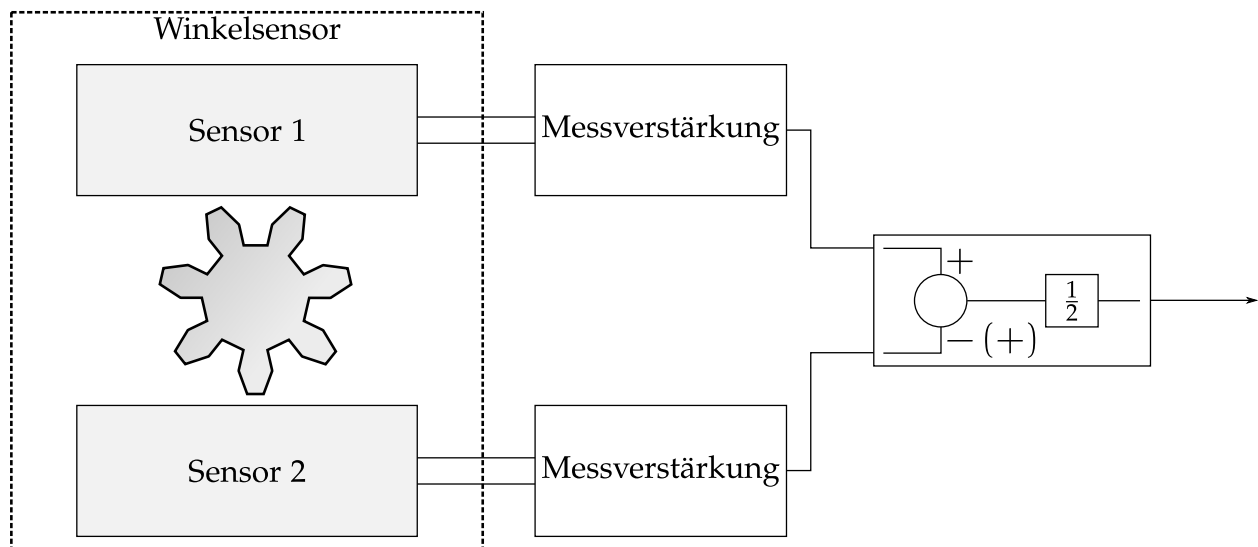
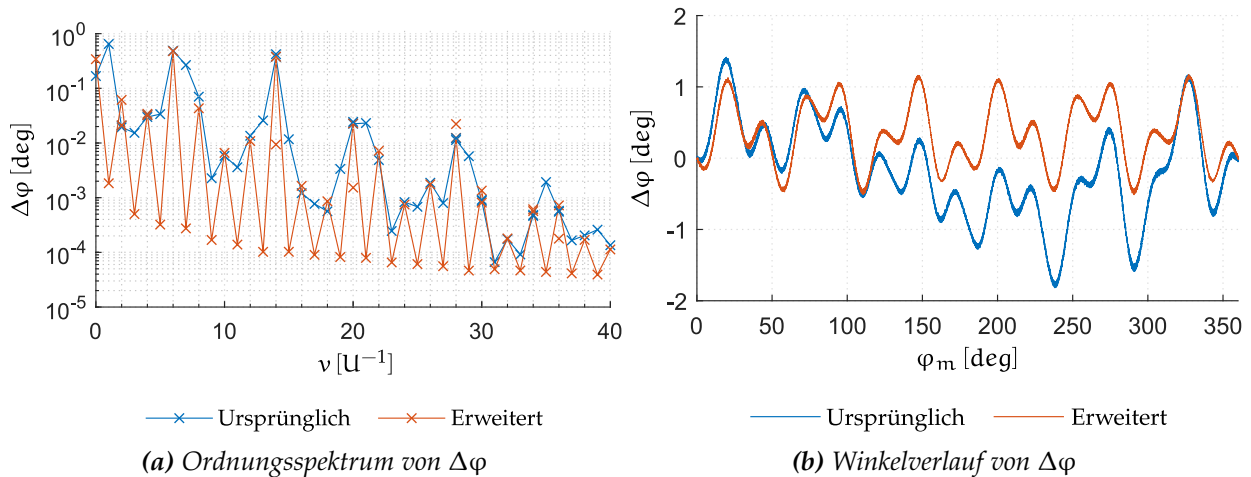


Abb. 7.6: Skizze des erweiterten Winkelsensorkonzeptes.

So würde das zweite Sensorelement bei dem Maßkörper mit  $z = 7$  auf Grund der ungeradzahigen Periode die um genau  $180^\circ$  phasenverschobene Grundwelle erfassen. Um diese für die Signalverarbeitung zu erhalten und gleichzeitig den Teil der geradzahig periodischen Störfrequenzen zu eliminieren, muss die Differenz der korrespondierenden Signale aus Sensor 1 und Sensor 2 gebildet werden. Die Signaloffsets spielen bei diesen Betrachtungen keine Rolle. Damit es auf Grund der dadurch entstehenden Signalverstärkung nicht zum Clipping kommt, muss die Amplitude des Ausgangssignales noch begrenzt werden. Dies ist in der Skizze Abb. 7.6 durch den Verstärkungsfaktor  $\frac{1}{2}$  angedeutet. Die Daten der in Abb. 7.7 dargestellten Verläufe für das erweiterte Sensorkonzept wurden aus den Messdaten erzeugt, die in Abb. 5.7 abgebildet sind. Diese wurden nach der Bereinigung der Offsets und der Begrenzung auf eine mechanische Umdrehung so verschoben, dass sie den Messdaten des um  $180^\circ$  versetzten Sensors entsprechen würden. Danach wurden diese Daten punktweise von den Ursprungssignalen abgezogen und das resultierende Signal für die Berechnung des Drehwinkels genutzt. Das so erzeugte Signal bildet bezüglich der Positionierung und der elektrischen Eigenschaften des zweiten Sensors allerdings ideale Verhältnisse ab. Auf die im vorherigen Abschnitt diskutierten Optimierungen wurde bei der Erstellung der Diagramme verzichtet.

Ein Vergleich zum Winkelfehler-Ordnungsspektrum des ursprünglichen Sensorkonzeptes zeigt, dass die Eliminierung aller Störbeiträge an geradzahigen Ordnungszahlen in den Ursprungssignalen eine Unterdrückung bei den ungeradzahigen Ordnungszahlen im Winkelfehler bewirkt.



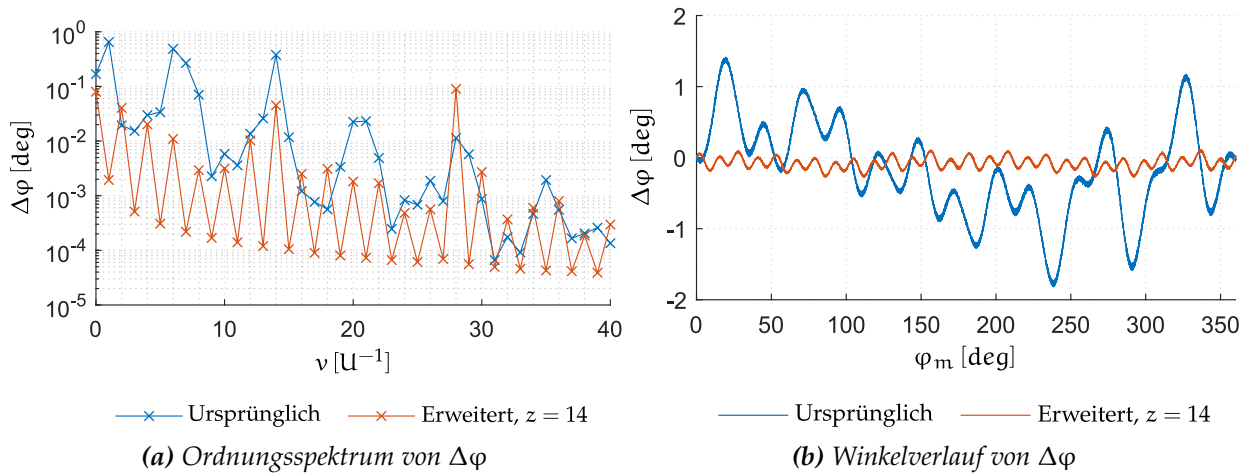
**Abb. 7.7:** Vergleich des erweiterten Winkelsensorkonzeptes zum Ursprünglichen

Auf Grund des in Abschnitt 7.1 beschriebenen Modulationseffektes können im Winkelsignal keine Beiträge bei ungeradzahigen Ordnungszahlen entstehen, weil sowohl die Addition als auch die Subtraktion zweier ungerader Zahlen immer auf eine gerade Zahl führt. Für die Verminderung des Winkelfehlers ist die Unterdrückung der Störungen bei  $\nu = 1 \text{ U}^{-1}$  und bei  $\nu = 7 \text{ U}^{-1}$  besonders relevant. Auch im Bezug auf die Simulationsergebnisse aus Abschnitt 6.3.7 ist das vorteilhaft, denn besonders die langwelligen Störanteile wirkten sich negativ auf die Kommutierung des Motors aus. Sehr präsent sind weiterhin die durch den Phasenfehler induzierte Störfrequenz bei  $\nu = 14 \text{ U}^{-1}$  und Offsetfehler sowie die wegen der Modulation des schwingenden Offsets an der Grundwelle in Erscheinung tretende Störfrequenz bei  $\nu = 6 \text{ U}^{-1}$ . Die ersten beiden Einflüsse können durch die Phasenfehlerkorrektur aus Abschnitt 7.2.1 eliminiert werden.

Weiter verbessern ließe sich der Winkelfehler durch die Verwendung eines geradzahlig gezahnten Maßkörpers, da in diesem Fall die meisten relevanten Störeinflüsse der Rohsignale bei ungeradzahigen Ordnungszahlen auftreten (vgl. das Ordnungsspektrum in Abb. 5.9a). Werden die Signale von Sensor 1 und Sensor 2 hier über eine Addition zusammengeführt, so löschen sich die ungeradzahigen Beiträge in den Rohsignalen aus. Abb. 7.8 zeigt erneut einen Vergleich des ursprünglichen Sensorkonzeptes zu einem differenziell aufgebauten Winkelsensor. Für diesen wurden hier jedoch die Rohsignale einer Messung unter Nutzung des Zahnrades mit  $z = 14$  als Maßverkörperung genutzt.

Wie in Abb. 7.8b zu sehen ist, sind im Winkelfehlerverlauf über eine mechanische Umdrehung nur noch wenige Störeinflüsse vorhanden. Signifikant ist lediglich der Beitrag bei  $\nu = 28 \text{ U}^{-1}$ , welcher wieder auf den Phasenfehler zurückzuführen ist

Es muss nochmals betont werden, dass die Rohsignale der differenziell abtastenden Winkelsensoren in diesem Abschnitt aus den Rohsignalen der ursprünglichen Messungen erzeugt wurden und damit ideale Verhältnisse widerspiegeln. Im Rahmen von weiterführenden Arbeiten muss daher eine entsprechende Sensoranordnung aufgebaut und die Einflüsse von Positionierungs- und Bauteilgenauigkeiten untersucht werden.



**Abb. 7.8:** Vergleich des erweiterten Winkelsensorkonzeptes bei Verwendung eines Maßkörpers mit  $z = 14$  zum ursprünglichen Konzept mit  $z = 7$

Die bisherigen Ergebnisse zeigen jedoch, dass das Konzept des differenziell abtastenden Winkelsensors vielversprechend sein könnte, vor allem im Hinblick auf Maßkörper mit gerader Zähnezahl.

## 8 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Winkelsensorkonzept entworfen, welches in Übereinstimmung mit den im Abschnitt 4.2 formulierten Anforderungen als Motorkommutierungssensor für einen BLDC mit sieben Polpaaren angewendet werden kann. Die Abmessungen sind so klein, dass die Integration in einen Antriebsstrang auf Basis des Motors mit 25 mm Statordurchmesser machbar wäre. Darüber hinaus ist die absolute Winkelmessung über den gesamten Feldwinkelbereich gegeben. Da das Winkelsensorkonzept auf einem COTS-Sensorelement basiert, welches bei internen Strahlungstests sehr gute Ergebnisse erzielte, ist es für Anwendungen in der Raumfahrt geeignet.

Mit Hilfe eines motorisierten Sensorteststandes konnte das Konzept realisiert und vermessen werden. Durch eine Analyse der Rohsignale im Zeitbereich und deren Ordnungsspektren war es möglich, die in den Signalverläufen festgestellten größten Störeinflüsse auf systematische Ursachen zurückzuführen. Dadurch konnte ein grundlegendes Verständnis für das Sensorkonzept entwickelt werden.

Zum Vergleich mit der Feldwinkelmessung durch Hallsensoren wurde in Ermangelung geeigneter Hardware ein Simulationsmodell in MATLAB/Simulink erstellt. Die systematischen Fehlereinflüsse des Winkelsensorkonzeptes und der Feldwinkelmessung mittels Hallsensoren fanden dabei gleichermaßen Berücksichtigung. Die Vergleichbarkeit der Simulationsergebnisse wurde durch einen definierten Ablauf, der den sensorspezifischen Kommutierungsvarianten Rechnung trägt, sichergestellt.

Anhand der in Abschnitt 6.3.7 gezeigten Simulationsergebnisse lässt sich die in der Aufgabenstellung geforderte Bewertung der Nutzbarkeit als Motorkommutierungssensor ableiten. Zusammengefasst ergeben sich daraus folgende Aussagen für den Ersatz der hallsensorbasierten Six-Step Kommutierung gegen die Sinuskommutierung unter Nutzung des Winkelsensorkonzeptes:

- Bei kleineren Motordrehzahlen lässt der relativ kleine Rippel im q-Strom darauf schließen, dass hier ein deutlich gleichmäßigerer Motorlauf erreicht wird.
- Bei höheren Drehzahlen ist der Rippel im q-Strom allerdings betragsmäßig größer. Die Störungen treten außerdem, bedingt durch den Bezug auf eine mechanische Umdrehung des Rotors, langwelliger in Erscheinung. Beides zusammen kann sich sehr nachteilig auf den Lauf des Motors auswirken. Ob diese Störeinflüsse im Betrieb tolerierbar sind, muss durch Messungen an einem realen Motor nachgewiesen werden.
- Auf Grund der kontinuierlichen Winkelerfassung ist die feldorientierte Regelung des Motors möglich. Dadurch lässt sich eine deutliche Effizienzsteigerung beim Betrieb über einen weiten Drehzahlbereich erzielen.
- Die Berechnung der Motordrehzahl erfolgt anhand eines kontinuierlichen Winkelsignals, wodurch erheblich niedrigere Transienten im Drehzahlsignal entstehen. Die Drehzahlregelung kann deshalb dynamischer ausgelegt werden.

Die Ergebnisse dieser Arbeit dienen in erster Linie zur Demonstration der Möglichkeiten und als Beitrag zum Verständnis des Winkelsensorkonzeptes. Da die beschriebenen Zusammenhänge Vorhersagen über das Betriebsverhalten des Motors ermöglichen, sind die Grundlagen für eine

effiziente Weiterentwicklung gelegt.

So könnte z. B. ein verbesserter mechanischer Testaufbau den Rundlauf der Maßverkörperung erheblich steigern. Dadurch wäre neben der Verminderung des schwingenden Offsets die Amplitudenmodulation der Rohsignale nach Abschnitt 5.3.2 reduziert. Folglich wäre der wegen des in Abschnitt 7.1 beschriebenen Modulationseffektes auftretende Störeinfluss bei  $1 \text{ U}^{-1}$  im Ordnungsspektrum des Winkelfehlersignals ebenfalls vermindert. Nachdem sich, wie in Abschnitt 6.3.7 gezeigt wurde, gerade die langwelligen Störeinflüsse negativ im Motorstrom bemerkbar machen, ist durch diese Maßnahme auch eine deutliche Verbesserung im Betriebsverhalten des Motors zu erwarten.

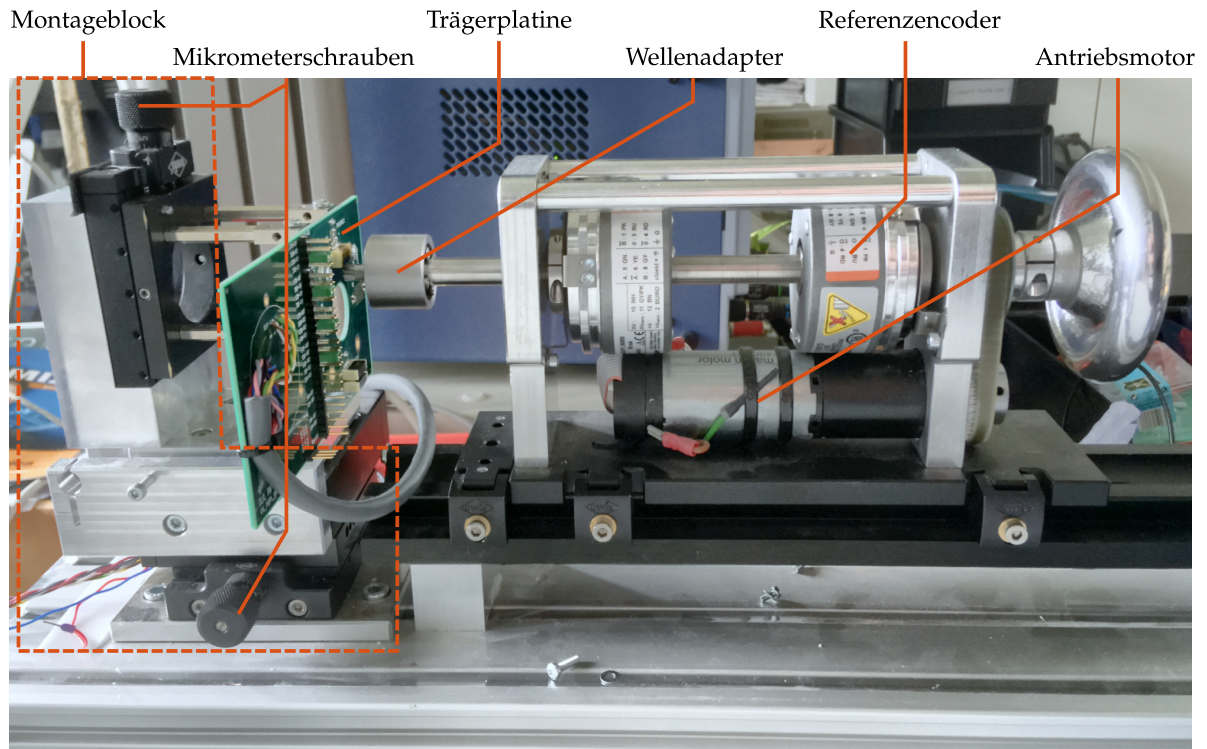
Insbesondere das flexibel konfigurierbare Simulationsmodell kann die Weiterentwicklung unterstützen. So lassen sich z. B. für neue Antriebe auf einfache Weise verschiedene Motorparameter durchspielen.

Zuletzt wurden Möglichkeiten zur Optimierung des Drehwinkelsignals untersucht, wobei deren Bewertung ausschließlich anhand ihrer Auswirkungen auf das Drehwinkelsignal erfolgte. Eine für die Themenstellung von weiterführenden Arbeiten besonders lohnenswerte Variante scheint dabei die differentielle Abtastung der Maßverkörperung zu sein.

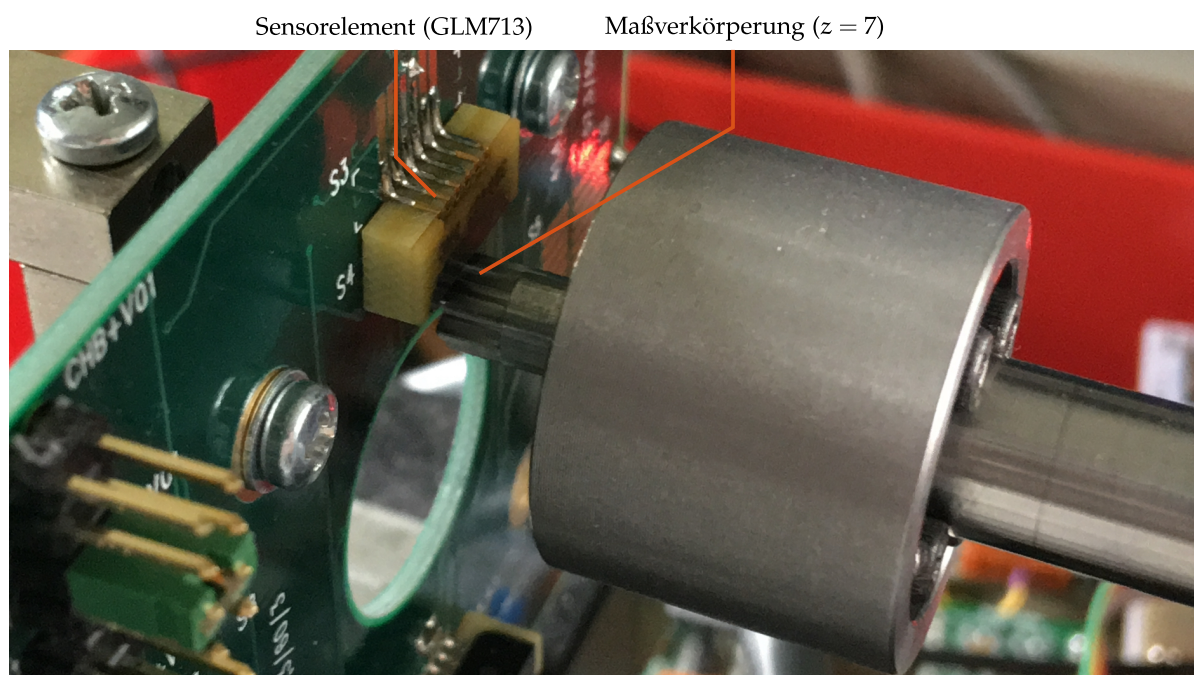
Ein Aspekt, der in dieser Arbeit offen gelassen wurde, ist das Zusammenspiel des Winkelsensor-konzeptes mit einer Stromregelung des Motors. Die entsprechende Erweiterung des Simulationsmodells könnte ein erster Ansatz dafür sein.

## A Anhang

### A.1 Sensorteststand

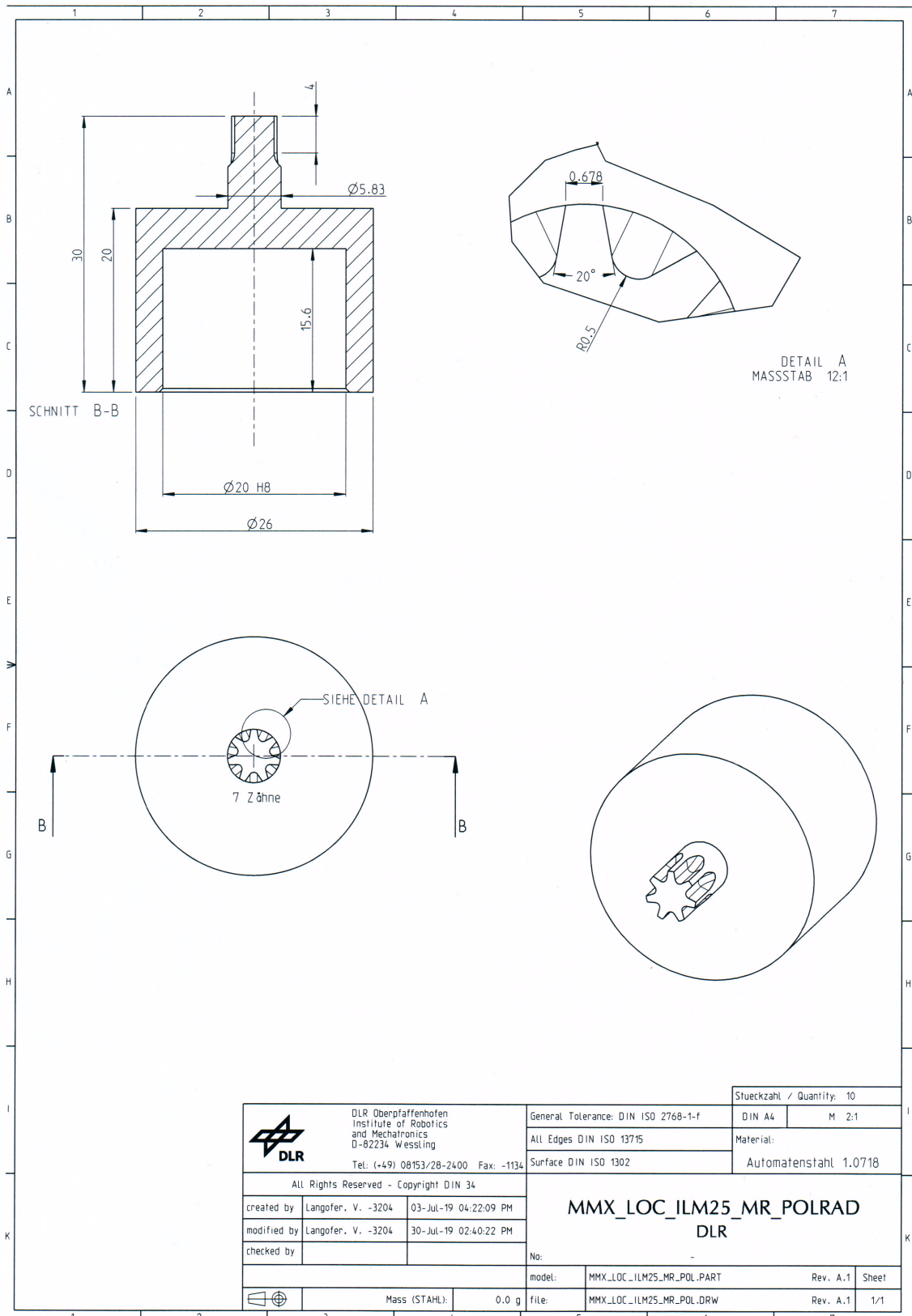


*Abb. A.1: Sensorteststand*



*Abb. A.2: Detailansicht Messaufbau*

**A.2 Maßkörper (z = 7)**



**Abb. A.3: Zeichnung des Maßkörpers mit Wellenadapter**



### A.3 Maßkörper ( $z = 14$ )

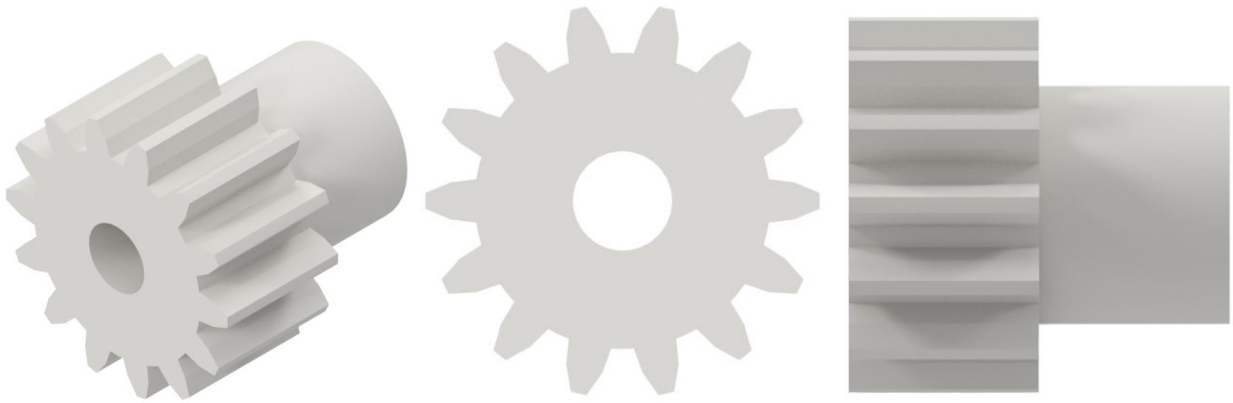


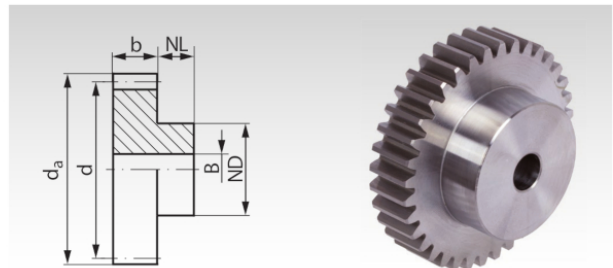
Abb. A.4: 3D-Modell des zugekauften Zahnrad mit  $z = 14$

#### Stirnzahnräder aus Stahl mit einseitiger Nabe, gefräste Zähne, gerade verzahnt

Werkstoff: 11SMnPb30.

Verzahnungsqualität 8d DIN 58405.

Eingriffswinkel  $20^\circ$ .



Bestellangaben: z.B.: Art.-Nr. 211 010 00, Stirnrad, 11SMnPb30, Modul 0,5, 10 Zähne

#### Modul 0,5 Zahnbreite $b = 4$ mm

Artikel-Nr.	Zähnezahl	b mm	$d_a$ mm	d mm	NL mm	ND mm	BH7 mm	zul. MD* Ncm	Gewicht g
211 010 00	10	4	6	5	4	4	2	0,8	0,8
211 012 00	12	4	7	6	4	4	2	1,0	1
211 013 00	13	4	7,5	6,5	4	5	2	1,1	1
211 014 00	14	4	8	7	4	5	2	1,2	2
211 015 00	15	4	8,5	7,5	4	6	3	1,4	2

Abb. A.5: Katalogauszug Mädlers Zahnräder [46]

#### A.4 Messergebnis bei axialer Verschiebung

Die Auswirkung der axialen Verschiebung auf die Messergebnisse wurde mit Hilfe der Maßverkörperung mit  $z = 7$  überprüft. Die sonstigen Rahmenparameter waren bei diesen Messungen auf  $a = 300 \mu\text{m}$  und  $d_y = 0 \mu\text{m}$  festgelegt. Der Nullpunkt der axialen Verschiebung ist so definiert, dass die obere Fläche des Sensorelements in einer Ebene mit dem freien Ende der Maßverkörperung ist. Ausgehend von dieser Position wurde die Maßverkörperung in negativer x-Richtung zunächst in Schritten von  $200 \mu\text{m}$  verschoben. Ab  $d_x = -1000 \mu\text{m}$  wurde die Schrittweite auf  $500 \mu\text{m}$  vergrößert.

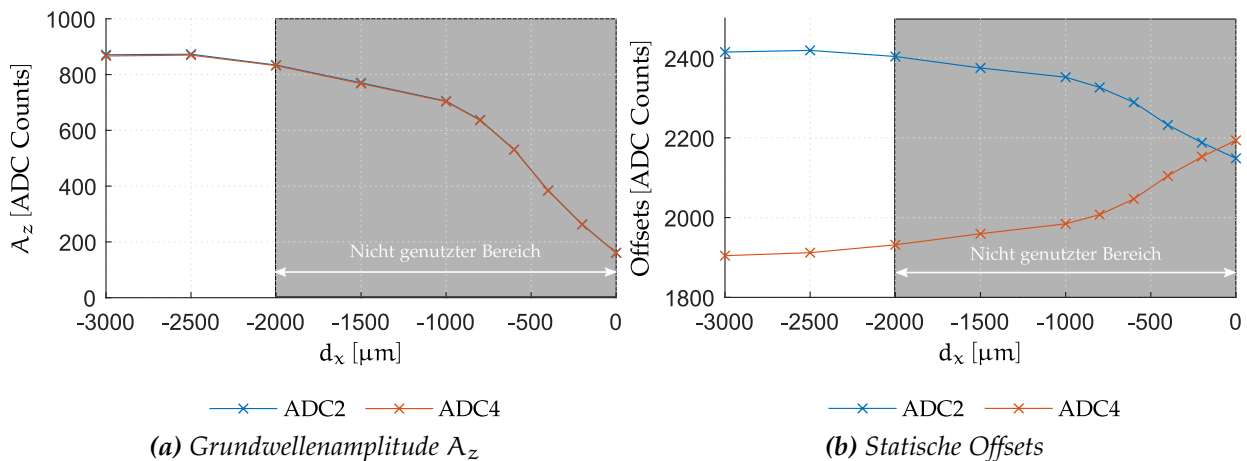


Abb. A.6: Axiale Verschiebung des Maßkörpers

Da der Amplitudenverlauf der Grundwelle von ADC2 und ADC4 gleichförmig ist und im relevanten Bereich ohnehin kein großer Abfall feststellbar ist, wurde entschieden, die axiale Verschiebung des Sensorelements im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter zu verfolgen.

### A.5 Simulationsmodell

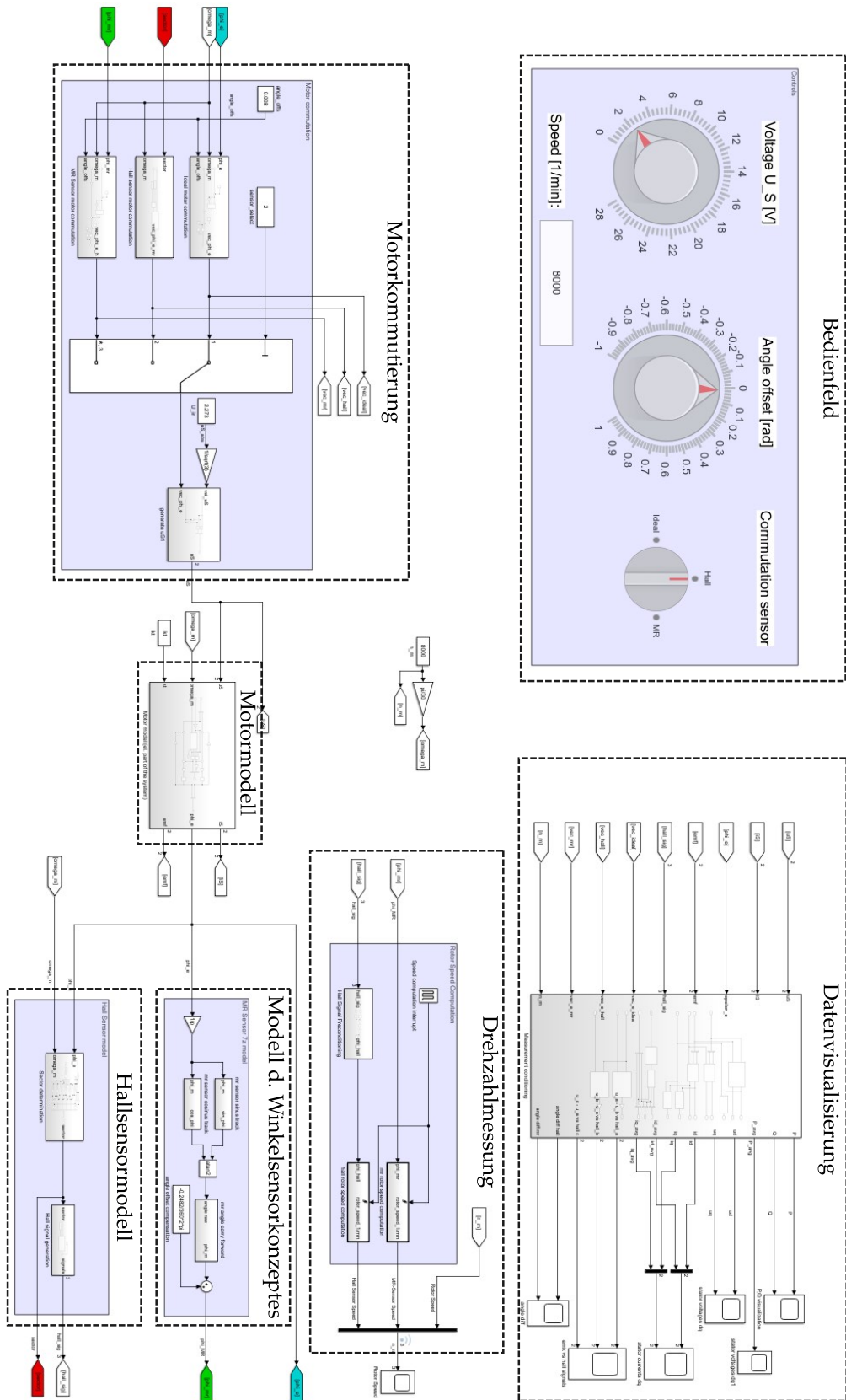
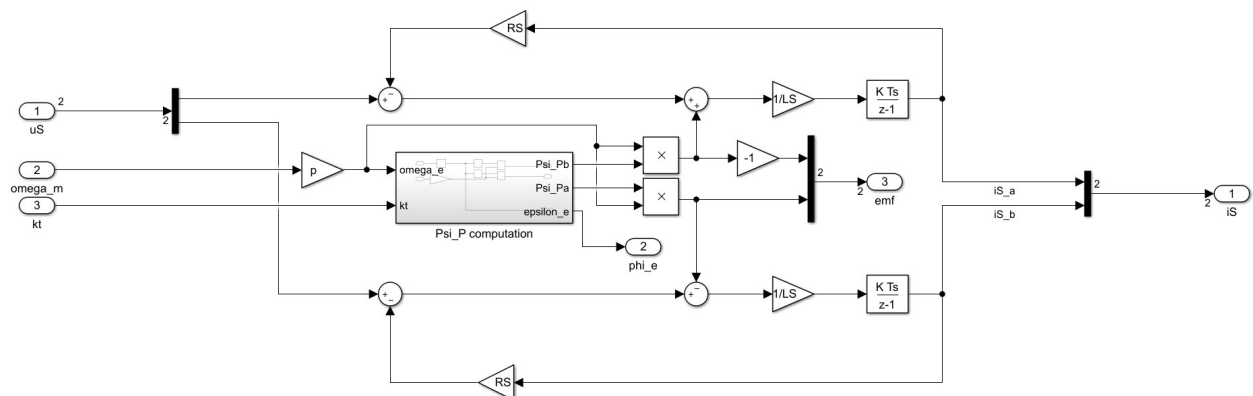


Abb. A.7: Simulationsmodell (Übersicht)

## A.6 Motormodell



*Abb. A.8: Motormodell im Detail*

Die zur Parametrierung des Motormodells genutzten Werte wurden nach den angegebenen Formeln aus den Datenblattangaben eines **ILM25 des Herstellers TQ-RoboDrive** [9] errechnet oder übernommen.

Drehmomentkonstante $k_T$	0,016 Nm/A
Polpaarzahl $p$	7
Statorwiderstand $R_S = 1/2 \cdot R_{LL}$ [13, S. 24]	374 m $\Omega$
Statorinduktivität $L_S = 1/2 \cdot L_{LL}$ [13, S. 24]	142,5 $\mu$ H

*Tab. A.1: Modellparameter des Motormodells*

Die Verschaltungsart des Motors ist Stern-Seriell.

### A.6.1 Teilmodell Winkelsensorkonzept

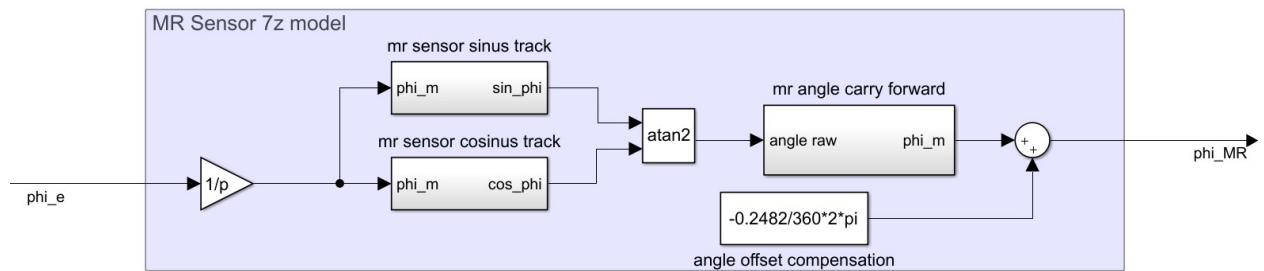


Abb. A.9: Teilmodell Winkelsensorkonzept

Sinusspur $s_s^*$			
Beschreibung	$n_i$	$A_i$ [ADC Counts]	$\theta_i$ [rad]
Grundwelle	$n_i = z = 7$	$A_i = A_z = 1234$	$-1,477$
Schwingender Offset	1	73,5	$-0,723$
Amplitudenmodulation (u.a.)	6	33,5	0,610
Amplitudenmodulation (u.a.)	8	132,2	2,522
1. Oberwelle	14	39,5	1,630
Cosinusspur $s_c^*$			
Beschreibung	$n_i$	$A_i$ [ADC Counts]	$\theta_i$ [rad]
Grundwelle	$n_i = z = 7$	$A_i = A_z = 1232$	0
Schwingender Offset	1	72,5	1,149
Amplitudenmodulation (u.a.)	6	33,2	2,045
Amplitudenmodulation (u.a.)	8	131,9	$-2,190$
1. Oberwelle	14	38,4	$-3,070$

Tab. A.2: Modellparameter Winkelsensorkonzept

### A.6.2 Teilmodell Hallsensorbasierte Feldwinkelmessung

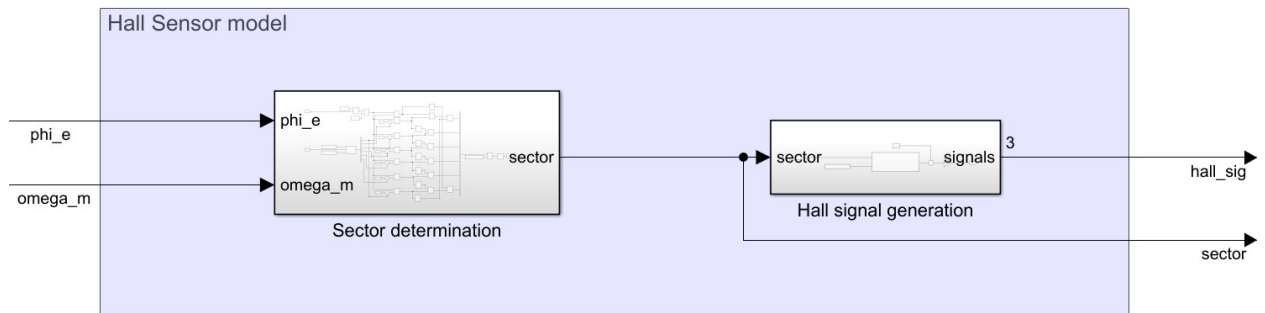


Abb. A.10: Teilmodell hallsensorbasierte Feldwinkelmessung

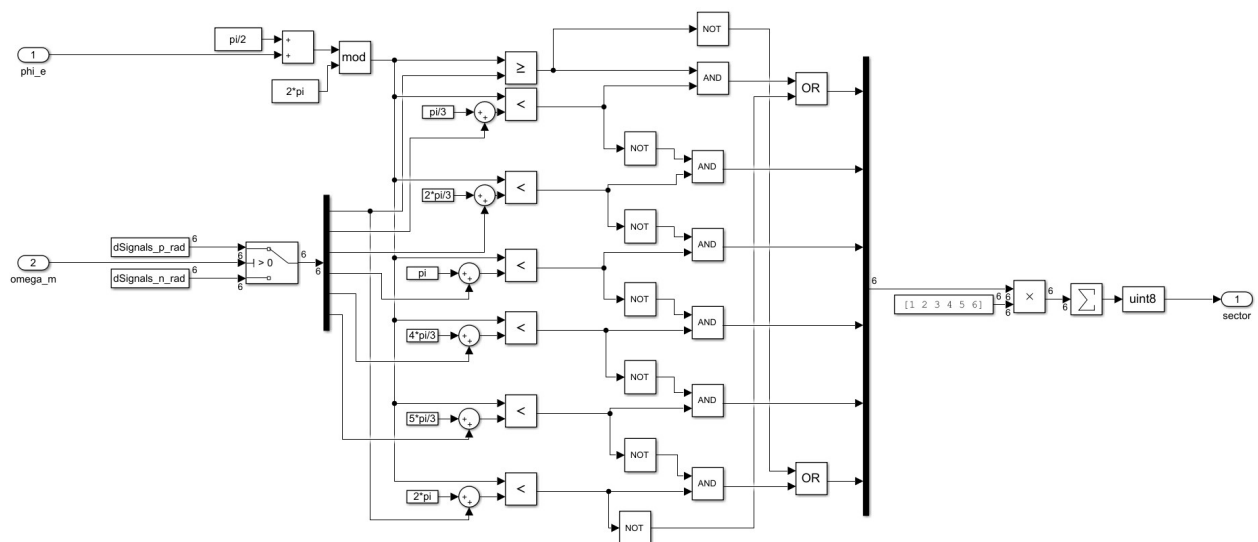


Abb. A.11: Sektorbestimmung

Positive Drehrichtung						
Sektorübergang	VI ⇒ I	I ⇒ II	II ⇒ III	III ⇒ IV	IV ⇒ V	V ⇒ VI
Flanke	H <sub>b,pos</sub>	H <sub>a,neg</sub>	H <sub>c,pos</sub>	H <sub>b,neg</sub>	H <sub>a,pos</sub>	H <sub>c,neg</sub>
Δφ [deg]	-2,4	0	-4,1	3,0	5,6	2,5
Negative Drehrichtung						
Sektorübergang	I ⇒ VI	II ⇒ I	III ⇒ II	IV ⇒ III	V ⇒ IV	VI ⇒ V
Flanke	H <sub>b,neg</sub>	H <sub>a,pos</sub>	H <sub>c,neg</sub>	H <sub>b,pos</sub>	H <sub>a,neg</sub>	H <sub>c,pos</sub>
Δφ [deg]	-15,6	-6,9	-6,2	-7,8	-3,7	-7,6

Tab. A.3: Modellparameter hallsensorbasierte Winkelmessung

Damit die Sektordefinition nach Abb. 6.6 angewandt werden können, wurde folgendes Vorgehen gewählt: Der Raumzeiger, welcher den aktuellen Sektor bestimmt, ist **mit dem Polradspannungsraumzeiger  $\underline{u}_p^*$  bei positiver Drehrichtung ausgerichtet**. Der Sektor wird in der Simulation also **nicht** anhand des Polradflussraumzeigers  $\underline{\Psi}_p^*$  definiert!

### A.6.3 Teilmodell Motorkommutierung

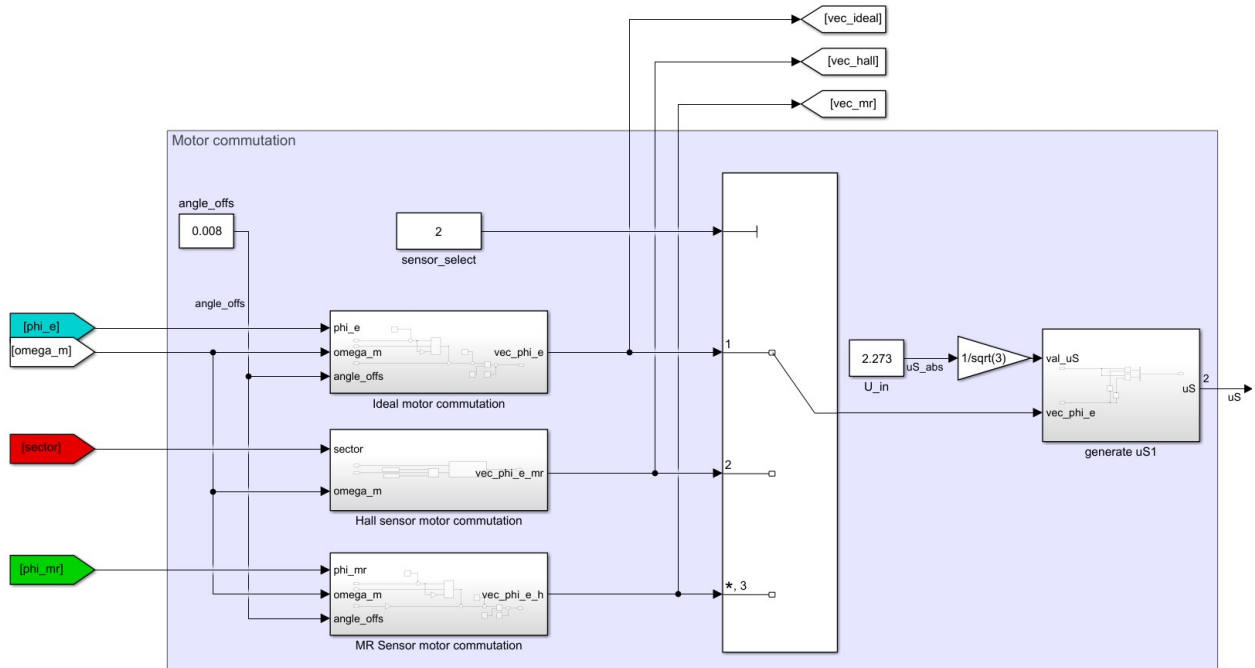


Abb. A.12: Teilmodell Motorkommutierung

Am Bedienfeld sind die folgenden Variablen einstellbar:

- $angle\_offs$ : Vorhaltewinkel  $\theta_V^*$ .
- $U\_in$ : Betrag der (verketteten) Statorspannung  $|\underline{u}_S|^*$ .
- $sensor\_select$ : Auswahl des Motorkommutierungssensors

Positive Drehrichtung						
Aktueller Sektor	I	II	III	IV	V	VI
$\angle v_{2Ph}$ [rad]	$\pi/6$	$\pi/2$	$5\pi/6$	$-5\pi/6$	$-\pi/2$	$-\pi/6$
Negative Drehrichtung						
Aktueller Sektor	I	II	III	IV	V	VI
$\angle v_{2Ph}$ [rad]	$-5\pi/6$	$-\pi/2$	$-\pi/6$	$\pi/6$	$\pi/2$	$5\pi/6$

Tab. A.4: Modellparameter: Kommutierungswinkel für die Six-Step Kommutierung

## A.7 Datenträger

### Dokumentation

Ausarbeitung

Entwurf eines Motorkommutierungssensors für Weltraumrobotikapplikationen auf Basis eines magnetoresistiven Wirkprinzips.pdf

### Datenblätter

BLDC

RoboDrive.pdf

Sensorelement

SENSITEC\_GLM700\_Zahnstruktur\_Signale\_AND\_00.pdf

SENSITEC\_GLM700ASB\_DSE\_11.pdf

### Zahnradauslegung

Auswahl Zahnräder.xlsx

### Mess- und Simulationsdaten

Messdaten Sensorpruefstand.zip

Simulationsdaten.zip



## 9 Quellenverzeichnis

- [1] Wilfried Ley, Klaus Wittmann und Willi Hallmann. *Handbuch der Raumfahrttechnik*. 5. Aufl. Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, 2019. ISBN: 978-3-446-45429-3.
- [2] *COTS for (Deep) Space Missions*. SERESSA 2017. DLR-RM. 2017.
- [3] Raoul Velazco, Dale McMorrow und Jaime Estela. *Radiation Effects on Integrated Circuits and Systems for Space Applications*. Springer International Publishing, 2019. ISBN: 978-3-030-04659-0. DOI: [10.1007/978-3-030-04660-6](https://doi.org/10.1007/978-3-030-04660-6).
- [4] J. Reill u. a. „MASCOT - Asteroid Lander with Innovative Mobility Mechanism“. In: *ASTRA-13th ESA Symposium on Advanced Space Technologies for Robotics and Automation*. 2015.
- [5] A. Beyer u. a. „CAESAR: Space Robotics Technology for Assembly, Maintenance, and Repair“. In: *69th International Astronautical Congress (IAC)*. 2018.
- [6] Institut für Robotik und Mechatronik Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt. *MASCOT-Gesamtsystem*. CC BY-SA 3.0 (<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/>), verändert. URL: <https://www.dlr.de/rm/desktopdefault.aspx/tabid-11813/#gallery/29108> (besucht am 21.03.2020).
- [7] J. Reill u. a. „Development of a Mobility Drive Unit for Low Gravity Planetary Body Exploration“. In: *ASTRA-12th ESA Symposium on Advanced Space Technologies for Robotics and Automation*. 2013.
- [8] Institut für Robotik und Mechatronik Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt. *MASCOT (Projekt)*. URL: <https://www.dlr.de/rm/desktopdefault.aspx/tabid-11813/#gallery/29088> (besucht am 21.03.2020).
- [9] *Servo-Kits ILM RoboDrive. Höchste Flexibilität und Leistungsdichte durch strukturintegrierte Antriebstechnik*. TQ-RoboDrive. 2016.
- [10] C. Krause u. a. „Development of a Mobility Drive Unit for Low Gravity Planetary Body Exploration“. In: *70th International Astronautical Congress*. 2019.
- [11] CNES. *MMX-Rover (Artist View)*. URL: [https://www.dlr.de/content/de/bilder/2019/2/rover\\_phobos\\_v5\\_-artistview.html](https://www.dlr.de/content/de/bilder/2019/2/rover_phobos_v5_-artistview.html) (besucht am 27.03.2020).
- [12] H.J. Sedlmayr u. a. „MMX - Development of a Rover Locomotion System for Phobos“. 2020.
- [13] Uwe Nuss. *Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe*. 2. Aufl. VDE Verlag, 2017.
- [14] Dierk Schröder. *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. 5. Aufl. Springer Vieweg, Wiesbaden, 2013. ISBN: 978-3-642-30470-5. DOI: [10.1007/978-3-642-30471-2](https://doi.org/10.1007/978-3-642-30471-2).
- [15] Dierk Schröder. *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. 4. Aufl. Springer Vieweg, Wiesbaden, 2015. ISBN: 978-3-642-30095-0. DOI: [10.1007/978-3-642-30096-7](https://doi.org/10.1007/978-3-642-30096-7).
- [16] Stefan Basler. *Encoder und Motor-Feedback-Systeme*. 1. Aufl. Springer Vieweg, Wiesbaden, 2016. ISBN: 978-3-658-12843-2. DOI: [10.1007/978-3-658-12844-9\\_2](https://doi.org/10.1007/978-3-658-12844-9_2).
- [17] Matthias DD. *Linear Scale Scheme*. CC BY-SA 3.0 (<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/>), verändert. URL: <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=19071583> (besucht am 14.03.2020).

- [18] Matthias DD. *AB Signal and Ref*. URL: [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:AB\\_Signal\\_and\\_Ref.svg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:AB_Signal_and_Ref.svg) (besucht am 14.03.2020).
- [19] Carsten Kristiansen. „Gray Code Generator and Decoder“. 2004. URL: [http://www.ck-electronic.dk/napier/projects/gray\\_code\\_generator\\_and\\_decoder.pdf](http://www.ck-electronic.dk/napier/projects/gray_code_generator_and_decoder.pdf) (besucht am 14.03.2020).
- [20] Thomas Obermeier. „Entwurf eines absolut messenden Positionssensors für Weltraumrobotikapplikationen auf Basis eines digital codierten magnetoresistiven Messprinzips“. Magisterarb. Hochschule München, 2014.
- [21] *Aktive Maßverkörperungen (Application Note)*. Für Länge- und Winkelmessung. Sensitec. 23. Dez. 2016.
- [22] Ekbert Hering. *Sensoren in Wissenschaft und Technik*. 5. Aufl. Springer Vieweg, Wiesbaden, 2013. ISBN: 978-3-642-30470-5. DOI: [10.1007/978-3-642-30471-2](https://doi.org/10.1007/978-3-642-30471-2).
- [23] wikipedia.org. *Magnetoresistiver Effekt*. URL: [https://de.wikipedia.org/wiki/Magnetoresistiver\\_Effekt](https://de.wikipedia.org/wiki/Magnetoresistiver_Effekt) (besucht am 16.03.2020).
- [24] Rolf Slatter. „Tunnelmagnetoresistive Sensoren für die Antriebstechnik“. In: *Elektronikpraxis* (20. Juli 2017). URL: [https://www.sensitec.com/fileadmin/sensitec/About\\_Sensitec/Public\\_Relations/Expert\\_Publications/SENSITEC\\_PN-2017-07\\_TMR-Technologie\\_von\\_Sensitec\\_DE.pdf](https://www.sensitec.com/fileadmin/sensitec/About_Sensitec/Public_Relations/Expert_Publications/SENSITEC_PN-2017-07_TMR-Technologie_von_Sensitec_DE.pdf) (besucht am 18.03.2020).
- [25] Uwe Loreit. „Neue magnetoresistive Winkelsensoren für erweiterte Einsatzbedingungen“. 1997. URL: <http://www.mr-sensor.de/Vortraege/97LK15Essen.pdf> (besucht am 17.03.2020).
- [26] U. Loreit, F. Dettmann und W. Andrä. „Neue magnetoresistive Sensorchips für die Magnetfeldmessung“. 1995. URL: <http://www.mr-sensor.de/Vortraege/95MFKMerkur.pdf> (besucht am 19.03.2020).
- [27] U. Loreit und F. Dettmann. „Grundlagen magnetoresistiver Sensoren“. 1991. URL: <http://www.mr-sensor.de/Vortraege/91MRAllgDo.pdf> (besucht am 17.03.2020).
- [28] *AA700 Familie (Application Note)*. AMR FreePitch Sensoren für Winkel- und Längenmessung. sensitec. 16. Juni 2016.
- [29] Guillom. *GMR*. CC BY-SA 3.0 (<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/>), verändert. URL: <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=568721> (besucht am 17.03.2020).
- [30] A. Fert u. a. „Giant Magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr Magnetic Superlattices“. In: *Physical Review Letters* (21. Nov. 1988). DOI: [10.1103/PhysRevLett.61.2472](https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.61.2472).
- [31] mr-sensor.de. *Der GMR-Effekt*. URL: <http://www.mr-sensor.de/SitesGer/GMR1.htm> (besucht am 17.03.2020).
- [32] M. Doms u. a. „AMR vs. GMR vs. TMR – Eigenschaften, Unterschiede, Anwendungen“. In: *Mikrosystemtechnik Kongress*. 2013.
- [33] Christophe Duret und Shintarou Ueno. *TMR: A New Frontier for Magnetic Sensing (Technical Review)*. NTN. 2012.

- [34] Rudolph Gross. „Vorlesungsskript Spinelektronik“. Walther-Meißner-Institut (WMI), Bayerische Akademie der Wissenschaften (BAW), Technische Universität München. 2005. URL: [http://www.wmi.badw.de/teaching/Lecturenotes/ME/ME\\_Kapitel2.pdf](http://www.wmi.badw.de/teaching/Lecturenotes/ME/ME_Kapitel2.pdf) (besucht am 18.03.2020).
- [35] Samuel Pellicori. *Coatings used in Space (Technical Paper)*. Materion Advanced Materials Group. URL: [https://materion.com/-/media/files/advanced-materials-group/ac/ac-newsletter-article-pdfs/coatings-used-in-space\\_technical-paper.pdf?la=en&hash=E82F44956947B0FFF00D7D3B554A5842](https://materion.com/-/media/files/advanced-materials-group/ac/ac-newsletter-article-pdfs/coatings-used-in-space_technical-paper.pdf?la=en&hash=E82F44956947B0FFF00D7D3B554A5842) (besucht am 24.03.2020).
- [36] GLM700 Familie. GMR FixPitch Sensoren für Winkel- und Längenmessung. Sensitec. 7. März 2017.
- [37] GLM700ASB family. Tooth sensor module with integrated magnet. Sensitec. 4. Juli 2019.
- [38] Sensitec. *Besondere Konstruktionsmerkmale*. URL: <https://www.sensitec.com/de/produkte-loesungen/mr-sensortechnologie/sensor-designs> (besucht am 24.03.2020).
- [39] wikipedia.org. *Wikipediaeintrag zum Zahnradmodul*. URL: [https://de.wikipedia.org/wiki/Modul\\_\(Zahnrad\)](https://de.wikipedia.org/wiki/Modul_(Zahnrad)) (besucht am 11.03.2020).
- [40] W. Beitz und K.-H. Grote. *Taschenbuch für den Maschinenbau*. 19. Aufl. 1997.
- [41] Lothar Papula. *Mathematische Formelsammlung*. 10. Aufl. Vieweg + Teubner, 2009.
- [42] Ekbert Hering, Rolf Martin und Martin Stohrer. *Physik für Ingenieure*. Springer Berlin Heidelberg New York, 2007. ISBN: 978-3-540-71855-0.
- [43] SciPy.org. *numpy.arctan2*. URL: <https://docs.scipy.org/doc/numpy/reference/generated/numpy.arctan2.html#r73eacd397847-1> (besucht am 11.03.2020).
- [44] P. Alaeinovin, S. Chiniforoosh und J. Jatskevich. „Evaluating Misalignment of Hall Sensors in Brushless DC Motors“. In: *IEEE Electrical Power Energy Conference*. 2008. DOI: [10.1109/EPC.2008.4763350](https://doi.org/10.1109/EPC.2008.4763350).
- [45] Joachim Böcker. „Geregelte Drehstromantriebe“. Universität Paderborn. 2016. URL: [https://ei.uni-paderborn.de/fileadmin/elektrotechnik/fg/lea/Lehre/GDA/Dokumente/Geregelte\\_Drehstromantriebe\\_DE.pdf](https://ei.uni-paderborn.de/fileadmin/elektrotechnik/fg/lea/Lehre/GDA/Dokumente/Geregelte_Drehstromantriebe_DE.pdf) (besucht am 28.03.2020).
- [46] Mädler. *Stirnzahnräder aus Stahl mit einseitiger Nabe, gefräste Zähne, gerade verzahnt*. URL: [http://smarthost.maedler.de/datenblaetter/K42\\_221.pdf](http://smarthost.maedler.de/datenblaetter/K42_221.pdf) (besucht am 31.03.2020).