

Masterarbeit

Nr. MME/03/2025

Entwicklung eines automatisierten Prüfstandes für permanenterregte Synchronmotoren

eingereicht bei der Fakultät Automobil- und Maschinenbau
der Westsächsischen Hochschule Zwickau
am 23.04.2026

zur Erlangung des akademischen Grades eines

Master of Engineering

vorgelegt von:

cand. M. Eng. J a n k e , J e s s e

geb. am: 27.02.2001

Studiengang Mechatronik
Schwerpunkt Elektrotechnik

Auftraggeber: Beldrive Engineering GmbH

Autorenreferat

Die Inhalte der Masterthesis beschreiben die Realisierung eines ersten Entwicklungsstandes eines Serienprüfstands für permanenterrechte Synchronmotoren (kurz: PMSM). Der entstehende Prüfstand verfolgt das Ziel, eine Endprüfung der Motoren als letzten Schritt der Motorfertigung durchzuführen, um somit wichtige Betriebskennwerte des entsprechenden Motors mittels einfacher Messaufbauten zu erfassen. Der Motorprüfstand wird auf Basis eines SPS-basierten Mess- und Steuerungskonzeptes aufgebaut, welches durch seine Modularität Möglichkeiten zur späteren Erweiterung bietet. Im Zuge der in der Thesis umzusetzenden Motorprüfung werden zwei wesentliche Prüfverfahren umgesetzt. Im ersten Schritt erfolgt die Ermittlung des motorspezifischen Kommutierungswinkel-Offset, welcher für den Betrieb des Motors an einem geeigneten Antriebswechselrichter benötigt wird. Dazu werden verschiedene Bestimmungsverfahren simulativ entwickelt und verglichen. Das Grundwellenmodell der PMSM bietet dabei die theoretische Grundlage zur Umsetzung. Ein PLL-Algorithmus wird später zur Realisierung dieses ersten Prüfschrittes umgesetzt. Mit der Voraussetzung des korrekt bestimmten Kommutierungswinkel-Offset erfolgt ein zweiter Prüfschritt. Dabei werden bestimmte Kennlinien des Prüfmotors unter Belastung ermittelt sowie eine parallel dazu durchgeführte Wirkleistungsmessung umgesetzt. Bei der Realisierung des zweiten Prüfschrittes und der anschließenden Ergebnisauswertung wird insbesondere der Einfluss des zuvor bestimmten Winkeloffsets auf das Betriebsverhalten des Motors aufgezeigt.

Selbstständigkeitserklärung

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit in allen Teilen selbstständig angefertigt und keine anderen als die in der Arbeit angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe, und dass die Arbeit in gleicher oder ähnlicher Form in noch keiner anderen Prüfung vorgelegen hat. Mir ist bewusst, dass ich Autor/in der vorliegenden Arbeit bin und volle Verantwortung für den Text trage.



Ich erkläre, dass ich wörtlich oder sinngemäß aus anderen Werken – dazu gehören auch Internetquellen – übernommene Inhalte als solche kenntlich gemacht und die entsprechenden Quellen angegeben habe.



Mir ist bewusst, dass meine Arbeit auf Plagiate überprüft werden kann. Mir ist bekannt, dass es sich bei der Abgabe eines Plagiats um ein schweres akademisches Fehlverhalten handelt und dass Täuschungen nach der für mich gültigen Prüfungsordnung geahndet werden.



Zusätzlich versichere ich, dass ich auf künstlicher Intelligenz (KI) basierende Werkzeuge nur in Absprache mit den Prüfern verwendet habe. Dabei stand meine eigene geistige Leistung im Vordergrund, und ich habe jederzeit den Prozess steuernd bearbeitet.



Diese Werkzeuge habe ich im Quellenverzeichnis in der Rubrik „Übersicht verwendeter Hilfsmittel“ mit ihrem Produktnamen und einer Übersicht des im Rahmen dieser Prüfungs-/Studienarbeit genutzten Funktionsumfangs unter Angabe der Textstelle in der Arbeit vollständig aufgeführt.



Ich versichere, dass ich keine KI-basierten Tools verwendet habe, deren Nutzung die Prüfer explizit schriftlich ausgeschlossen haben. Ich bin mir bewusst, dass die Verwendung von Texten oder anderen Inhalten und Produkten, die durch KI-basierte Tools generiert wurden, keine Garantie für deren Qualität darstellt.



Ich verantworte die Übernahme jeglicher von mir verwendeter maschinell generierter Passagen vollumfänglich selbst und trage die Verantwortung für eventuell durch die KI generierte fehlerhafte oder verzerrte Inhalte, fehlerhafte Referenzen, Verstöße gegen das Datenschutz- und Urheberrecht oder Plagiate.



Zwickau, 23.04.2026

Ort, Datum

Unterschrift

Sperrvermerk

Die vorliegende Masterarbeit mit dem Titel:

Entwicklung eines automatisierten Prüfstandes für permanenterregte Synchronmotoren

beinhaltet interne und vertrauliche Informationen des
Unternehmens/Forschungsinstitutes/etc.:

Beldrive Engineering GmbH

Aus diesem Grund ist eine Einsicht in diese Masterarbeit nicht gestattet. Ausgenommen davon sind die betreuenden Dozierenden sowie die befugten Mitglieder des Prüfungsausschusses. Ich bitte daher die Universitätsbibliothek, alle Pflichtexemplare und – soweit vorhanden – die elektronische Version meiner Masterarbeit nicht öffentlich zugreifbar zu verwahren.

Ich bin damit einverstanden, dass die Hochschulschrift nach Ablauf von **5 Jahren** ab Datum der Unterzeichnung ohne Rückfrage für die Öffentlichkeit freigegeben wird.

Zwickau, 23.04.2026

Ort, Datum

Unterschrift der verfassenden Person



Masteraufgabe

MME/03/2025

für Herrn cand. M. Eng. Jesse Janke
Studiengang Mechatronik

Tag der Ausgabe: 05.06.2025
Abgabetermin: 23.04.2026
Tag der Abgabe:

Erstprüfer/in: Prof. Dr.-Ing. Gernot Herbst
Zweitprüfer/in: Prof. Dr.-Ing. Petra Linke
Auftraggeber: Beldrive Engineering GmbH

Thema

Entwicklung eines automatisierten Prüfstandes für permanenterregte Synchronmotoren

Aufgabe

Die permanenterregten Synchronmotoren der BELDRIVE ENGINEERING GMBH werden im letzten Fertigungsschritt einem obligatorischen Prüflauf unterzogen. Dieser Prüflauf dient der Sicherstellung der korrekten Funktion durch die Bestimmung funktionsrelevanter Parameter. Der zu diesem Zweck in der Vergangenheit entwickelte Motorprüfstand kann aufgrund nicht austauschbarer, veralteter Rechentechnik und fehlender Softwareressourcen nicht mehr in einem angemessenen zeitlichen und wirtschaftlichen Aufwand gewartet werden. Dadurch entsteht der Bedarf der Entwicklung eines neuen Motorenprüfstandes, welcher die Aufgaben des bisherigen Aufbaus übernimmt und durch sein modulares Konzept für spätere Anwendungen erweitert werden kann. Diese Modularität löst somit auch das Problem der erschwerten Wartbarkeit, da ein einfacher Austausch defekter Funktionseinheiten mit langfristig verfügbaren Ersatzteilen gewährleistet werden kann.

Das Ziel der Masterarbeit besteht in der Entwicklung und Automatisierung eines Prüfverfahrens für die Synchronmotoren. Zur zielerfüllenden Umsetzung müssen zunächst die technischen Grundlagen, auf denen das Prüfverfahren basiert, aufgearbeitet, zusammengefasst und bewertet werden. Aus den daraus gewonnenen Erkenntnissen kann anschließend ein, den Anforderungen entsprechendes, Mess- und Steuerungssystem erarbeitet bzw. ausgewählt werden. Schließlich erfolgt die softwaretechnische Umsetzung des gesamten Prüfablaufes. Diese umfasst die automatisierte Messdatenaufnahme und -verarbeitung sowie die damit einhergehende automatisierte Ansteuerung notwendiger Peripheriegeräte. Die während der Umsetzung der Teilaufgaben erzielten Fortschritte werden durch Tests sowie dem Vergleich von Simulationsergebnissen und Messergebnissen des bisherigen Motorprüfstandes belegt.

Teilaufgabenbereiche

- I. Zielsetzung
 - a. Hintergrund/Ziel der Durchführung der Motorprüfung, Bestimmung notwendiger Prüfschritte, erforderliche Messdaten
 - b. Ableitung notwendiger Systembestandteile





II. Grundlagen der Prüfverfahren

- a. Bestimmung des Kommutierungswinkel eines Synchronmotors
 - i. Vergleich und Bewertung bekannter Verfahren zur Bestimmung des Kommutierungswinkel
 - ii. Auswahl eines geeigneten Verfahrens zur Winkelbestimmung für spätere Umsetzung, Prüfung der daraus entstehenden Anforderungen für Messablauf und Hardware, Definition des Messablaufs
 - iii. Berechnung/Simulation möglicher Fehlergrößen zur Definition notwendiger Sollwertgrenzen/Gütekriterien, Genauigkeiten
- b. Aufnahme des Lastverhaltens des Motors
 - i. Definition Prüfablauf, Hintergrund der Durchführung, Anforderungen an Verfahren und Prüfstandhardware, Fehlerbetrachtung, evtl. Simulation

III. Realisierung des Prüfablaufs

- a. Aufbau des Prüfstandes, Hardwareauswahl
- b. Kommutierungswinkelbestimmung
 - i. Programmablauf und algorithmische Umsetzung, Messdatenverarbeitung, Funktionstest und Ergebnisbewertung, Vergleichsmessungen
- c. Aufnahme des Lastverhaltens des Motors
 - i. Programmablauf und algorithmische Umsetzung, Messdatenverarbeitung, Funktionstest und Ergebnisbewertung, Vergleichsmessungen

IV. Bewertung der Ergebnisse und Ausblick

Für die Anfertigung der Abschlussarbeit sind die Richtlinien der Fakultät Automobil- und Maschinenbau zu beachten. Wenn sich die Notwendigkeit ergibt, kann der Umfang der Aufgabenstellung vom ausgebenden Professor erweitert oder eingeschränkt werden. Veröffentlichungen über den Inhalt der Abschlussarbeit dürfen, sofern die Arbeit mit einem Sperrvermerk versehen wird, nur mit Zustimmung des Auftraggebers vorgenommen werden.

Prof. Dr.-Ing. Gernot Herbst
Betreuende/r Erstprüfer/in

Prof. Dr.-Ing. Andrea Kobylka
Vorsitzende des Prüfungsausschusses

Erstprüfer/in:

- ☒ digitale Abgabe
☒ gebundene Abgabe

Zweitprüfer/in:

- ☒ digitale Abgabe
☒ gebundene Abgabe



Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	III
Tabellenverzeichnis	V
Formelverzeichnis.....	VI
Kurzzeichenverzeichnis.....	VII
Begriffserläuterung.....	IX
1 Einleitung und Zielsetzung	1
2 Bestandsanalyse, Anforderungsdefinition und Konzept... 	3
2.1 Analyse des bisherigen Prüfstands Aufbau und Anforderungen des Auftraggebers.....	3
2.2 Konzept des neuen Motorprüfstands	6
3 Theoretische Grundlagen und Motormodell	8
3.1 Aufbau und Wirkungsweise der Außenläufermotoren AEC140.....	8
3.2 Definition des Winkeloffset anhand von Ersatzschaltbild und Raumzeigerdarstellung der PMSM	10
3.3 Entwicklung eines Motormodells zur simulativen Bestimmung des Winkeloffset.....	15
4 Bestimmung des Kommutierungswinkel-Offset.....	21
4.1 Bestimmung des Winkeloffset auf Basis der Extrempunkte der Signalverläufe	21
4.1.1 Algorithmusentwicklung auf Basis der Motorsimulation	21
4.1.2 Verifizierung des entwickelten Algorithmus auf Basis realer Messdaten	30
4.2 Bestimmung des Winkeloffset mittels Kreuzkorrelation.....	33
4.2.1 Algorithmusentwicklung auf Basis der Motorsimulation	33
4.2.2 Verifizierung des entwickelten Algorithmus auf Basis realer Messdaten	38
4.3 Bestimmung des Winkeloffset mittels Phase-Locked-Loop-Algorithmus	39
4.3.1 Algorithmusentwicklung auf Basis der Motorsimulation	39
4.3.2 Verifizierung des entwickelten Algorithmus auf Basis realer Messdaten	46
4.4 Vergleich der Verfahren und Verfahrensauswahl.....	47

5	Aufnahme der Grenzkennlinien des Motors	51
5.1	Relevanz des Winkeloffset in Bezug auf die Drehmomententstehung bei PMSM	51
5.2	Prüfablauf und Messgrößen zur Bestimmung der Grenzkennlinien	53
6	Realisierung des Prüfablaufs.....	56
6.1	Aufbau der Prüfvorrichtung	56
6.2	Signalvorverarbeitung und Hardwareauswahl SPS.....	61
6.3	Umsetzung des Gesamtprüfablaufs	70
6.3.1	Ablaufplanung	70
6.3.2	SPS-Implementierung des Prüfablaufs	71
7	Test der Prüfverfahren und Ergebnisanalyse	76
7.1	Ergebnisse der Winkeloffsetermittlung mittels SPS-basiertem Prüfstand	76
7.2	Ergebnisse der Grenzkennlinienbestimmung mittels SPS-basiertem Prüfstand.....	83
7.3	Bewertung der Messergebnisse und Fehleranalyse	86
7.3.1	Messabweichungen bei der Ermittlung des Winkeloffset	86
7.3.2	Messabweichungen bei der Ermittlung der elektrischen Leistung.....	88
8	Zusammenfassung und Ausblick	93
	Quellenverzeichnis	95
	Anlagenverzeichnis	97

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1:	Prinzipskizze des bisherigen Motorprüfstand	3
Abbildung 2:	Prinzipskizze neuer Motorprüfstand	6
Abbildung 3:	Darstellung eines AEC140/54 im fertigen Zustand (links) und geöffnet (rechts)	8
Abbildung 4:	Rotor- (außen) und Sensormagnetsystem (innen), schematische Darstellung,	10
Abbildung 5:	Ersatzschaltbild PMSM-Strang nach /BIND-20/	11
Abbildung 6:	Raumzeigerdarstellung des stationären Betriebszustandes der Synchronmaschine für Grundwelle nach /KLEI-25/	12
Abbildung 7:	Angepasste Raumzeigerdarstellung für Leerlauf nach Abbildung 6	13
Abbildung 8:	Blockschaltbild EMK-Erzeugung in Subsystem	17
Abbildung 9:	Motormodell für EMK-Erzeugung	17
Abbildung 10:	Spannungsverläufe Motorphasen im Generatorbetrieb (ideal)....	18
Abbildung 11:	Erweitertes Modell mit Gebersignalerzeugung	18
Abbildung 12:	Blockschaltbild Gebersignalerzeugung	19
Abbildung 13:	Verlauf der Gebersignale und Strangspannungen	20
Abbildung 14:	Abtastung der Testsignale.....	21
Abbildung 15:	Signalverläufe der Messsignale bei Testoffset=35,8°	23
Abbildung 16:	Signalverläufe der Messsignale bei Testoffset = 35,8° und Störeinflüssen	24
Abbildung 17:	Vergleich ungefilterte und gefilterte Messsignale, Simulation	28
Abbildung 18:	Modell zur Aufbereitung realer Motormessdaten.....	30
Abbildung 19:	Vergleich ungefilterter und gefilterter, realer Messdaten	31
Abbildung 20:	Ergebnis der Kreuzkorrelation für Testoffset = 351,97°	35
Abbildung 21:	Ergebnis der Kreuzkorrelation für Testoffset = 351,97°, Fehler im Detail	35
Abbildung 22:	Grundstruktur PLL, /TUBE-25/	39
Abbildung 23:	PLL mit SOGI, /CIOB-06/	40
Abbildung 24:	Second Order Generalized Integrator, zeitdiskret nach /CIOB-06/.....	41
Abbildung 25:	Blockschaltbild PLL-Algorithmus zur Winkeloffsetbestimmung, vereinfacht.....	41
Abbildung 26:	Ausgangssignale SOGI-PLL	42
Abbildung 27:	Ergebnis der Winkeloffsetbestimmung mittels SOGI-PLL	43

Abbildung 28:	Zeigerbild eines PMSM-Strangs im q-Strom-Betrieb /BIND-20/ ..	51
Abbildung 29:	Prinzipskizze neuer Motorprüfstand, Detail	56
Abbildung 30:	Aufbau Motorstrang des neuen Prüfstands	57
Abbildung 31:	Verteilerbox für Motoranschluss Prüfling	57
Abbildung 32:	Gesamtaufbau neuer Motorprüfstand	60
Abbildung 33:	Spannungsteiler für Polradspannung	62
Abbildung 34:	Messprobe Leiterspannung Phase U zum Sternpunkt	64
Abbildung 35:	Schaltsignal Wechselrichter-Endstufe	64
Abbildung 36:	Tiefpassfilter für Strangspannungen	65
Abbildung 37:	Messprobe Leiterspannung U zum Sternpunkt, gefiltert	67
Abbildung 38:	Messprobe Leiterstrom Phase U, gefiltert	68
Abbildung 39:	Übersicht Verarbeitung Messsignale	69
Abbildung 40:	Gesamtablauf für Motorprüfung, Grobübersicht	70
Abbildung 41:	Aufrufstruktur SPS-Programm Motorprüfstand	72
Abbildung 42:	Darstellung der Messdaten in SPS-Datenbaustein	74
Abbildung 43:	Vergleichsmessung Winkeloffset Motor M7316 - Stromaufnahme im Leerlauf	78
Abbildung 44:	Vergleichsmessung Winkeloffset Motor M7316 - Ist-Drehzahl im Leerlauf	79
Abbildung 45:	Vergleichsmessung Winkeloffset Motor M7316 - Stromaufnahme bei Nennmoment	80
Abbildung 46:	Vergleichsmessung Winkeloffset Motor M7316 - Ist-Drehzahl bei Nennmoment	81

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1:	Motorparameter AEC140/54.....	16
Tabelle 2:	Simulationsergebnis für Winkeloffset für Verfahren der Extrempunktbestimmung.....	23
Tabelle 3:	Filterkoeffizienten des zeitdiskreten Bandpassfilters	27
Tabelle 4:	Simulationsergebnis für Winkeloffset für Verfahren der Extrempunktbestimmung, Messsignale gefiltert	29
Tabelle 5:	Simulationsergebnis für Winkeloffset für Verfahren der Extrempunktbestimmung, Messsignale realer Motoren, gefiltert	32
Tabelle 6:	Simulationsergebnis für Winkeloffset, Kreuzkorrelationsmethode, Messsignale ungefiltert.....	34
Tabelle 7:	Erweiterte Simulationsergebnisse für Winkeloffset, Kreuzkorrelationsmethode, Messsignale ungefiltert	36
Tabelle 8:	Erweiterte Simulationsergebnisse für Winkeloffset, Kreuzkorrelationsmethode, Messsignale gefiltert	37
Tabelle 9:	Simulationsergebnis für Winkeloffset, Kreuzkorrelationsmethode, Messsignale realer Motoren, gefiltert.....	38
Tabelle 10:	Simulationsergebnis für Winkeloffset für SOGI-PLL	44
Tabelle 11:	Simulationsergebnis für Winkeloffset für SOGI-PLL, erweitert	44
Tabelle 12:	Erweiterte Simulationsergebnisse für Winkeloffset, SOGI-PLL	45
Tabelle 13:	Simulationsergebnis für Winkeloffset, SOGI-PLL, Messsignale realer Motoren	46
Tabelle 14:	Vergleich der Messabweichungen der Verfahren zur Winkeloffsetbestimmung	48
Tabelle 15:	Vergleich der Verfahren zur Winkeloffsetbestimmung auf Basis betrachteter Kriterien	49
Tabelle 16:	Kennwerte der Prüfstandsmotoren	55
Tabelle 17:	Messsignale für Motorprüfung	61
Tabelle 18:	Ergebnisse der Winkeloffsetbestimmung mittels SPS	76
Tabelle 19:	Vergleich Winkeloffset-Ergebnisse	77
Tabelle 20:	Vergleichsmessung Leistungen Motor M7316.....	89
Tabelle 21:	Einfluss der Bauteiltoleranzen auf die Filtereigenschaften	90

Formelverzeichnis

(1)	Synchrondrehzahl der PMSM nach /BIND-20/	8
(2)	Polradspannung (Effektivwert) PMSM im Leerlauf nach /BIND-20/	15
(3)	Flussverkettung (Scheitelwert) PMSM-Statorwicklung nach /BIND-20/	15
(4)	Magnetischer Fluss pro Rotorpol nach /BIND-20/	15
(5)	Polbreite eines Statorpols nach /BIND3-14/	16
(6)	Übertragungsfunktion Tiefpassfilter 1. Ordnung /JANK-25/	25
(7)	Transformationsgleichung für Frequenztransformation Tiefpass zu Bandpass /JANK-25/	25
(8)	Übertragungsfunktion Bandpassfilter 2. Ordnung /JANK-25/	25
(9)	Bandbreite des Bandpassfilters nach /JANK-25/	25
(10)	Mittenkreisfrequenz des Bandpassfilter nach /JANK-25/	25
(11)	Angepasste Gleichung der Mittenfrequenz des Bandpassfilter	25
(12)	Transformationsgleichung Z-Transformation nach Tustin /JANK-25/	26
(13)	Dämpfungsgrad des Bandpassfilters /JANK-25/	26
(14)	Zeitdiskrete Übertragungsfunktion des Bandpassfilters /JANK-25/	26
(15)	Zeitdiskrete Übertragungsfunktion Bandpass mit Filterkoeffizienten /JANK-25/	26
(16)	Differenzengleichung des Bandpassfilters /JANK-25/	27
(17)	Kreuzkorrelationsgleichung, symmetrisch nach /HULA-24/, /SCHI-16/	33
(18)	Elektrisches Drehmoment einer PMSM im q-Strom-Betrieb nach /BIND-20/	52
(19)	Berechnung der Leiterspannungen aus Sternpunktspannungen nach /SCHO-24/	58
(20)	Elektrische Momentanleistung der dargestellten PMSM nach /ANGE-13/	58
(21)	Spannungsteilergleichung für belasteten Spannungsteiler	63
(22)	Grenzfrequenz des belasteten Tiefpassfilters 1. Ordnung nach /MIET-26/	65
(23)	Übertragungsfunktion des belasteten Tiefpassfilters 1. Ordnung nach /MIET-26/	66
(24)	Allgemeine Berechnungsvorschrift für Amplitudenfrequenzgang nach /MIET-26/	66
(25)	Amplitudenfrequenzgang des belasteten Tiefpassfilters 1. Ordnung nach /MIET-26/	66
(26)	Mechanische Leistung des Motors	83
(27)	Wirkungsgrad des Motors	83
(28)	Relativer Messfehler nach /SCHO2-24/	90
(29)	Umrechnung der zeitlichen Phasenverschiebung in Phasenwinkel	91

Kurzzeichenverzeichnis

Abkürzung	Erläuterung
PLL	Phase-Locked-Loop
PMSM	Permanenterregter Synchronmotor, Permanentmagnet-Synchronmotor
SOGI	Second Order Generalized Integrator
SPS	Speicherprogrammierbare Steuerung
Woff	Winkeloffset

Formelzeichen	Erläuterung
$\hat{B}_{\mu=1}$	Spitzenwert der magnetischen Luftspaltflussdichte der Grundwelle [T]
d_{si}	Luftspaltdurchmesser [m]
C	Elektrische Kapazität [F]
D	Dämpfungsgrad
f	Frequenz [Hz]
f_0	Mittenfrequenz [Hz]
f_{Band}	Bandgrenzfrequenz Bandpassfilter [Hz]
f_G	Grenzfrequenz [Hz]
f_S	Frequenz der Statorströme [Hz]
F_{abs}	Absoluter Messfehler, absolute Messabweichung
F_{rel}	Relativer Messfehler, relative Messabweichung
$G_{\text{BP}}(s)$	Übertragungsfunktion des Bandpassfilters im Laplace-Bildbereich
$G_{\text{BP}}(z)$	Übertragungsfunktion des Bandpassfilters im Bildbereich der z-Transformation
$G_{\text{TP}}(s)$	Übertragungsfunktion des Tiefpassfilters im Laplace-Bereich
$H(j\omega)$	Übertragungsfunktion im Frequenzbereich
i_u, i_v, i_w	Außenleiterstrom [A], Momentanwert bezogen auf Motorstrang
Im	Imaginärteil
$\hat{I}_q$	Stator-q-Strom [A], Spitzenwert
j	Imaginäre Einheit
k_{ws}	Wicklungsfaktor
l_{Fe}	Eisenlänge, Höhe des Statorblechpaket [m]
M_{mech}	Mechanisches Drehmoment [Nm]
M_e	Elektrisches Drehmoment PMSM [Nm]

n	Drehzahl [min^{-1}]
n_{syn}	Synchrondrehzahl PMSM [min^{-1}]
N_S	Strangwindungszahl
p	Polpaarzahl PMSM
p_{el}	Elektrische Leistung [W], Momentanwert
p_{mech}	Mechanische Leistung [W], Momentanwert
$p_{\text{ab,mech}}$	Abgegebene, mechanische Leistung [W], Momentanwert
$p_{\text{zu,el}}$	Zugeführte, elektrische Leistung [W], Momentanwert
R	Ohm'scher Widerstand [Ω]
Re	Realteil
$R_{xy}(k)$	Kreuzkorrelation
s	Laplace-Operator
T_S	Abtastintervall [s]
$\tilde{T}$	Substitutionsvariable für $\omega_0 \cdot T_S$
u	Elektrische Spannung [V], Momentanwert
u_{UV}, u_{VW}, u_{WU}	Außenleiterspannung PMSM [V], Momentanwert bezogen auf Motorstränge
u_{U*}, u_{V*}, u_{W*}	Sternpunktspannung Motorstrang zu künstl. Sternpunkt [V], Momentanwert bezogen auf Motorstrang
$\underline{U}_p$	Polradspannung [V], komplexer Wert
$\hat{U}_p$	Polradspannung [V], Spitzenwert
X_M	Ermittelter Messfehler
X_W	Angenommener, wahrer Messwert
η	Wirkungsgrad
τ_p	Polteilung, Polbreite des Statorpols [m]
φ	Phasenwinkel [rad]
ϕ_p	Magnetischer Fluss der Grundwelle pro Pol [Wb]
ψ_p	Scheitelwert der Flussverkettung [Vs]
ω	Winkelgeschwindigkeit [rad/s]
ω_S	Kreisfrequenz der Statorströme [rad/s]
ω_{syn}	Synchron-Winkelgeschwindigkeit PMSM [rad/s]
$\omega_{0,TP}$	Bandbreite des Bandpassfilter [rad/s]
$\omega_{0,BP}$	Mittenkreisfrequenz des Bandpassfilter [rad/s]

Begriffserläuterung

Kommutierung

Die Kommutierung bezeichnet die Änderung der Stromflussrichtung, z.B. in den Erregerwicklungen eines Elektromotors und wird daher auch als „Stromwendung“ bezeichnet. In Drehstrommotoren ist die korrekte Kommutierung der Motorwicklungen unerlässlich zur Erzeugung eines Drehfeldes, durch welches der Rotor der elektrischen Maschine in Rotation versetzt wird.

Elektrische Umdrehung

Eine elektrische Umdrehung beschreibt eine volle Sinusperiode des Wechselstromsystems einer Statorwicklung, hier am Beispiel des permanenterregten Synchronmotors. Die Anzahl der elektrischen Umdrehungen, welche stattfinden müssen, um den Rotor eine volle mechanische Umdrehung ausführen zu lassen, ist ein um die Magnetpolpaarzahl p Vielfaches der mechanischen Rotorumdrehung. Bei einem Motor der Polpaarzahl 5 müssen somit 5 elektrische Umdrehungen stattfinden, um den Rotor eine volle mechanische Umdrehung rotieren zu lassen.

1 Einleitung und Zielsetzung

Die BELDRIVE ENGINEERING GMBH entwickelt und fertigt elektrische Direktantriebe in der Bauvariante permanenterregter Synchronmotoren als Außenläufermotoren. Die Antriebe zeichnen sich durch hohe Drehmomente von maximal 100 Nm ohne Getriebe und 270 Nm bei Anwendungen mit integriertem Getriebe, bei einer kompakten Bauform aus. Im Gegensatz zu hohen Drehmomentwerten fallen die Maximaldrehzahlen der Antriebe somit geringer aus und befinden sich in Bereichen von 60 min^{-1} (bei Getriebeapplikationen) bis 315 min^{-1} (getriebeelos). Das Hauptanwendungsgebiet der Antriebe liegt in der Funktion als Antriebsmotoren für fahrerlose Transportfahrzeuge, wobei zumeist zwei Antriebe als Differentialantriebsstrang kombiniert werden.

Zur Sicherstellung der korrekten Funktion jedes Motors durchlaufen diese im letzten Fertigungsschritt einen fest definierten Prüflauf auf einem für die Motorfertigung entwickelten Serienprüfstand. Mit Hilfe dieses Prüfablaufs wird zunächst ein motorspezifischer Kommutierungswinkeloffset (im Weiteren „Winkeloffset“) ermittelt. Anschließend werden wichtige Grenzkennlinien des Motors aufgenommen und mit den Messwerten der Nullserie verglichen. Dabei werden in Abhängigkeit des aktuell auf den Prüfmotor wirkenden Bremsmoments die aktuelle Drehzahl, die Stromaufnahme des Motors sowie die Temperaturentwicklung im Motorinneren überwacht. Eine parallel erfolgende Wirkleistungsmessung ermöglicht dabei die Bestimmung des Wirkungsgrades des Prüflings. Das Ergebnis der Motorprüfung entscheidet schließlich darüber, ob ein Motor den festgelegten Qualitätskriterien entspricht oder ob eine Nacharbeit notwendig ist, um die internen Vorgaben für eine Auslieferung an den Kunden zu erfüllen.

Im Zuge dieser Thesis entsteht der erste Entwicklungsstand eines neuen Motorprüfstands, der den vorherigen Prüfaufbau aus hardware- und softwaretechnischer Sicht ersetzen wird. Somit wird das Risiko möglicher Produktionsausfälle verringert, welche aufgrund von Ausfällen nicht ersetzbarer Hard- und Softwareressourcen am bisherigen Prüfstand auftreten können. Daraus definiert sich das Ziel dieser Thesis, welches in der Entwicklung eines automatisierten Prüfverfahrens zur Serienprüfung der genannten Synchronmotoren besteht.

Zur Zielerreichung werden in den folgenden Kapiteln zunächst die theoretischen Grundlagen der Verfahren zur Winkeloffsetbestimmung und zur Aufnahme der Grenzkennlinien sowie der Leistungsmessung erarbeitet.

Dabei werden verschiedene Verfahren zur Winkeloffsetbestimmung im generatorischen Betrieb des Prüflingsmotors simulativ verglichen und bewertet. Eines der Verfahren wird anschließend für die praktische Umsetzung ausgewählt.

Im Anschluss erfolgt die theoretische Betrachtung der Kennlinienerfassung. Dabei werden die notwendigen Grundlagen zur späteren Erfassung der geforderten Kennlinien beschrieben. Dabei wird besonders der Einfluss des Winkeloffsets auf die Drehmomentbildung im Motor betrachtet. Anschließend erfolgt die Umsetzung des geplanten Prüfstandkonzepts sowie die Implementierung des Prüfablaufs auf einem geeigneten Steuerungssystem unter Anbindung notwendiger Messtechnik und weiterer Prozesstechnik.

Die Zielerreichung wird mit aussagefähigen Messergebnissen aus Testmessungen und den Vergleich zu früheren Ergebnissen bestätigt. Der entstandene Prüfaufbau kann nach Abschluss dieser Arbeit durch weitere Komponenten zu einem vollwertigen Prüfstand erweitert werden. Kapitel 2 beschreibt im Folgenden zunächst die Ausgangssituation unter Betrachtung des bisherigen Prüfstandes. Ebenso werden die Anforderungen an den zu entwickelnden Prüfstand beschrieben, woraufhin ein erstes Konzept des neuen Motorprüfstands entsteht.

2 Bestandsanalyse, Anforderungsdefinition und Konzept

2.1 Analyse des bisherigen Prüfstandsbaus und Anforderungen des Auftraggebers

Der bisherige Motorprüfstand, wie er zur Serienprüfung der Motoren AEC140/36 und AEC140/54 genutzt wird, ist schematisch in Abbildung 1 dargestellt.

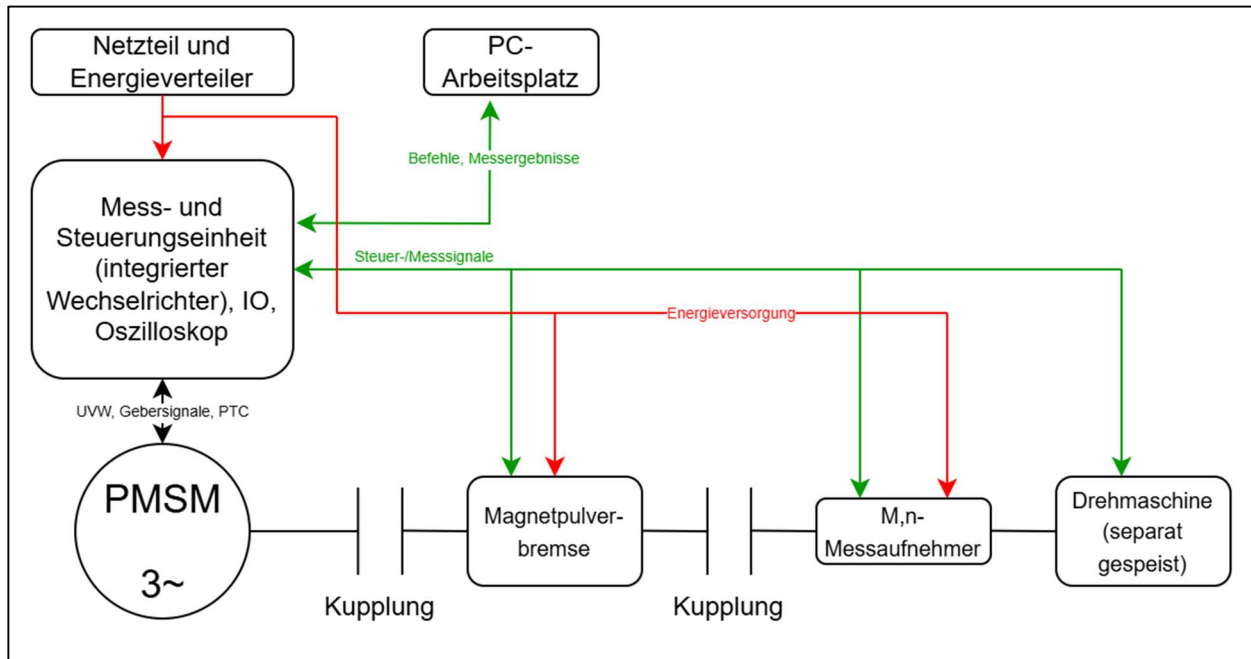


Abbildung 1: Prinzipskizze des bisherigen Motorprüfstand

Der bisherige Prüfstand wurde auf Basis einer konventionellen Drehmaschine im Zuge der Entwicklung unterschiedlicher AEC-Motormodelle seitens der BELDRIVE ENGINEERING GMBH entwickelt. Zuletzt fand er hauptsächlich in der Serienprüfung Anwendung, um die Fertigungslose der Motoren deren abschließenden Prüflauf zu unterziehen. Der Zweck des in Abbildung 1 dargestellten Aufbaus wird deutlich, wenn man den Ablauf der Prüfung offenlegt. Im ersten Schritt wird der dargestellte Prüflingsmotor an den Antriebsstrang der Drehmaschine gekoppelt. Die Drehmaschine treibt den Motor im ersten Prüfschritt an, der Motor ist im Generatorbetrieb. Die Magnetpulverbremse ist währenddessen nicht im Eingriff. Erreicht der Motor die festgelegte Solldrehzahl, findet ein erstes Messverfahren statt, um den in Kapitel 1 genannten Winkeloffset des Prüflings zu bestimmen. Wurde dieser erfolgreich ermittelt, kann der Prüfling an einem Wechselrichter motorisch betrieben werden.

Für den zweiten Prüfschritt, wird die Kupplung des Antriebsstranges zur Drehmaschine geöffnet. Die Kupplung zwischen Motor und Magnetpulverbremse bleibt geschlossen. Der Prüfling beschleunigt auf maximale Drehzahl und versucht diese fortan zu halten. Anschließend wird stufenweise das Bremsmoment durch die Magnetpulverbremse erhöht. Anders, als Abbildung 1 vermuten lässt, wird dieses Drehmoment nicht über die dargestellte Drehmomentmesswelle aufgenommen. Stattdessen werden fest vorgegebene Drehmomentstufen durch die Magnetpulverbremse eingestellt, woraufhin spezifische Messwerte des Prüflings erfasst werden. Die Drehmomentmesswelle kann bereits aufgrund fehlender Hardware nicht mehr betrieben werden. Ergebnis dieser Prüfung ist unter anderem die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie, welche zeigt, ob der Motor das laut Typenschild angegebene Nenndrehmoment erreicht und wie sich die Drehzahl über alle Laststufen hinweg bis zum Maximaldrehmoment des Motors verhält. Außerdem werden dabei die Stromaufnahme des Prüflings sowie die Temperaturentwicklung in der Statorwicklung überprüft und in Form von Grenzkennlinien protokolliert. Ebenso findet während dieses zweiten Prüfschrittes eine Wirkleistungsmessung am Prüfling statt, um im Vergleich mit den mechanischen Größen eine Wirkungsgradermittlung durchzuführen.

Die Steuerung der eben beschriebenen Prüf Abläufe übernimmt die in Abbildung 1 ersichtliche Mess- und Steuerungseinheit. Die Bedienung erfolgt durch einen Fertigungsmitarbeiter von dem im Schema dargestellten PC-Arbeitsplatz aus. Die Mess- und Steuerungseinheit besteht neben einem separaten Datenlogger zur Aufnahme der Messsignale auch aus einer Embedded Steuerung, welche mittels eines integrierten Wechselrichters sowohl die Antriebsregelung des Prüflings als auch die Steuerung der restlichen Prüfstandhardware (Magnetpulverbremse, weitere Peripheriegeräte) übernimmt. Die Embedded-Steuerung ist ebenfalls eine Eigenentwicklung der BELDRIVE ENGINEERING GMBH und stammt aus einem früheren Steuerungssystem für fahrerlose Transportfahrzeuge. Da diese und andere Komponenten nicht mehr hergestellt werden und somit auch keine Ersatzteilversorgung gegeben ist, wird die Dringlichkeit einer Neuentwicklung des Prüfstandes verdeutlicht.

Die Entwicklung des neuen Motorprüfstandes ist zudem an verschiedene Bedingungen geknüpft, welche durch den Auftraggeber dieses Projektes erhoben wurden. Diese werden wie folgt definiert:

1. Ersatz der Magnetpulverbremse durch einen firmeneigenen Motor als Lastmotor mit entsprechend höheren Antriebsdrehmoment im Vgl. zu den zu prüfenden Motoren. Die Messwerterfassung für Drehzahl und Drehmoment erfolgt wie folgt:
 - a. Drehzahlerfassung über Wechselrichter des Lastmotors.
 - b. Einstellung des Bremsmomentes durch Lastmotor basierend auf dessen bekannter, drehmomentabhängiger Motorstrom-Kennlinie; dazu Stromregelung für Lastmotor notwendig.
2. Wiederverwendung zur Verfügung stehender Komponenten aus einem früheren Projekt zur Leistungsmessung der Motoren im Betrieb. Zur Verfügung stehen:
 - a. Zwei Wechselrichtereinheiten samt Messaufbau zur Spannungs- und Strommessung an den Motorphasen.
 - b. Gleichspannungsnetzteil und Aufbau zur Energieversorgung und -verteilung der genannten Wechselrichtereinheiten
3. Aufbau des Steuerungssystems mittels speicherprogrammierbarer Steuerung (kurz: „SPS“) der Reihe „ET200SP“ (Typ „CPU 1512SP-F1 PN“) des Herstellers SIEMENS. Firmeninternes Know-How des Auftraggebers sowie die Modularität und Verfügbarkeit des Steuerungssystems sollen langfristig die Wartung und mögliche Erweiterung des neu entstehenden Prüfstandes ermöglichen. Aufgrund verfügbarer Schnittstellen der SPS kann auf einen fest angebundenen PC-Arbeitsplatz am Prüfstand verzichtet werden. Über ein Webinterface kann die Steuerung erfolgen (nicht Umfang des Masterprojektes).
4. Bestimmung/Aufnahme folgender Messwerte der Prüflinge:
 - a. Winkeloffset des Prüflings als Grundlage des späteren Motorbetriebs
 - b. Messwerte zur Bestimmung der Grenzkennlinien $n = f(M_{\text{mech}})$,
 $I_{\text{mot}} = f(M_{\text{mech}})$, $\vartheta_{\text{Wick.}} = f(M_{\text{mech}})$
 - c. Wirkleistungsmessung und Bestimmung des Wirkungsgrades des Motors

2.2 Konzept des neuen Motorprüfstands

Auf Grundlage der Betrachtungen in 2.1 konnte eine erste Prinzipskizze für einen neuen Motorprüfstand entworfen werden, welche in Abbildung 2 zu sehen ist.

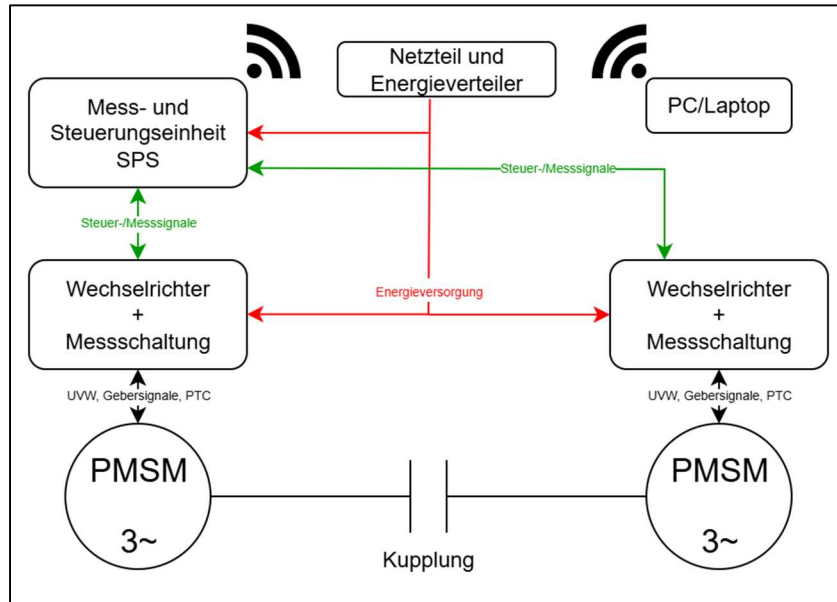


Abbildung 2: Prinzipskizze neuer Motorprüfstand

Erkennbar ist, dass der Prüfling nun gegen den geforderten Lastmotor gekoppelt wird. Daraus ergibt sich nebenher der Vorteil, dass diese Verbindung im neuen Konzept nun nicht mehr zwischenzeitlich getrennt werden muss, da diese für beide Messverfahren benötigt wird. Somit entfällt an dieser Stelle ein manuelles Eingreifen durch den Bediener des Prüfstandes, was eine Zeitersparnis im Prüfprozess zur Folge hat.

Als Lastmotor soll das Modell AEC150/54 des Auftraggebers BELDRIVE genutzt werden, da dieser Drehmomente bis maximal 100 Nm erbringt, welche den Kennwerten der zu prüfenden Motoren AEC140/36 (36 Nm) und AEC140/54 (54 Nm) überlegen. /BELD-16/ Beide Motoren werden an die, laut Anforderungen, wiederzuverwendenden Wechselrichtereinheiten gekoppelt, welche wiederum an die SPS-basierte Mess- und Steuerungseinheit angeschlossen werden. Diese Einheit besteht im Wesentlichen aus der SPS selbst, an welcher beliebige digitale und analoge Ein- und Ausgangsmodule per Rückwandbus angebunden werden können. Dies schafft zudem Möglichkeiten, zukünftig weitere Module zu adaptieren, um zusätzliche Messwerte aufnehmen zu können bzw. weitere Sensoren/Aktoren anzuschließen.

Die Messwerterfassung zur Leistungsmessung soll nach Möglichkeit über analoge Eingangsbaugruppen der SPS erfolgen. Dabei sind Parameter wie z.B. die Abtastfrequenz der analogen Eingangskanäle sowie verschiedene Zykluszeiten zu beachten, welche die Auflösung der Messwerte bestimmen. Somit bedingen diese Parameter in hohem Maße, ob und inwiefern eine Realisierung des Prüfstandes mit der geforderten ET200SP-SPS möglich ist. Diese Parameter werden während der Entwicklung der Algorithmen zur Winkeloffsetbestimmung in Kapitel 4 dieser Thesis einfließen und berücksichtigt. Die notwendigen Messwerte zur Kennlinienbestimmung liegen durch die Wechselrichter vor und können weiterverwendet werden. Eine Energieversorgung findet mittels des zu verwendenden Netzteils und der daran angebundenen Verteilereinheit statt, welche die Einzelkomponenten des Prüfstandes mit Energie versorgt.

Somit sind die Rahmenbedingungen für die Entwicklung des neuen Motorprüfstandes definiert. Um eine Umsetzung der Messverfahren zur Winkeloffsetbestimmung und der Grenzkennlinien sowie der Leistungsmessung zu ermöglichen, werden die theoretischen Grundlagen der beiden Verfahren in den Kapiteln 3 bis einschließlich 5 ausführlich erarbeitet. Dabei werden in Kapitel 3 Aufbau und Wirkungsweise der zu prüfenden Motoren erklärt. Anschließend erfolgt die Entwicklung eines zweckbasierten Simulationsmodell des Motors, um die Algorithmenentwicklung für das Prüfverfahren der Winkeloffsetbestimmung simulativ zu unterstützen (Kapitel 4). Kapitel 5 setzt sich dann mit den zu bestimmenden Grenzkennlinien auseinander und beschreibt den Einfluss des Winkeloffsets auf die Messung.

3 Theoretische Grundlagen und Motormodell

3.1 Aufbau und Wirkungsweise der Außenläufermotoren AEC140

Die permanentmagneterregten Synchronmotoren (PMSM) der BELDRIVE ENGINEERING GMBH werden in Form eines Außenläufermotors gefertigt. Bei dieser Anordnung befindet sich der Stator mit dreiphasiger Erregerwicklung (U, V, W; Dreiecksschaltung) im Inneren des Motors. Im außen gelagerten Rotor befinden sich 38 Permanentmagnete, ausgeführt in 19 Polpaaren, zur Erzeugung des Rotormagnetfeldes. Diese sind an der Oberfläche des inneren Mantels des Rotors befestigt, im Gegensatz zu Maschinen mit im Rotor vergrabenen Magneten. Der grundlegende Aufbau eines AEC140-Motors wird in Abbildung 3 am Beispiel eines AEC140/54 veranschaulicht.



Abbildung 3: Darstellung eines AEC140/54 im fertigen Zustand (links) und geöffnet (rechts)

Zur Erzeugung einer Drehbewegung des Rotors werden durch einen PWM-Wechselrichter Spannungen an den Motorphasen angelegt bzw. moduliert. Der dadurch resultierende Stromfluss durch die Wicklungsstränge des Stators erzeugt ein magnetisches Feld, welches die Magnetpole der Permanentmagnete anzieht bzw. abstößt. Durch geeignete Beschaltung der Motorphasen beginnt das Magnetfeld entlang der Statorwicklung zu wandern und zieht somit das Rotormagnetfeld mit gleicher Synchrondrehzahl n_{syn} , mit sich. /BIND-20/

$$n_{\text{syn}} = \frac{f_s}{p} \quad (1)$$

Oftmals findet der Begriff „Drehfeld“ seine Anwendung, da die Bewegung des Statorfeldes aufgrund der Spulenordnung einer Rotationsbewegung entspricht. Bei den hier betrachteten Synchronmotoren geschieht die Rotorbewegung im stationären Betrieb ohne Winkelversatz zwischen Stator- und Rotorfeld. /BIND-20/

Anders als bei z.B. bürstenbehafteten Motoren werden die AEC-Motoren elektronisch vom Wechselrichter kommutiert. Dazu benötigt der Umrichter eine Information über die aktuelle Rotorlage, welche bei den hier betrachteten Motoren mittels Sinus-Kosinus-Geber ermittelt wird. Die sensorlose Bestimmung der Rotorlage könnte eine in Bezug auf den erforderlichen Hardwareaufwand günstigere Alternative darstellen. Eine Bestimmung der Rotorposition aufgrund der elektrischen Eigenschaften des Motors birgt jedoch Schwierigkeiten aufgrund unterschiedlicher Betriebszustände der Maschine sowie weiterer Störeffekte, die eine genaue Rotorlagebestimmung erschweren. Aus diesem Grund erweist sich eine sensorbehaftete Bestimmung als praktikabler. /PERA-06/

Das integrierte Gebersystem besteht aus einer Geberplatine (Abbildung 3) mit zwei versetzt positionierten Hall-Sensoren im Stator und einem ebenfalls 38-poligen Magnetring im Rotor, axial gelagert über der Sensorplatine. Aufgrund der im Betrieb ständig querenden Magnetpole des Sensormagnetings über den Hall-Sensoren, erzeugen diese, bedingt durch ihre geometrische Lage, sowohl ein sinus- als auch ein kosinusförmiges Wechselsignal. Durch Auswertung dieser Gebersignale kann der Wechselrichter die aktuelle Rotorlage und Drehrichtung bestimmen. Aufgrund dessen, dass der vom Gebersystem bereitgestellte Wert lediglich die Winkellage der Magnetpole des Sensormagnetings repräsentiert und nicht der exakten Winkellage der Rotormagnete entspricht, muss die im Zuge der Motorfertigung entstehende geometrische Winkelabweichung zwischen dem Sensormagnetring des Gebers und der Rotormagnete ermittelt werden. Der im Projekt verwendete Wechselrichter kann unter Berücksichtigung dieses Winkeloffsets eine gezielte Kommutierung der Motorstränge vornehmen, um die Bewegung des Rotors zu bewirken. Die Relevanz dieses Parameters wird vor allem durch Tests zum Ende der Thesis erkennbar.

Kapitel 3.2 der Thesis beschreibt zunächst die theoretische Grundlage des Winkeloffsets, bevor verschiedene Verfahren zur Bestimmung dieses Winkeloffsets erarbeitet werden.

3.2 Definition des Winkeloffset anhand von Ersatzschaltbild und Raumzeigerdarstellung der PMSM

Für eine gezielte Kommutierung der Phasenspannungen der Motoren muss der Winkeloffset, wie bereits erläutert, bekannt sein, damit dieser bei der Parametrierung der Antriebswechselrichter zu Grunde gelegt werden kann. Der Offset beschreibt dabei die Abweichung der Polwinkellage vom Sensormagnetsystem im Rotor zu dessen Oberflächenmagneten in Grad, bezogen auf eine elektrische Umdrehung des Motors. Zur Verdeutlichung des Sachverhalts zeigt Abbildung 4 den geometrischen Winkelversatz zwischen beiden Magnetsystemen, hier bezeichnet als Winkel α .

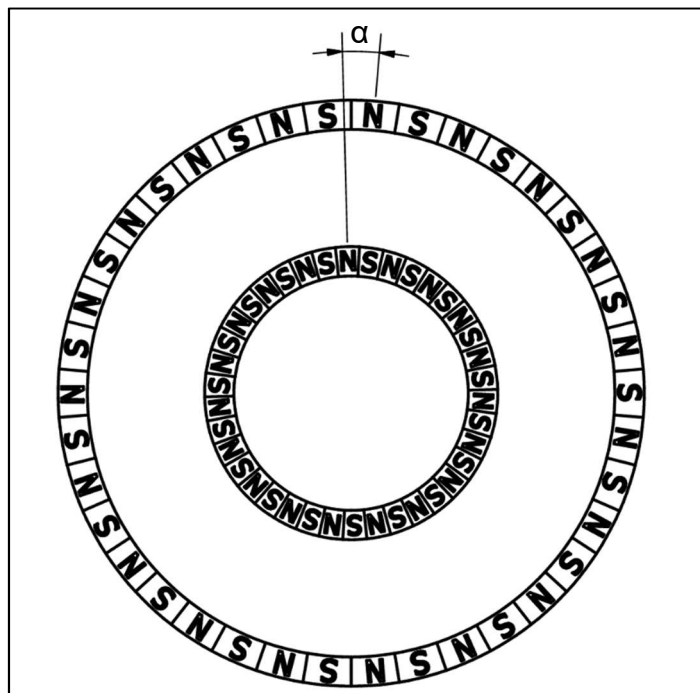


Abbildung 4: Rotor- (außen) und Sensormagnetsystem (innen), schematische Darstellung,

Bei der Fertigung der Motoren kann eine genaue Ausrichtung der Nord- und Südpole des Sensormagnetings zu den Magnetpolen des Rotors zum Zeitpunkt dieser Thesis nicht gewährleistet werden. Daraus ergibt sich die Notwendigkeit der Winkeloffsetbestimmung. Dabei findet keine direkte Bestimmung des fertigungsbedingten, geometrischen Winkelversatzes α statt. Stattdessen wird ein elektrischer Verschiebungswinkel, welcher sich durch den Phasenversatz der zeitlichen Verläufe der Strangspannungen und der Gebersignale zeigt, gemessen.

Eine Umrechnung des elektrischen Winkels in den geometrischen Winkel findet anschließend nicht statt, da diesem keine weitere Relevanz zugeordnet wird und der Antriebswechselrichter ohnehin mit elektrischen Größen arbeitet. Der Zusammenhang zwischen den Größen lässt sich jedoch durch die Anzahl der Polpaare des Motors herleiten. Aufgrund der 38 abwechselnd ausgerichteten Rotormagnete, entstehen 19 Magnetpolpaare bei den hier betrachteten AEC140-Motoren. Somit sind 19 Signalperioden („elektrische Umdrehung“) bzw. $6840^{\circ, \text{elektrisch}}$ des Drehstromsystems für eine mechanische Rotorumdrehung bzw. $360^{\circ, \text{mechanisch}}$ notwendig.

Um im Folgenden den Winkeloffset anhand elektrischer Maschinengrößen definieren zu können, wird zunächst die Kenntnis des Ersatzschaltbildes für die Grundwelle des Stator- und Rotorfeldes eines einzelnen Phasenstrang der PMSM benötigt (Abbildung 5).

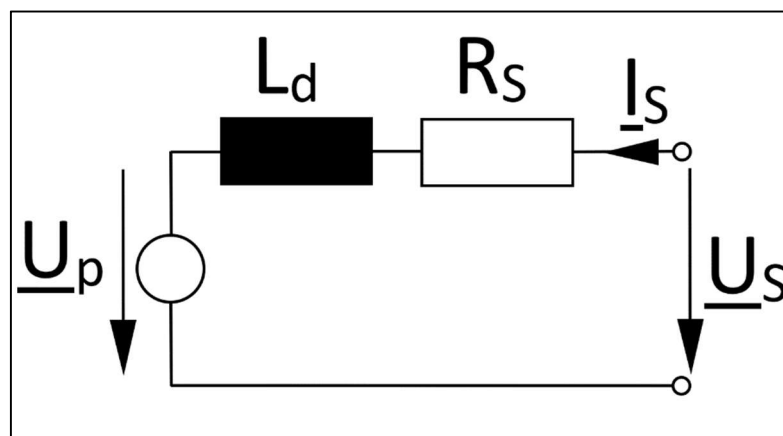


Abbildung 5: Ersatzschaltbild PMSM-Strang nach /BIND-20/

Das Ersatzschaltbild zeigt die generatorisch erzeugte Polradspannung $\underline{U}_p$ als Ersatzspannungsquelle. Außerdem werden die durch die Wicklung vorhandene induktive Komponente, die synchrone Selbstinduktivität L_d , sowie die resistive Komponente der Wicklung, der Strangwiderstand R_s dargestellt. An den dargestellten, offenen Klemmen des Wicklungsstrangs kann die Klemmenspannung $\underline{U}_s$ gemessen werden. Bei der Bestimmung des Winkeloffset wird der Prüflingsmotor als Generator betrieben. Da sich dieser im Leerlauf befindet, geht der Stromfluss $\underline{I}_s$ durch die Wicklung gegen Null. Damit einhergehend wird $\underline{U}_p = \underline{U}_s$ angenommen, die Polradspannung kann also direkt an den offenen Klemmen des Stranges gemessen werden. /BIND-20/, /KLEI-25/

Um nun eine Beziehung der gemessenen Polradspannung zum Winkeloffset des Motors herstellen zu können, hilft die Darstellung der Spannungszeiger der induzierten Spannung $\underline{U}_p$ im folgend dargestellten Koordinatensystem (Abbildung 6).

Koordinatensysteme werden häufig zur Beschreibung elektrischer Antriebsmaschinen verwendet, um deren Funktionsprinzip vereinfacht beschreiben zu können. Es existieren sowohl ein statorbezogenes Koordinatensystem (α , β) als auch ein rotorbezogenes Koordinatensystem (d , q) /BIND-20/. Die Nutzung solcher Koordinatensysteme steht ebenfalls mit der Entwicklung von Umrichtertopologien zum Betrieb der Motoren in Verbindung. Hierbei werden Koordinatentransformationen durchgeführt, um Beziehungen zwischen dem dreiphasigen UVW-System und den statorfesten Koordinaten α und β („Clarke-Transformation“) oder den α - β - und d - q -Koordinaten („Park-Transformation“) herzustellen /KLEI-25/. Für weitere Überlegungen wird an dieser Stelle das rotorfeste Koordinatensystem eingeführt, um die Zusammenhänge der mechanischen Winkelstellung des Rotors in elektrisch messbaren Größen sichtbar zu machen. Abbildung 6 zeigt die Darstellung des d , q -Koordinatensystems.

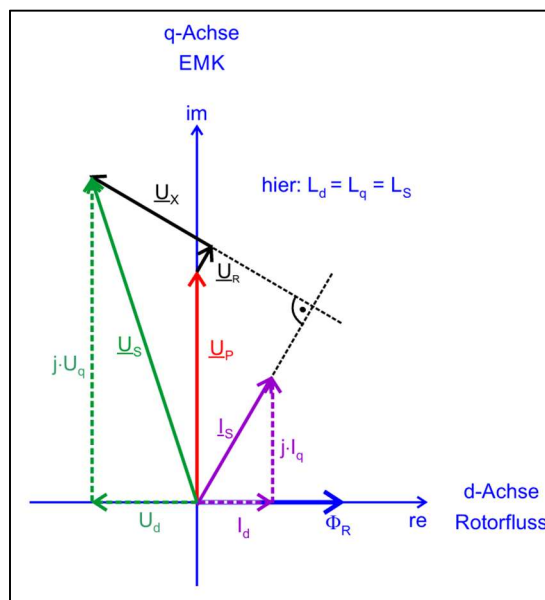


Abbildung 6: Raumzeigerdarstellung des stationären Betriebszustandes der Synchronmaschine für Grundwelle nach /KLEI-25/

Die d -Achse zeigt stets in Richtung des magnetischen Flusses der Permanentmagnetpole des Rotors und repräsentiert damit die Winkelstellung des Rotors. Um $+90^\circ$ verschoben dazu liegt die Polradspannung $\underline{U}_p$ in der q -Achse des Koordinatensystems.

Ebenfalls dargestellt wird der Spannungszeiger $\underline{U}_S$, welcher sich durch die Addition der Spannungsabfälle von $\underline{U}_p$, des Strangwiderstands sowie der Stranginduktivität ergibt. Da aufgrund der offenen Klemmen des Motors im Leerlauf ein Strangstrom von $I_S = 0$ A angenommen werden kann, ergibt sich das folgende, qualitativ zu betrachtende, Zeigerbild. /KLEI-25/

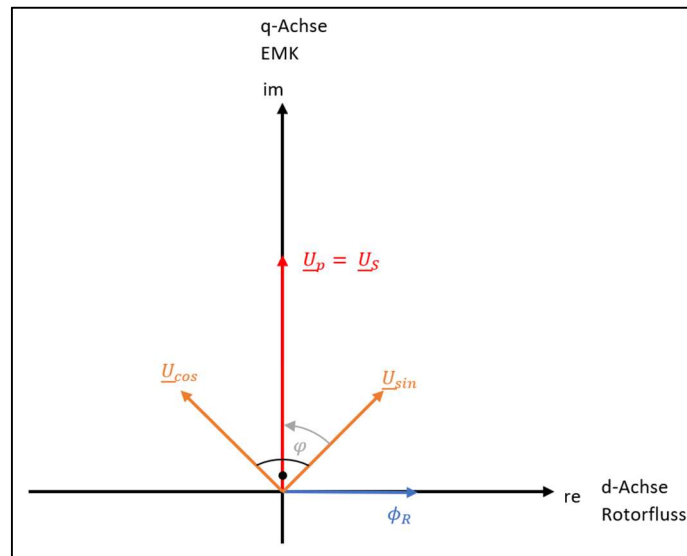


Abbildung 7: Angepasste Raumzeigerdarstellung für Leerlauf nach Abbildung 6

Der Zeiger der Spannung $\underline{U}_S$ entspricht somit im Leerlauf dem Zeiger der Polradspannung $\underline{U}_p$. Durch die Messung der Ausgangsspannungen des Motorlagegebers entstehen weitere Spannungszeiger, hier dargestellt für das Sinus- und Kosinussignal des Gebers. Zwischen den Zeigern der Geberspannungen und der Polradspannung besteht jeweils eine Phasenverschiebung. In Abbildung 7 wird nur der Phasenwinkel φ zwischen $\underline{U}_p$ und $\underline{U}_{sin}$ gekennzeichnet. Somit stehen nun zwei vergleichbare Spannungskomponenten zur Verfügung, welche in Form der Polradspannung $\underline{U}_p$ die tatsächliche Ausrichtung des Rotors und über $\underline{U}_{sin}$ und $\underline{U}_{cos}$ die per Lagegeber ermittelte Position des Gebermagnetings repräsentieren. Durch den Vergleich der Phasenwinkel dieser sinusförmigen Spannungsverläufe kann der Winkeloffset des Motors berechnet werden.

An diesem Punkt der Ausarbeitung muss folgende Festlegung getroffen werden. Die Winkeloffsetwerte der PMSM der BELDRIVE ENGINEERING GMBH wurden bisher als Phasenverschiebungswinkel zwischen der Strangspannung der Motorphase U an den Klemmen U und V des Motors und dem Sinussignal des Gebers gemessen. Anschließend erfolgt eine Subtraktion um 45° vom erhaltenen Messwert. Somit beschreibt der Winkeloffset letztlich die Phasenverschiebung zwischen der Strangspannung und dem errechneten Mittensignal des Motorlagegebers, wobei lediglich eines der Gebersignale, in diesem Fall das Sinussignal, gemessen werden muss. Dabei wird stets vorausgesetzt, dass die Strangspannung dem Gebersignal gegenüber voreilt. Die Bestimmung des Winkels wird auch zukünftig zwischen diesen Signalen erfolgen, da die Einführung eines Winkeloffsets mit anderen Bezugssignalen eine Varianz an Offsetwerten mit unterschiedlicher Bedeutung erzeugen würde. Dies kann besonders für Wartungsfälle bei bereits ausgelieferten Motoren zu Problemen führen bzw. würde ein zusätzlicher Verwaltungsaufwand entstehen, um die Motoren entsprechend eines anderen Offsetwinkels zu kennzeichnen. Da dies nicht zweckdienlich erscheint, wird das Verfahren der Winkeloffsetbestimmung das bisher verwendete Verfahren in Bezug auf die zu messenden Signale adaptieren.

Mit der nun geschaffenen Grundlage wurden die für die Winkeloffsetbestimmung notwendigen Messsignale definiert. Im folgenden Gliederungspunkt wird ein Simulationsmodell eines AEC140/54 Motor erschaffen, welches diese Messsignale erzeugt. Somit kann fortwährend die Bestimmung des Winkeloffset mittels geeigneter Algorithmen simulationsbasiert implementiert und getestet werden.

3.3 Entwicklung eines Motormodells zur simulativen Bestimmung des Winkeloffset

Bevor eine simulative Bestimmung des Winkeloffsets erfolgen kann, müssen die zu messenden Signale aus 3.2 aus dem Maschinenverhalten des AEC140/54 theoretisch bestimmt werden. Dafür werden die zeitlichen Verläufe der Motorstrangspannungen sowie die Ausgangssignale des Gebers in Matlab/Simulink berechnet und dargestellt. Grundkenntnisse im Umgang mit Matlab/Simulink werden für die folgenden Kapitel zur Winkeloffsetbestimmung vorausgesetzt. Grundlage der Berechnung bilden bekannte Maschinengrößen des Herstellers BELDRIVE sowie die Berechnungsgrundlagen für eine permanenterregte Synchronmaschine im Leerlauf nach /BIND-20/.

Grundlage der Berechnung der Phasenspannungen bildet das Ersatzschaltbild eines einzelnen Strangs einer PMSM, wie in Abbildung 5 dargestellt. Oberwellen der Magnetfelder von Stator- und Rotor werden hierbei vernachlässigt /BIND-20/. Die an den Klemmen gemessene Spannung $\underline{U}_S$ entspricht im Leerlauf ($I_S = 0$ A) der generatorisch induzierten Spannung $\underline{U}_p$, der sogenannten Polradspannung. Deren Effektivwert berechnet sich aus dem Produkt der Statorkreisfrequenz ω_S und dem Scheitelwert der Flussverkettung, geteilt durch $\sqrt{2}$:

$$\underline{U}_p = \omega_S \cdot \frac{\psi_p}{\sqrt{2}} \quad (2)$$

Diese Spannung $\underline{U}_p$ repräsentiert aufgrund der Verschaltung der Motorphasen des AEC140/54 im Dreieck eine Strangspannung und kann an den offenen Klemmen zweier Phasenstränge als Außenleiterspannung gemessen werden

Die Bildung der Statorkreisfrequenz aus der Frequenz der Statorströme nach $\omega_S = 2 \cdot \pi \cdot f_S$ ist durch den Zusammenhang in Gleichung (1) dieser Thesis drehzahlabhängig.

Der Scheitelwert der Flussverkettung Ψ_p wird durch Multiplikation der Strangwindungszahl N_S , dem Wicklungsfaktor k_{ws} und dem magnetischen Fluss pro Pol ϕ_p gebildet:

$$\Psi_p = N_S \cdot k_{ws} \cdot \phi_p \quad (3)$$

Der Magnetfluss pro Pol ϕ_p wird folgendermaßen berechnet:

$$\phi_p = \frac{2}{\pi} \cdot \tau_p \cdot l_{Fe} \cdot \hat{B}_{\mu=1} \quad (4)$$

In letzterer Gleichung beschreiben τ_p die Polbreite eines einzelnen Statorpols, l_{Fe} die Eisenlänge (= Höhe des Statorblechpaket) und $\hat{B}_{\mu=1}$ den Spitzenwert der magnetischen Luftspaltflussdichte bezogen auf die Grundwelle ($\mu = 1$). Die Polbreite τ_p wird mittels des Luftspaltdurchmessers d_{si} und der Polpaarzahl p bestimmt nach:

$$\tau_p = \frac{d_{si} \cdot \pi}{2 \cdot p} \quad (5)$$

Die Werte für N_S , k_{ws} , l_{Fe} , d_{si} , p und $\hat{B}_{\mu=1}$ wurden vom Auftraggeber BELDRIVE vorgegeben und werden in Tabelle 1 dargestellt.

Motorparameter	Wert
N_S	132
k_{ws}	0,9985
l_{Fe}	0,054 [m]
d_{si}	0,142857 [m]
p	19
$\hat{B}_{\mu=1}$	1,028 [T]

Tabelle 1: Motorparameter AEC140/54

Aus den hier aufgeführten Gleichungen wurde zunächst das Simulationsmodell für die Berechnung der induzierten Strangspannungen in Simulink erstellt, wie das Blockschaltbild in Abbildung 8 zeigt. Die Berechnung nutzt als Eingangsparameter die im Prüfverfahren zu verwendende Solldrehzahl n_{soll} und berechnet nach obiger Grundlage den Spitzenwert einer Strangspannung $\underline{U}_p$ und deren Frequenz f_S .

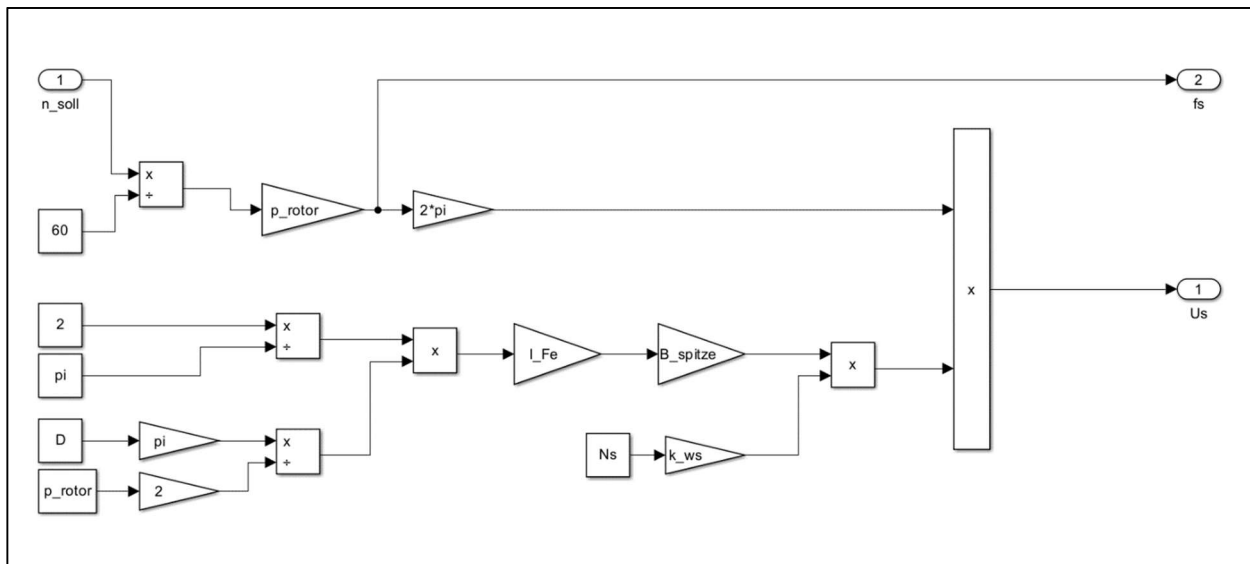


Abbildung 8: Blockschaltbild EMK-Erzeugung in Subsystem

Die Berechnung erfolgt innerhalb eines Subsystems in Simulink, um diese effizient im späteren Gesamtsystem einzugliedern. Die folgende Abbildung zeigt den bisherigen Stand der Motorsimulation.

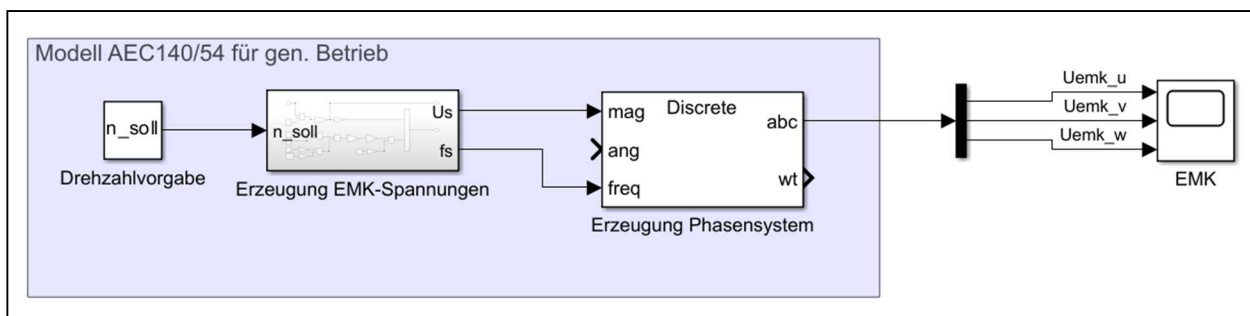


Abbildung 9: Motormodell für EMK-Erzeugung

Im Modell wurde ein „Constant“-Block zur Vorgabe des Drehzahlparameters eingesetzt. Die Drehzahl wird zunächst als Konstante angesehen, da eine sich ändernde Drehzahl während der Messung das spätere Ergebnis der Winkeloffsetbestimmung aufgrund der sich dadurch ändernden Signalfrequenz verfälschen würde. Eine Messung der Signale für mehrere Drehzahlstufen ist dennoch denkbar, solange die Drehzahl jeweils konstant gehalten wird. Weiterhin wurde ein „Sine Wave Generator“-Block aus der Simulink-Bibliothek zur Erzeugung des Phasensystems des virtuellen Prüflingsmotor verwendet. Dieser nutzt als Vorgabe Spitzenspannung und Frequenz eines sinusförmigen Spannungssignals und bildet drei um 120° phasenverschobene Sinussignale, welche die Phasenspannungen des Motors im Modell repräsentieren werden.

Abbildung 10 zeigt die mit dem Modell erzeugten, idealisierten Strangspannungsverläufe eines AEC140/54-Motors der Firma BELDRIVE.

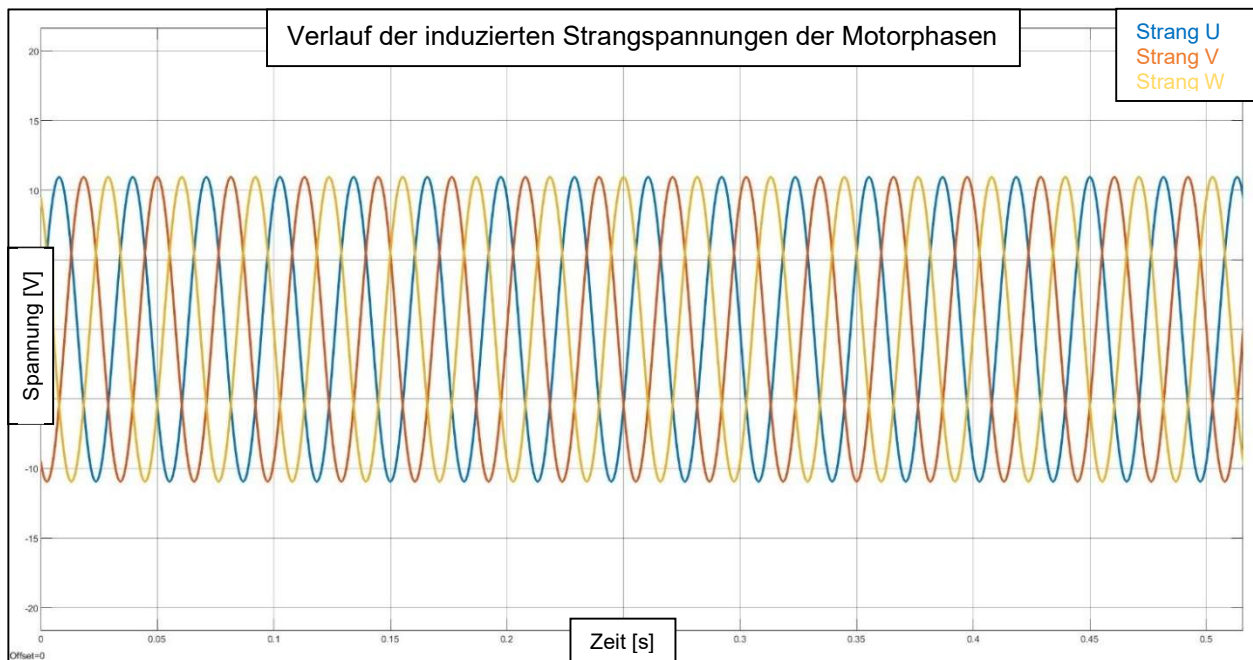


Abbildung 10: Spannungsverläufe Motorphasen im Generatorbetrieb (ideal)

Bei einer vorgegebenen Drehzahl von 100 min^{-1} (bisher zur Winkeloffsetbestimmung genutzt) ergibt sich dem Modell nach eine Spitzenspannung von 10,95 V pro Motorstrang bei einer Signalfrequenz von 31,667 Hz.

Um das Modell für die spätere Kommutierungsoffset-Bestimmung vorzubereiten, muss eine Generierung der Gebersignale des Modellmotors erfolgen. Die nachfolgende Abbildung zeigt das um die Gebersignalerzeugung erweiterte Modell.

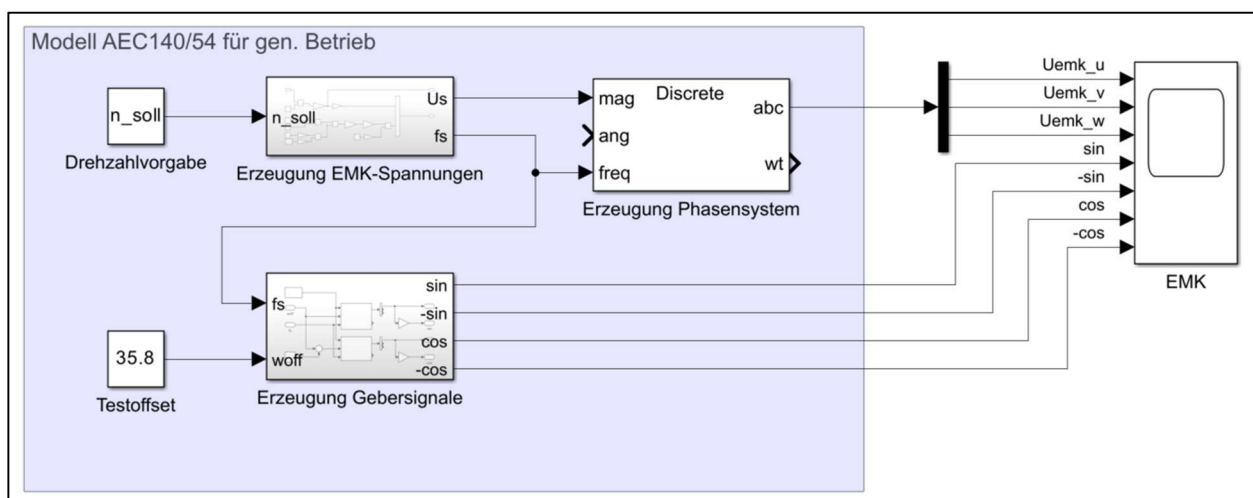


Abbildung 11: Erweitertes Modell mit Gebersignalerzeugung

Zum Zweck der Gebersignalsimulation wurde ein weiteres Subsystem erstellt, welches die drehzahlabhängige Signalfrequenz aus der Strangspannungserzeugung als Eingangsparameter erhält sowie einen fiktiven Winkeloffset, welcher später zu Testzwecken angepasst werden kann. Ausgegeben werden entsprechend des realen Vorbildes des Motorlagegebers ein Sinus- und Kosinussignal sowie deren invertierte Signalverläufe. Die folgende Abbildung zeigt den Aufbau der Gebersignalerzeugung.

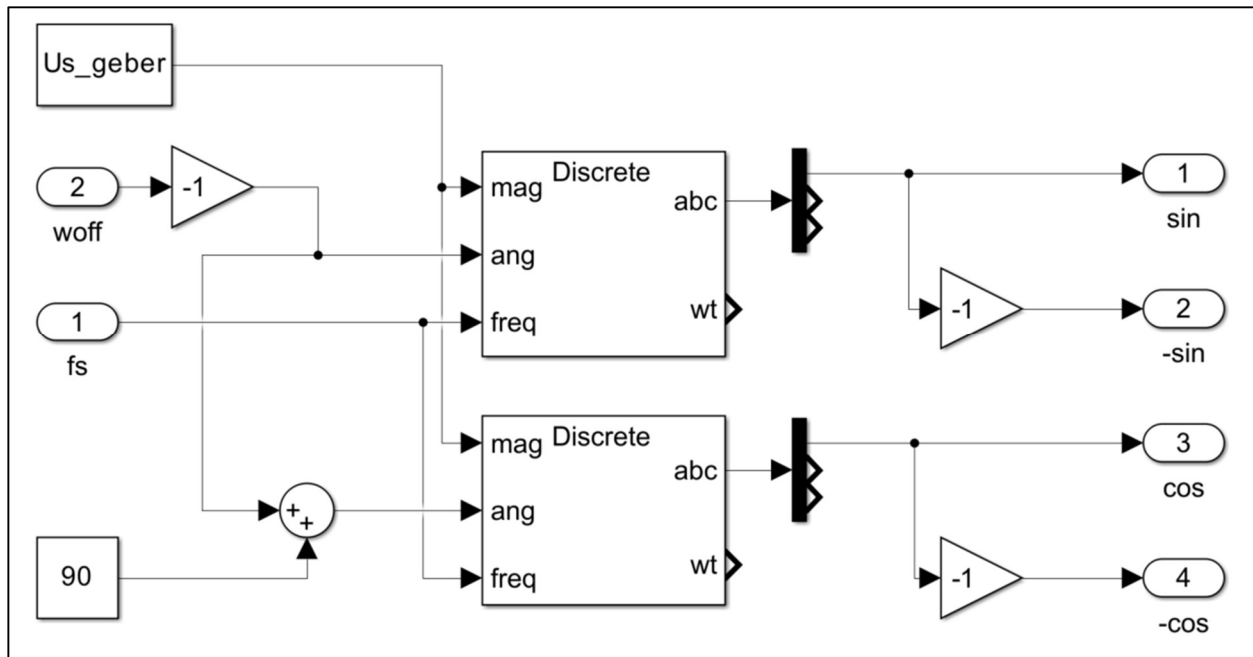


Abbildung 12: Blockschaltbild Gebersignalerzeugung

Zur Erzeugung der sinusförmigen Signale wurden wie zuvor „Sine Wave Generator“-Blöcke verwendet. Wird der Motor in der Fertigung innerhalb der konstruktiven Toleranzen gefertigt, stellt sich eine mittlere Spitzenspannung von 0,75 V am Ausgang der Hall-Elemente des Gebers ein. Diese Spannung wird hier als Konstante „Us_geber“ vorgegeben. Zusätzlich muss eine konstante Phasenverschiebung des Kosinussignals gegenüber des Sinussignals von 90° beaufschlagt werden. Abbildung 13 zeigt die um die Gebersignale erweiterten Signalverläufe des Gesamtsystems.

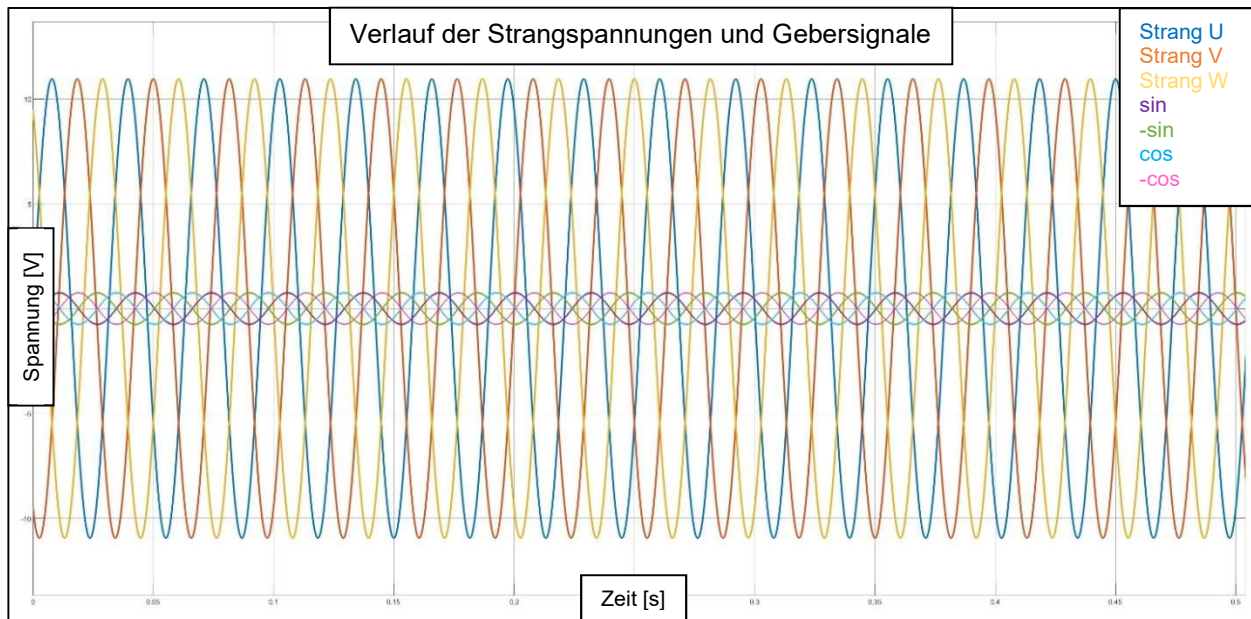


Abbildung 13: Verlauf der Gebersignale und Strangspannungen

Im Vergleich der Verläufe können bereits Phasenverschiebungen zwischen den Strangspannungen und den einzelnen Gebersignalen festgestellt werden. Diese entstehen aufgrund des voreingestellten, fiktiven Testoffsets von $35,8^\circ$. Aus den Signalen kann später der Winkeloffset gemessen werden. Anzumerken ist, dass die zuvor beschriebene Berechnung des Mittensignals des Motorlagegebers im Modell nicht umgesetzt wurde. Somit kann der angegebene Testoffset direkt mit den entstehenden Algorithmen zur Winkeloffsetbestimmung nachgewiesen werden.

Mittels dieser Simulationsgrundlage können die im folgenden entstehenden Algorithmen zur Bestimmung des Winkeloffsets getestet werden. Eine erste Variante der Winkeloffsetbestimmung wird in Kapitel 4.1 beschrieben.

4 Bestimmung des Kommutierungswinkel-Offset

4.1 Bestimmung des Winkeloffset auf Basis der Extrempunkte der Signalverläufe

4.1.1 Algorithmusentwicklung auf Basis der Motorsimulation

In diesem Gliederungspunkt soll ein Algorithmus zur Bestimmung des Winkeloffsets entstehen, welcher aus den abgetasteten Signalverläufen der Strangspannung U und dem Sinussignals des Gebers die Phasenverschiebung beider Signalverläufe anhand derer Extrempunkte bestimmt. Die Umrechnung der zeitlichen Phasendifferenz in einen Phasenwinkel entspricht dann dem eingestellten Testoffset. Der zuvor verwendete Testoffset von $35,8^\circ$ bleibt zunächst bestehen und soll durch den Algorithmus nachgewiesen werden. Der Algorithmus wird in Form eines Matlab-Skripts implementiert. Dazu werden im Modell die entsprechenden Signale mittels eines „Zero-Order-Hold“-Blocks abgetastet und anschließend mittels eines „To Workspace“-Blocks der Simulink-Bibliothek in den Matlab-Workspace kopiert, wie Abbildung 14 zeigt.

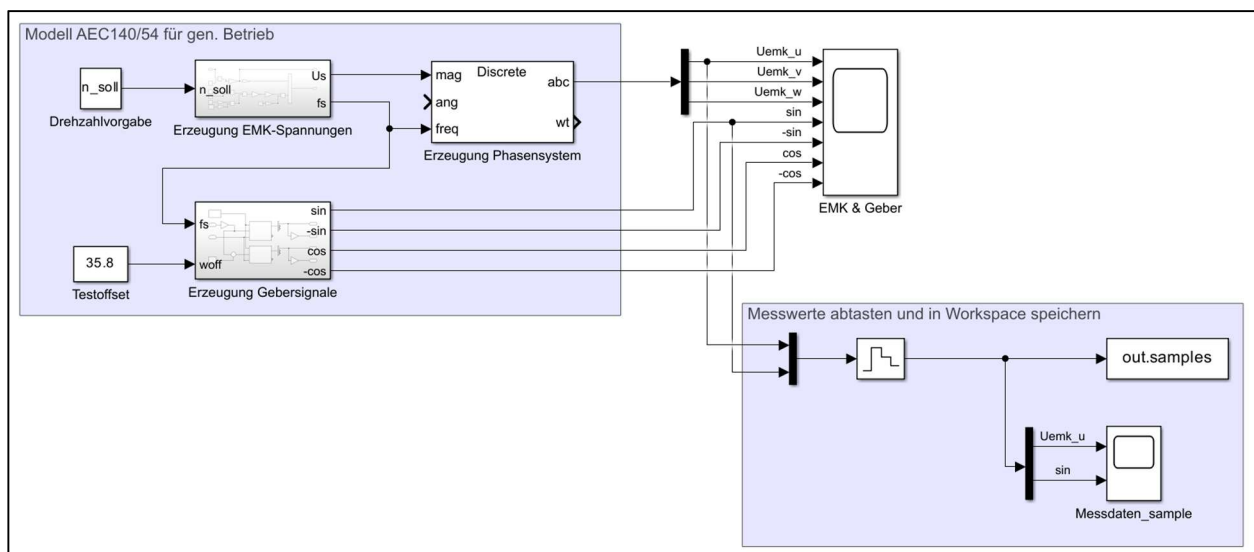


Abbildung 14: Abtastung der Testsignale

Die Abtastung erfolgt dabei im Intervall von $125 \mu\text{s}$. Diese Abtastfrequenz wurde infolge der Recherche über geeignete SPS-Komponenten, welche zur Messung der Signale verwendet werden sollen, festgelegt. Den Angaben aus /SIEM-26/ folgend, kann das Analogeingangsmodule „6ES7134-6HB00-0DA1“ mittels geeigneter Parametrierung Abtastraten von $125 \mu\text{s}$ erreichen und ist zur geforderten SPS (siehe Anforderung 3 in Kapitel 2) kompatibel.

Die Frequenzen der beiden Messsignale können durch Umstellung von Gleichung (1) dieser Thesis ermittelt werden und betragen bei Maximaldrehzahl des Motors von 315 min^{-1} (für AEC140/36, wegen höherer Maximaldrehzahl im Vergleich zu AEC140/54 nach /BELD-16/) und der zugrundeliegenden Polpaarzahl von $p = 19$ maximal $\approx 99,75 \text{ Hz}$. Das Abtastintervall von $125 \mu\text{s}$ entspricht einer Abtastfrequenz von 8 kHz . Somit ist das Abtasttheorem nach Shannon-Nyquist erfüllt, welches mindestens die doppelte Abtastfrequenz gegenüber der Signalfrequenz des abzutastenden Signals fordert.

Der implementierte Algorithmus (siehe Anhang 1) speichert die Messreihen der beiden Signale zunächst in zwei separate Arrays (Zeilen 12 bis 19). Anschließend werden die Maxima der beiden Signale identifiziert (Zeilen 21 bis 23) und deren Abtastzeitpunkte in weiteren Arrays gespeichert (Zeilen 25 bis 38). Die Zeitpunkte der Maxima des Gebersignals können anschließend von denen der Strangspannung subtrahiert werden, um die Phasendifferenzen der jeweils korrelierenden Maxima der beiden Signalverläufe bestimmen zu können (Zeile 51).

Um sicherzustellen, dass bei der Subtraktion der Reihen immer der Zeitpunkt eines nacheilenden Maximums des Gebersignals gegenüber der Strangspannung subtrahiert wird, erfolgt zuvor eine Anpassung der Messreihen in den Zeilen 41 bis 45 des Skriptes. Somit wird sichergestellt, dass nach der Festlegung in Kapitel 3.2 dieser Thesis das Gebersignal gegenüber der induzierten Strangspannung als nacheilend zu betrachten ist, um letztendlich den Testoffset korrekt zu erfassen. Zuletzt werden aus den Phasendifferenzen unter Berücksichtigung der drehzahlbezogenen Signalfrequenzen der Signale die Phasenwinkel aus jeder zeitlichen Phasendifferenz gebildet (Zeilen 54 und 55). Im letzten Schritt wird der arithmetische Mittelwert aller Phasenwinkel gebildet, welcher dem zu messenden Testoffset entspricht.

Beim Test des Skriptes mit dem Testoffset von $35,8^\circ$ ermittelt das Skript einen Winkeloffset von $35,8031^\circ$. Abbildung 15 zeigt diesen Winkel als Phasendifferenz der Signalverläufe der Strangspannung von Phase U und dem Sinussignal des Gebers (nacheilend).

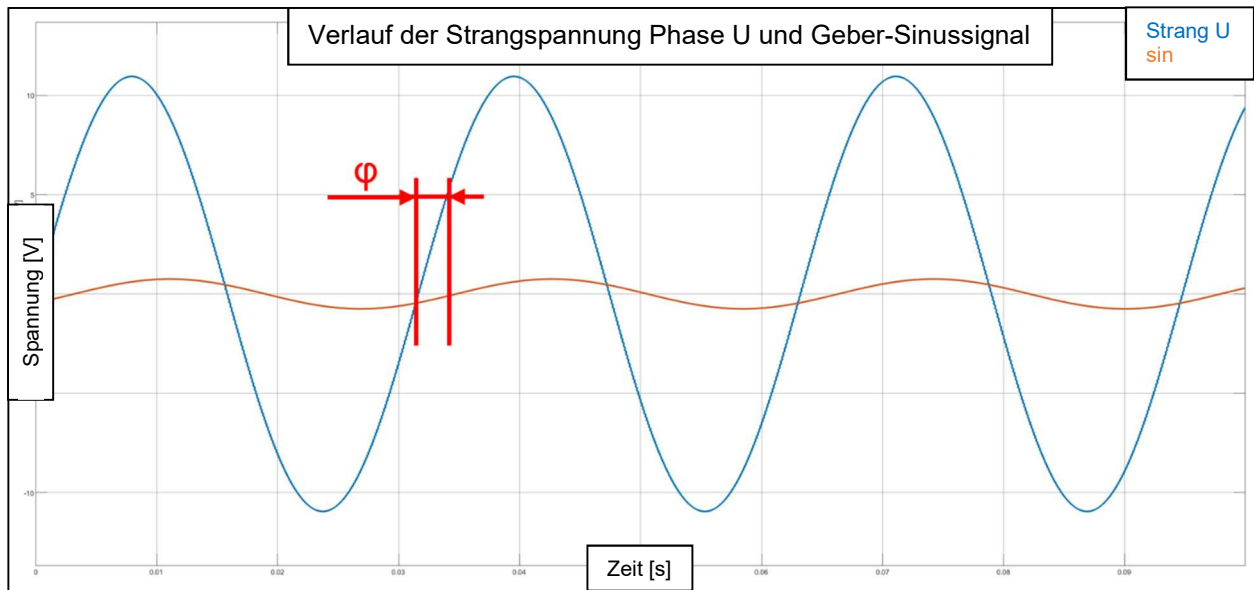


Abbildung 15: Signalverläufe der Messsignale bei Testoffset=35,8°

Zur Sicherstellung der Funktion des Algorithmus wurde mit weiteren Testoffsets simuliert, die Ergebnisse wurden in Tabelle 2 zusammengefasst.

Testoffset	Ergebnis der Simulation	Abweichung zu Testoffset
35,8°	35,8031°	0,0031°
147,0°	146,9888°	0,0112°
213,33°	213,2903°	0,0397°
351,97°	351,9290°	0,0410°

Tabelle 2: Simulationsergebnis für Winkeloffset für Verfahren der Extrempunktbestimmung

Die dargestellten Ergebnisse zeigen, dass der genutzte Algorithmus die Testoffsets mit geringer Abweichung bestimmen kann. Aufgrund der Tatsache, dass dieser erste Test auf reinen Simulationsdaten basiert und keine realen Messbedingungen darstellt, werden im Folgenden Störsignale simuliert, welche die Simulationsergebnisse näher an reale Messdaten angleichen sollen.

Dazu wird beiden Messsignalen ein im Vergleich zur Signalfrequenz niederfrequentes Störsignal sowie ein höherfrequentes Rauschen überlagert. Diese Störungen wurde in Simulink per Zufallszahlengenerator umgesetzt. Die Frequenzen der Störsignale betragen 15 Hz bzw. 10 kHz und wirken sich mit einer Varianz von $\pm 0,05$ für das 15 Hz-Signal und einer Varianz von $\pm 0,1$ für das 10 kHz-Signal gleichermaßen auf beide Messsignale aus. Der Störeinfluss ist in Abbildung 16 deutlich sichtbar.

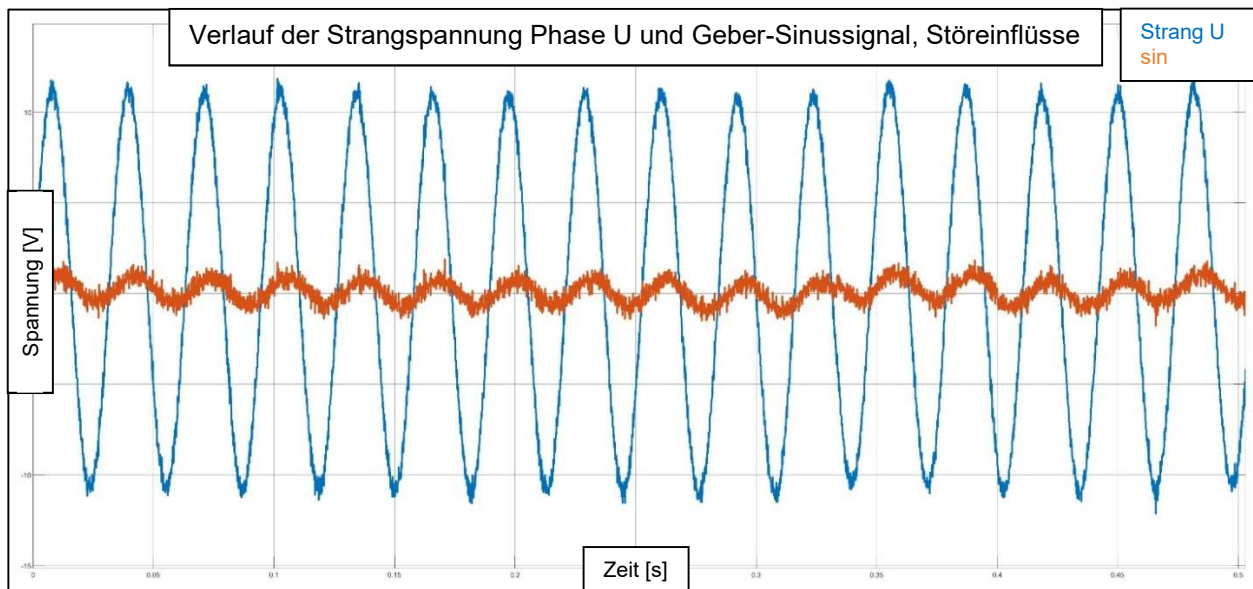


Abbildung 16: Signalverläufe der Messsignale bei Testoffset = $35,8^\circ$ und Störeinflüssen

Ein anschließender Versuch der Offsetbestimmung durch das Skript aus Anhang 1 schlug fehl. Da aufgrund der Störeinflüsse eine hohe und zudem ungleiche Anzahl Maxima aus beiden Messsignalen bestimmt wurde, konnten die aufgrund der Drehfrequenz des simulierten Motors hervorgerufenen Maxima nicht eindeutig bestimmt werden. Die Differenzbildung zur Phasenbestimmung erzeugte wegen der ungleichen Anzahl an Datenpunkten der Maxima einen Fehler, wodurch die Bearbeitung des Matlab-Skriptes abgebrochen wurde. Daraus wird deutlich, dass der Algorithmus zur Winkeloffset-Bestimmung robuster gestaltet werden muss, um belastbare Ergebnisse zu liefern und letztendlich unter realen Messbedingungen eingesetzt werden kann. Um dies zu erreichen wurde ein Bandpassfilter entwickelt und in die Simulation eingefügt, um die Störeinflüsse zu beseitigen.

Grundlage der Realisierung des zeitdiskreten Bandpassfilters ist die Übertragungsfunktion eines kritisch gedämpften Tiefpassfilters 1. Ordnung und der Frequenztransformation dieser zur Erzeugung der Übertragungsfunktion eines Bandpassfilters. Die Übertragungsfunktion des gewählten Tiefpassfilters im Bildbereich der Laplace-Transformation lautet:

$$G_{TP}(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{0,TP}}} \quad (6)$$

Diese kann anschließend durch Einsetzen der Transformationsgleichung

$$s_{TP} = \frac{s_{BP}^2 + \omega_{0,BP}^2}{s_{BP}} \quad (7)$$

in die Übertragungsfunktion des Bandpassfilters 2. Ordnung umgestellt werden:

$$G_{BP}(s) = \frac{s \cdot \frac{\omega_{0,TP}}{\omega_{0,BP}^2}}{1 + s \cdot \frac{\omega_{0,TP}}{\omega_{0,BP}^2} + s^2 \cdot \frac{1}{\omega_{0,BP}^2}} \quad (8)$$

Das erhaltene Filter ist über die Koeffizienten $\omega_{0,TP}$ und $\omega_{0,BP}$ parametrierbar, wobei ersterer die Bandbreite des Filters f_{Band} enthält und letzterer die Mittenfrequenz f_0 .

$$\omega_{0,TP} = 2 \cdot \pi \cdot f_{Band} \quad (9)$$

$$\omega_{0,BP} = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \quad (10)$$

Da die aktuelle Drehzahl der Prüflingsmaschine die Mittenfrequenz vorgibt, kann die Gleichung für $\omega_{0,BP}$ in Bezug auf Gleichung 1 der Thesis angepasst werden:

$$\omega_{0,BP} = 2 \cdot \pi \cdot n_{syn} \cdot p \quad (11)$$

Auf dem Wissen aus früheren Anwendungsfällen basierend, dass die im Verlauf des Projektes zu verwendenden Antriebswechselrichter die Drehzahl des Motors mit hoher Genauigkeit von unter $\pm 1 \text{ min}^{-1}$ bestimmen und regeln können, wird diese Drehzahlabweichung vereinfacht für die Berechnung der Bandbreite des Filters veranschlagt. Somit entstehen folgende Bandbegrenzungen für das Bandpassfilter bei der verwendeten Solldrehzahl von 100 min^{-1} :

$$f_{Band,u} = n_{syn,min} \cdot p = \frac{99 \text{ min}^{-1}}{60} \cdot 19 = 31,35 \text{ Hz}$$

$$f_{Band,o} = n_{syn,max} \cdot p = \frac{101 \text{ min}^{-1}}{60} \cdot 19 \approx 31,98 \text{ Hz}$$

Daraus ergibt sich für die Bandbreite des Filters folgender Wert:

$$f_{\text{Band}} = f_{\text{Band,o}} - f_{\text{Band,u}} = 31,98 \text{ Hz} - 31,35 \text{ Hz} = 0,63 \text{ Hz}$$

Um eine softwaretechnische Implementierung des momentan noch zeitkontinuierlichen Bandpasses zu ermöglichen, muss dieser in eine zeitdiskrete Form umgeformt werden. Die folgend durchgeführte Diskretisierung basiert auf dem Verfahren nach Tustin und nutzt folgende Vorschrift zur Transformation der Gleichung in den Bildbereich der Z-Transformation:

$$s = \frac{2}{T_S} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (12)$$

Mittels dieser Vorschrift kann der s -Operator in der Bandpass-Übertragungsfunktion ersetzt werden. Des Weiteren wird der Dämpfungsgrad D eingeführt:

$$D = \frac{\omega_{0,\text{TP}}}{2 \cdot \omega_{0,\text{BP}}} \quad (13)$$

Mit der Substitution von s und der Einführung von D ergibt sich die zeitdiskrete Übertragungsfunktion des Bandpasses:

$$G_{\text{BP}}(z) = \frac{\frac{2 \cdot D}{\omega_0} \cdot \frac{2}{T_S} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}}{1 + \frac{2 \cdot D}{\omega_0} \cdot \frac{2}{T_S} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + \frac{1}{\omega_0^2} \cdot \frac{4}{T_S^2} \cdot \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)^2} \quad (14)$$

Der Faktor T_S steht hier für das aufgrund der Diskretisierung notwendige Abtastintervall in Sekunden, in welchem das Filter betrieben wird. Anschließend kann durch das Ersetzen von $\omega_0 \cdot T_S$ durch den Faktor $\tilde{T}$ und der weiteren Vereinfachung der Übertragungsfunktion eine zeitdiskrete Übertragungsfunktion in folgender Form erreicht werden:

$$G_{\text{BP}}(z) = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2} + b_3 \cdot z^{-3}}{1 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2} + a_3 \cdot z^{-3}} \quad (15)$$

Die Filterkoeffizienten ergeben sich demnach zu:

$b_0 = b_1$	$\frac{4 \cdot D \cdot \tilde{T}^2}{\tilde{T}^3 + 4 \cdot D \cdot \tilde{T}^2 + 4 \cdot \tilde{T}}$
$b_2 = b_3$	$\frac{-4 \cdot D \cdot \tilde{T}^2}{\tilde{T}^3 + 4 \cdot D \cdot \tilde{T}^2 + 4 \cdot \tilde{T}}$
a_1	$\frac{3 \cdot \tilde{T}^3 + 4 \cdot D \cdot \tilde{T}^2 - 4 \cdot \tilde{T}}{\tilde{T}^3 + 4 \cdot D \cdot \tilde{T}^2 + 4 \cdot \tilde{T}}$
a_2	$\frac{3 \cdot \tilde{T}^3 - 4 \cdot D \cdot \tilde{T}^2 - 4 \cdot \tilde{T}}{\tilde{T}^3 + 4 \cdot D \cdot \tilde{T}^2 + 4 \cdot \tilde{T}}$
a_3	$\frac{\tilde{T}^3 - 4 \cdot D \cdot \tilde{T}^2 + 4 \cdot \tilde{T}}{\tilde{T}^3 + 4 \cdot D \cdot \tilde{T}^2 + 4 \cdot \tilde{T}}$

Tabelle 3: Filterkoeffizienten des zeitdiskreten Bandpassfilters

Im Anschluss kann eine Differenzengleichung aus $G_{BP}(z)$ entworfen werden, welche sich mittels einfacher Grundrechenoperationen elegant in einer Programmiersprache umsetzen lässt. Die Differenzengleichung lautet:

$$y_k = (b_0 \cdot u_k) + (b_1 \cdot u_{k-1}) + (b_2 \cdot u_{k-2}) + (b_3 \cdot u_{k-3}) - (a_1 \cdot y_{k-1}) - (a_2 \cdot y_{k-2}) - (a_3 \cdot y_{k-3}) \quad (16)$$

In dieser Gleichung spiegelt u_k den Eingangswert des Filters zum Zeitpunkt k und u_{k-N} die um N -Zyklen älteren Ergebniswerte von u_k wieder, welche aufgrund der durchgeführten Z-Transformation der Funktion von $G_{BP}(s)$ notwendig sind. Gleiches gilt für den Ausgangswert y_k und dessen frühere Ergebniswerte y_{k-N} .

Schließlich konnte der Filter in Form eines „C-Function“-Blocks in das Simulink-Modell eingebunden werden. Die Modellerweiterung wird in Anhang 2 dargestellt. Der C-Quellcode für die Filterimplementierung ist Anhang 3 der Thesis zu entnehmen. Die Filterfunktion wurde mit den Parametern für f_0 , D und dem Samplingintervall (in Anhang 3 als „Tsample“ bezeichnet) parametrisiert. Die Werte für f_0 und D wurden mittels der bereits genannten Gleichungen bestimmt und lauten $f_0 \approx 31,667$ Hz und $D \approx 0,00999$. Das zuvor verwendete Abtastintervall von $125 \mu s$ wurde übernommen.

Anschließend wurde wiederholt simuliert. Die folgende Abbildung zeigt den Vergleich der ungefilterten Messsignale mit den Ausgangssignalen der eingefügten Bandpassfilter.

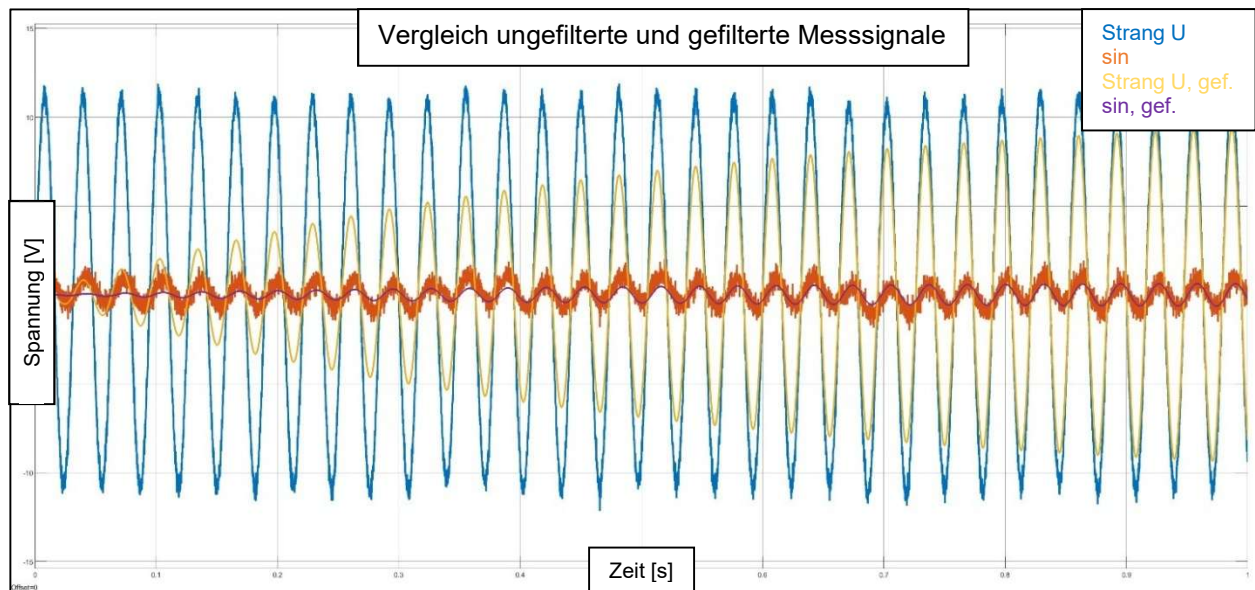


Abbildung 17: Vergleich ungefilterte und gefilterte Messsignale, Simulation

Durch das Einfügen der Bandpassfilter konnte eine deutliche Verbesserung der Signalqualität erreicht werden. Die darauffolgende Berechnung des Winkeloffset mittels des entwickelten Matlab-Skripts konnte ausgeführt werden, erzeugte mit mehreren Testoffsets jedoch falsche Ergebnisse. Dies ist auf den Einschwingvorgang der Filter zurückzuführen. Da die Amplituden der Signale zu Beginn der Simulation durch das Filter noch stark bedämpft werden, besonders das Sinussignal des Gebers, werden fehlerhafte Maxima vom Algorithmus bestimmt, welche das Ergebnis letztendlich verfälschen. Um dies zu vermeiden, müssen Messwerte, die während des Einschwingvorgangs des Filters entstehen, aus den Messreihen der Signale entfernt werden. Die Simulationszeit des Modells wurde demzufolge auf 10 s erhöht, um ausreichend Messwerte zu erhalten, nachdem die eingesetzten Bandpässe vollständig angesteuert sind.

Nach Ausblendung des Einschwingvorgangs wurde erneut simuliert. Die ermittelten Winkel auf Grundlage der bereits verwendeten Testoffset-Vorgaben sind Tabelle 4 zu entnehmen.

Testoffset	Ergebnis der Simulation	Abweichung zu Testoffset
35,8°	35,64°	0,16°
147,0°	147,22°	0,22°
213,33°	213,49°	0,16°
351,97°	351,79°	0,18°

Tabelle 4: Simulationsergebnis für Winkeloffset für Verfahren der Extrempunktbestimmung, Messsignale gefiltert

Wie in Tabelle 4 zu erkennen ist, kann der Algorithmus nun realitätsnahe, störbehaftete Signale verarbeiten und die eingesetzten Testwinkel mit geringer Abweichung bestimmen.

Der in diesem Gliederungspunkt entstandene Algorithmus kann den Winkeloffset auf Grundlage simulierter Daten mit geringer Winkelabweichung bestimmen. Hierbei ist zu beachten, dass die vom Modell erhaltenen Messwerte einem idealisierten Zustand der Maschine repräsentieren. In der Realität ist ein idealer, sinusförmiger Verlauf der Messsignale auszuschließen. Gründe hierfür liefern unter anderem Unterschiede in der magnetischen Flussdichte der Einzelmagnetpole des Rotors und des Gebermagnetings sowie Bauteil- oder fertigungsbedingte Toleranzen. Derartige Einflüsse rufen unsymmetrisches Verhalten in den Messsignalen der induzierten EMK-Spannungen der Motorphasen und der Signale des Lagegebers hervor. Inwieweit der bisherige Algorithmus mit Messwerten realer Motoren arbeiten und deren Winkeloffset bestimmen kann, soll im folgenden Gliederungspunkt in Erfahrung gebracht werden.

4.1.2 Verifizierung des entwickelten Algorithmus auf Basis realer Messdaten

Um die korrekte Funktion des bisher entwickelten Algorithmus anhand realer Motormessdaten zu verifizieren, mussten diese Daten zunächst aufgenommen werden. Dazu wurden verschiedene AEC140/54-Motoren mit Hilfe des zu ersetzenden Prüfstandes auf die in der Simulation verwendete Nenndrehzahl von 100 min^{-1} beschleunigt. Mittels Oszilloskop wurde bei offenen Motorklemmen die induzierte Spannung des Stranges U an den Motorklemmen U und V sowie das Sinussignal des Gebers aufgenommen. Zur anschließenden Auswertung und Winkelbestimmung mittels Matlab/Simulink mussten die im CSV-Format vorliegenden Messreihen im Matlab Workspace importiert werden. Dazu entstand ein separates Simulink-Modell, welches die CSV-Datei einer Einzelmessung eines Motors einliest, dargestellt in Abbildung 18.

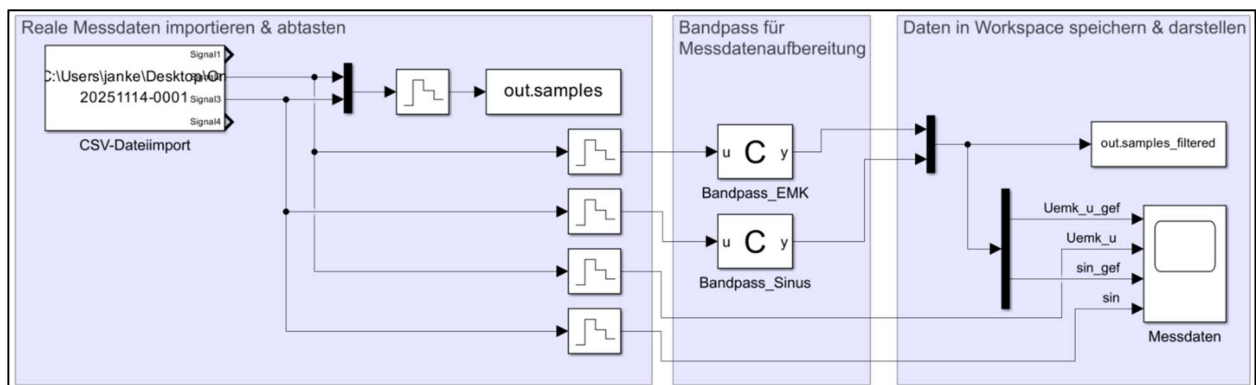


Abbildung 18: Modell zur Aufbereitung realer Motormessdaten

Die bereits entwickelten Bandpassfilter wurden mit den Parametern entsprechend der vorherigen Modellsimulation wiederverwendet und im Modell integriert. Die Messdaten wurden über ein Intervall von 10 s aufgenommen, um auch hier genügend Messdaten zu erhalten, damit der Einschwingvorgang der Filter aus den aufbereiteten Signalen entfernt werden kann. Das Ergebnis der Simulation zeigt Abbildung 19. Zur besseren Veranschaulichung wurden die Messreihen der ungefilterten und gefilterten Signale getrennt über einen Ausschnitt von einer Sekunde der Messung dargestellt.

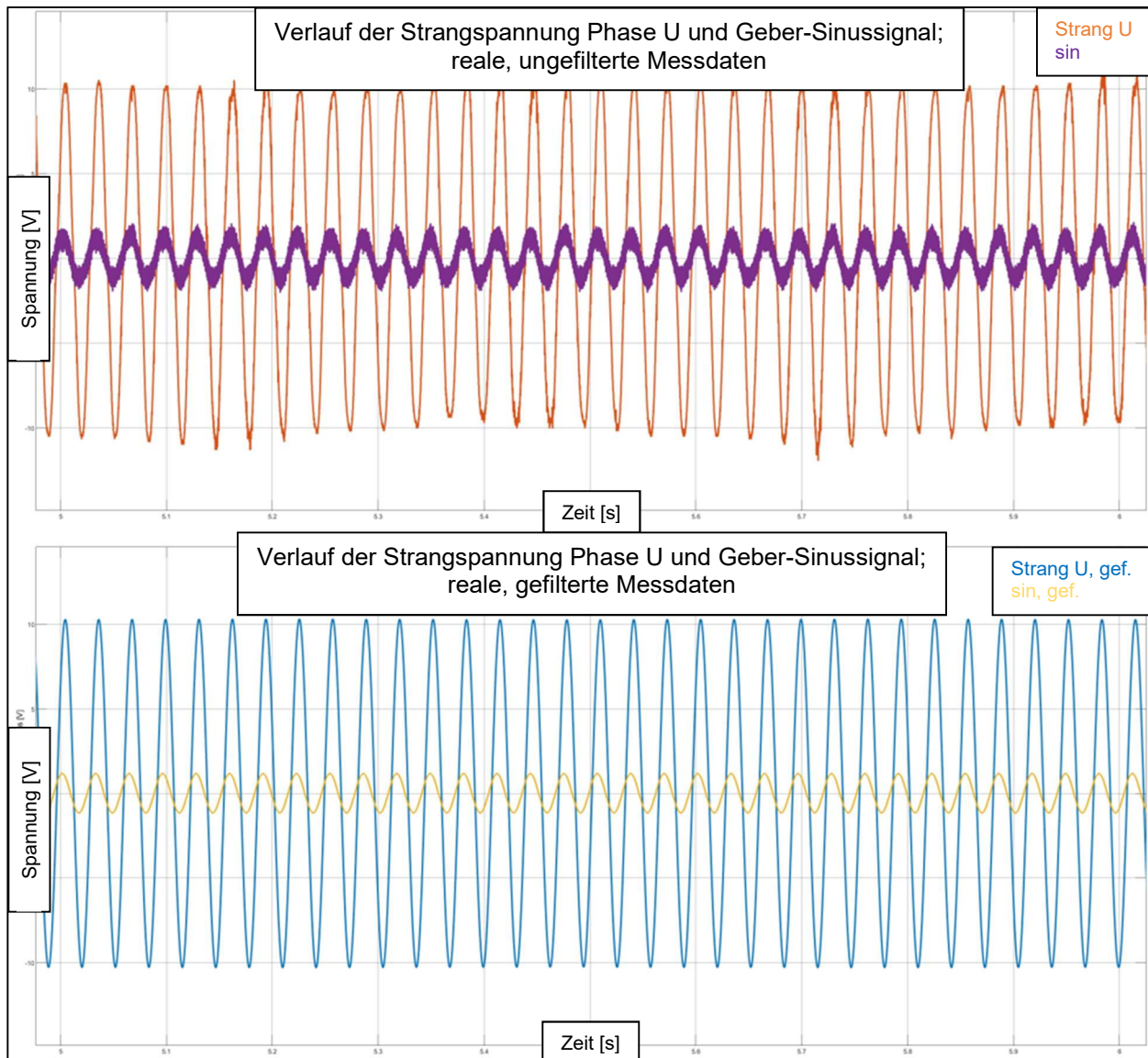


Abbildung 19: Vergleich ungefilterter und gefilterter, realer Messdaten

Wie bereits auf Basis der simulierten Messdaten konnte auch hier eine deutliche Verbesserung der Signalqualität durch die Filter bewirkt werden. Im oberen Teil der Darstellung ist zu erkennen, dass der tatsächlich vorhandene Einfluss durch Störeinträge stärker ist, als die zuvor willkürlich beaufschlagten Störgrößen in der Modellsimulation. Dies verdeutlicht noch einmal die Relevanz einer geeigneten Signalaufbereitung für die weitere Winkeloffset-Bestimmung. Betrachtet man die Verläufe der realen Messdaten aus Abbildung 19 im Vergleich zu den simulierten Messdaten aus Abbildung 17, fällt auf, dass die realen Messdaten von ähnlichen Störeinträgen wie in der Simulation beeinflusst werden. So wirkt auf beide Messsignale jeweils ein hochfrequentes Rauschen, im Sinussignal wesentlich stärker beobachtbar als in der induzierten Strangspannung.

Zusätzlich wirkt auf die Strangspannung ein niederfrequenter Störeinfluss, welcher im Gebersignal nicht erkennbar ist.

Das Skript zur Winkeloffset-Bestimmung aus Gliederungspunkt 4.1.1 wurde anschließend für die Messreihen weiterer, zur Verfügung stehender Motoren ausgeführt. Das Ergebnis der Offset-Ermittlung zeigt Tabelle 5.

Motor-Nr.	Offset (lt. Typenschild)	Gemessener Offset	Messabweichung
M5302	256,9°	243,35°	13,55°
M7314	173,8°	166,16°	7,64°
M7316	316,2°	307,74°	8,46°

Tabelle 5: Simulationsergebnis für Winkeloffset für Verfahren der Extrempunktbestimmung, Messsignale realer Motoren, gefiltert

Zu erkennen ist, dass die bestimmten Winkelwerte nahe den auf dem Motortypenschild angegebenen Winkeloffsets liegen. Bei jedem der Prüflinge konnte jedoch eine Messabweichung von mehreren Grad festgestellt werden, deren Betrag variiert.

Zur besseren Einschätzung der Korrektheit der Ergebnisse sollen diese mit dem im nächsten Gliederungspunkt verwendeten Verfahren verifiziert werden. Werden dabei gleiche Messabweichungen erzielt, kann davon ausgegangen werden, dass die Ursache dafür nicht im Verfahren selbst liegt, sondern aufgrund äußerer Einflüsse entsteht. Hierbei wird angenommen, dass der auf dem Typenschild des Motors angegebene Winkeloffset genau bestimmt wurde und dem tatsächlichen elektrischen Winkelversatz der gemessenen Signale entspricht.

4.2 Bestimmung des Winkeloffset mittels Kreuzkorrelation

4.2.1 Algorithmusentwicklung auf Basis der Motorsimulation

In diesem Teilkapitel sollen die zuvor erzielten Messergebnisse mittels des Verfahrens der Kreuzkorrelation verifiziert werden. Diese Methode wird überwiegend für statistische Zwecke verwendet, um Beziehungen zwischen Datensätzen sichtbar zu machen. Das Verfahren selbst beruht auf der Verschiebung zweier Messsignale, wodurch der Grad der Übereinstimmung für verschiedene Zeitverschiebungen bestimmt werden kann [YANG-22]. Im Gegensatz zur Faltung zweier Signale findet hierbei keine Spiegelung eines der Signale vor der Verschiebung statt. Im Folgenden wird eine Variante der Kreuzkorrelation verwendet, welche die zeitdiskreten Abtastwerte der Messsignale verarbeitet. Auf dieser Basis kann im Anschluss die Phasenverschiebung der Messsignale bestimmt werden, welche im hier vorliegenden Fall dem zu bestimmenden Winkeloffset entspricht. Die Berechnung der Kreuzkorrelation beruht auf Gleichung 17:

$$R_{xy}(k) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) \cdot y(n + k) \quad (17)$$

Nach Gleichung 17 entspricht $x(n)$ dem Bezugssignal und $y(n + k)$ dem über $x(n)$ um k Abtastzeitpunkte verschobenen Signal. Mittels dieser Ausgangsgleichung kann algorithmisch bestimmt werden, bei welcher Verschiebung k die stärkste Korrelation $R_{xy}(k)$ herrscht. Diese Verschiebung multipliziert mit dem Abtastintervall der Messsignale ergibt die zeitliche Verschiebung der beiden Messsignale zueinander, welche in einen Phasenverschiebungswinkel umgerechnet werden kann.

Die Umsetzung des Korrelations-Algorithmus wurde wie zuvor in einem Matlab-Skript realisiert. Dabei wurde nicht die in Matlab vorhandene Funktion „xcorr“ verwendet, sondern eine schleifenbasierte Implementierung der oben genannten Gleichung bevorzugt. Somit liefert das Skript eine Vorlage für die möglicherweise nachfolgende Adaption in einer beliebigen Programmiersprache. Das entwickelte Matlab-Skript ist in Anhang 4 der Thesis einsehbar. Analog dem zuvor implementierten Algorithmus werden die Messreihen getrennt gespeichert (Anhang 4, Zeilen 8 bis 14). Danach muss die Länge des zu erwarteten Ergebnisvektors der Korrelation bestimmt werden (Zeile 17), um die darauffolgende Iterationsschleife für die Summenbildung aus Gleichung 17 ausführen zu können.

Diese entspricht aufgrund der Durchführung der symmetrischen Kreuzkorrelation der doppelten Länge der Messreihen, welche ebenfalls die gleiche Anzahl Messwerte enthalten müssen /YANG-22/. Danach folgt die schleifenbasierte Umsetzung der Kreuzkorrelation in den Zeilen 21 bis 40. Daraufgehend wird die Verschiebung an der Stelle bestimmt, an welcher die Korrelation der beiden Messreihen am stärksten ausgeprägt ist (Zeilen 43 bis 51). Diese Zeitverschiebung geht in die Berechnung des Winkeloffsets in Zeile 54 ein. Zuletzt muss das Ergebnis korrigiert werden (Zeilen 57 bis 59), wenn der Ergebniswinkel negativ ist. Die Korrektur bewirkt, dass immer der Verschiebungswinkel des Sinussignals des Gebers (entspricht hier $y(n+k)$) zum Bezugssignal der Polradspannung in Strang U (entspricht hier $x(n)$) bestimmt wird. Somit wird die Festlegung aus Gliederungspunkt 3.2 gewahrt, dass bei der Bestimmung des Winkeloffsets die Polradspannung dem Gebersignal gegenüber voreilt.

Für Tests während der Entwicklung des Skriptes wurden die simulativ generierten Motordaten verwendet. Dabei wurden die gleichen Testwinkel wie in Tabelle 2 und 4 der Thesis verwendet. Das Ergebnis der Winkelbestimmung für eine Anzahl an Messwerten von $n = 8000$ zeigt Tabelle 6. Die Anzahl der Messwerte ergibt sich infolge der Simulationsdauer von $t = 1$ s und der zuvor beschriebenen Abtastrate von $125 \mu\text{s}$.

Testoffset	Ergebnis der Simulation	Abweichung zu Testoffset
35,8°	34,20°	1,60°
147,0°	148,20°	1,20°
213,33°	214,65°	1,32°
351,97°	0°	8,03°

Tabelle 6: Simulationsergebnis für Winkeloffset, Kreuzkorrelationsmethode, Messsignale ungefiltert

Das Ergebnis zeigt, dass die Anwendung des umgesetzten Algorithmus auf ungefilterte Messreihen zu stärkeren Fehlern bei Winkeloffsets nahe 360° bzw. 0° führen kann. Der Grund dafür ist erkennbar, wenn man das Ergebnis der Korrelationsberechnung im Korrelationsdichtespektrum zum jeweiligen Berechnungszeitpunkt n der verwendeten Schleife betrachtet (Abbildung 20).

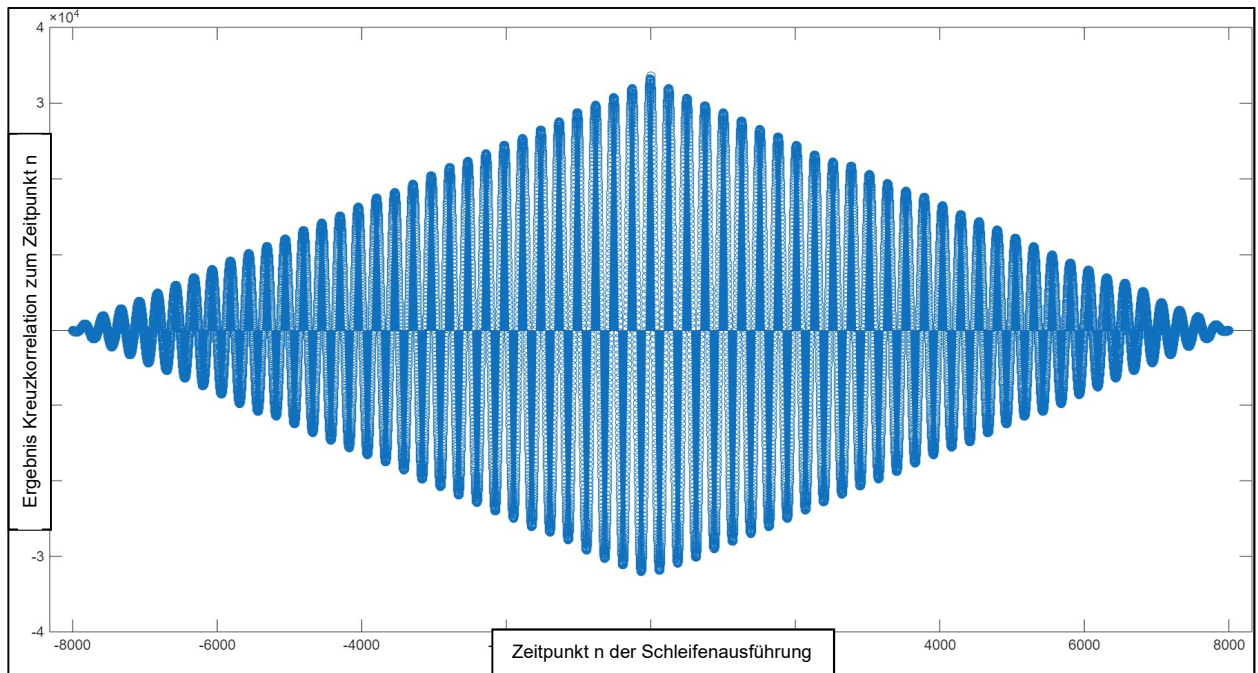


Abbildung 20: Ergebnis der Kreuzkorrelation für Testoffset = 351,97°

Betrachtet man das Ergebnis im Detail (siehe Abbildung 21), fällt ein besonders stark ausgeprägter Übereinstimmungsgrad der Messsignale am Punkt $n = 0$ auf.

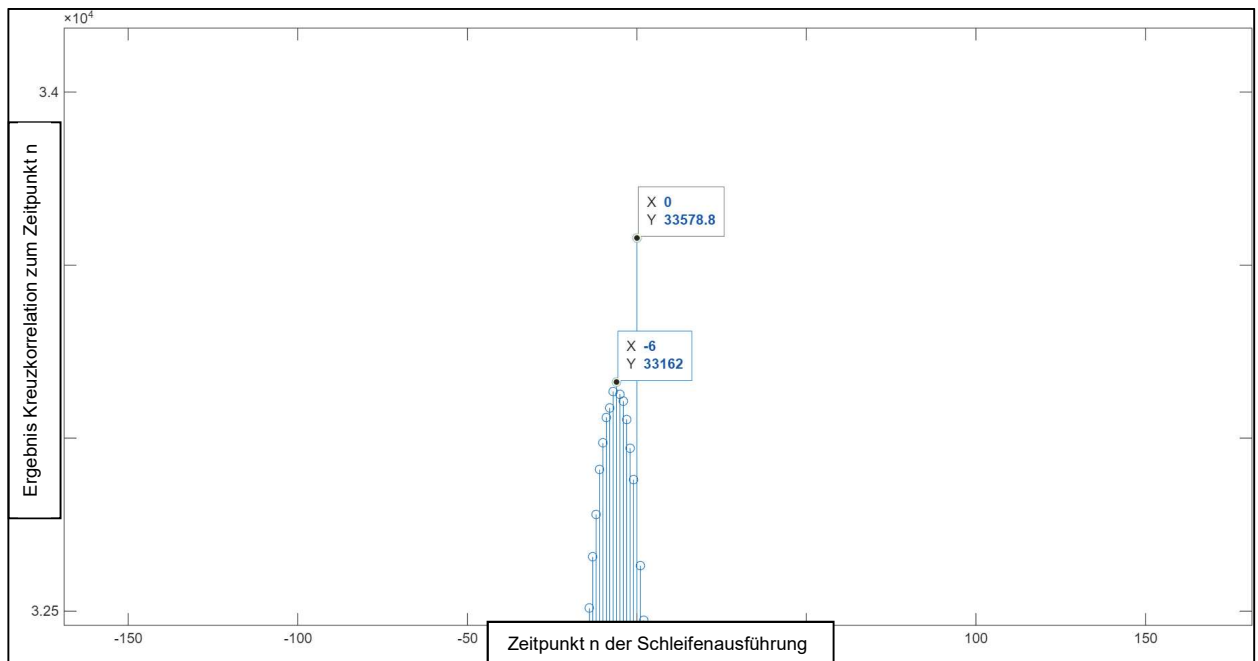


Abbildung 21: Ergebnis der Kreuzkorrelation für Testoffset = 351,97°, Fehler im Detail

Dies hat zur Folge, dass ein fehlerhafter Winkeloffset von 0° durch das Skript berechnet wird. In Abbildung 21 ist ebenfalls der korrekte Punkt des höchsten Korrelationsergebnisses markiert, welcher bei $n = -6$ liegt.

Eine Nachrechnung mit diesem Wert für n auf Grundlage der Winkelberechnung aus Zeile 54 in Anhang 4 und der anschließenden Korrektur aus Zeile 58, ergibt dann einen Winkel von ca. $351,45^\circ$. Das Ergebnis wäre somit korrigiert. Um zu überprüfen, ob dieses Verhalten zufällig auftritt, wurden mit weiteren Testwinkeln simuliert (Tabelle 7).

Testoffset	Ergebnis der Simulation	Abweichung zu Testoffset
270°	$270,23^\circ$	$0,23^\circ$
$345,82^\circ$	$344,33^\circ$	$1,49^\circ$
$350,6^\circ$	0°	$9,4^\circ$
$356,27^\circ$	0°	$3,73^\circ$
$359,0^\circ$	0°	$^\circ 1^\circ$
0°	0°	0°
$2,3^\circ$	0°	$2,3^\circ$
$5,47^\circ$	0°	$5,47^\circ$
$8,31^\circ$	0°	$8,31^\circ$
$14,75^\circ$	$12,83^\circ$	$1,92^\circ$
90°	$89,78^\circ$	$0,22^\circ$

Tabelle 7: Erweiterte Simulationsergebnisse für Winkeloffset, Kreuzkorrelationsmethode, Messsignale ungefiltert

Bei der Ausweitung der Messreihen konnte beobachtet werden, dass der Fehler ausschließlich bei Winkeln in einem Bereich von ca. 350° bis 360° bzw. von 0° bis 10° auftritt. Zudem werden Testoffsets, die nahe an diesem Bereich liegen, mit geringerer Genauigkeit bestimmt als Winkel, die weiter entfernt davon liegen. Eine anschließende, starke Verringerung der Abtastrate auf nunmehr $10\ \mu\text{s}$ wurde ebenfalls getestet, brachte aber keine Veränderung in den Ergebniswerten. Somit lässt sich schlussfolgern, dass die Genauigkeit des hier implementierten Kreuzkorrelations-Algorithmus nicht ausreicht, um den Winkeloffset zu bestimmen, wenn die ungefilterten Messsignale annähernd ohne Phasenversatz auftreten.

Darauffolgend wurde die Funktion des Skripts auf Basis gefilterter Messreihen überprüft. Dazu wurden die Ausgangsdaten der aus dem vorherigen Bestimmungsverfahren genutzten Bandpassfilter zugrunde gelegt. Dabei wurde mit den gleichen Testwinkeln wie in Tabelle 7 gearbeitet. Tabelle 8 zeigt das Ergebnis dieser Testreihen.

Testoffset	Ergebnis der Simulation	Abweichung zu Testoffset
270°	269,33°	0,67°
345,82°	345,75°	0,07°
350,6°	350,03°	0,57°
356,27°	355,73°	0,54°
359,0°	358,58°	0,42°
0°	0°	0°
2,3°	1,43°	0,87°
5,47°	4,28°	1,19°
8,31°	7,13°	1,18°
14,75°	14,25°	0,5°
90°	89,78°	0,22°

Tabelle 8: Erweiterte Simulationsergebnisse für Winkeloffset, Kreuzkorrelationsmethode, Messsignale gefiltert

Die Ergebnisse aus Tabelle 8 bestätigen, dass ungefilterte Messreihen für die Anwendung des bisher implementierten Kreuzkorrelationsalgorithmus nicht ausreichen. Der Störeinfluss verursacht Fehler bei der Bestimmung von Offsetwinkeln nahe 360° bzw. 0°, welche erst durch geeignete Filterung der Messsignale verhindert werden können. Somit kann der hier entstandene Algorithmus nur in Kombination mit einer Vorfilterung der Messsignale sinnvoll in der Praxis angewendet werden. Alternativ wäre eine Anpassung des Algorithmus denkbar, wobei der Korrelationswert bei einem Verschiebungsgrad von 0 nicht ausgewertet wird. Da der Fehler, wie Tabelle 7 bestätigt, immer an dieser Stelle auftritt (Ergebniswinkel = 0°), können derartige Fehler sicher nach diesem Prinzip vorgebeugt werden. Ein tatsächlicher Winkel von 0° würde dann durch den im Korrelationsdichtespektrum nebenliegenden Korrelationsgrad repräsentiert.

Damit würde sich nach dem Prinzip der Winkelberechnung aus Zeile 54 in Anhang 4 bei einer Abtastrate von $125\ \mu\text{s}$ eine Winkelabweichung im Betrag von $1,43^\circ$ ergeben. Diese Abweichung ist, verglichen mit den Abweichungen bei gefilterten Messreihen, welche in Tabelle 8 vorkommen, akzeptabel. Im nächsten Unterpunkt des Kapitels wird der Algorithmus, wie zuvor, auf realen Motormessdaten angewendet.

4.2.2 Verifizierung des entwickelten Algorithmus auf Basis realer Messdaten

Der implementierte Kreuzkorrelationsalgorithmus wurde, analog dem Verfahren aus Gliederungspunkt 4.1.2, auf dieselben Messreihen derselben Testmotoren angewendet. Das Ergebnis ist in Tabelle 9 dargestellt.

Motor-Nr.	Offset (lt. Typenschild)	Gemessener Offset	Messabweichung
M5302	256,9°	243,02°	13,88°
M7314	173,8°	166,45°	7,35°
M7316	316,2°	307,5°	8,7°

Tabelle 9: Simulationsergebnis für Winkeloffset, Kreuzkorrelationsmethode, Messsignale realer Motoren, gefiltert

Die Testergebnisse zeigen nahezu gleiche Ergebniswerte wie im Test aus Kapitel 4.1.2. Davon ausgehend, kann die Gültigkeit der ermittelten Winkeloffsetwerte der Testmotoren bestätigt werden. Die Abweichung muss demzufolge aufgrund von Messungenauigkeiten im Verfahrensablauf des früheren Motorprüfstands stammen, welcher den zugrundeliegenden Winkeloffset auf dem Typenschild der Testmotoren ermittelt hat.

Die Methode der Kreuzkorrelation eignet sich somit gleichermaßen zur Winkeloffsetberechnung, wie die Methode der Extrempunktbestimmung. Beide Verfahren bilden jedoch eine ausreichend genaue Methode zur Winkeloffsetbestimmung ab, welche erst nach dem Vorliegen der kompletten, gefilterten Messreihen angewendet werden können. Daraus tritt gerade bei der Aufnahme längerer Messreihen ein erhöhter Speicherbedarf auf, welcher bei dem per Anforderung definiertem SPS-System aus wirtschaftlicher Sicht nicht zu rechtfertigen ist. Daher betrachtet Kapitel 4.3 ein letztes Verfahren zur Winkeloffsetbestimmung, welches in Bezug auf Speicherkapazität deutlich effizienter ist und gleichzeitig Phasenwinkel in kürzester Dauer genau bestimmen kann.

4.3 Bestimmung des Winkeloffset mittels Phase-Locked-Loop-Algorithmus

4.3.1 Algorithmusentwicklung auf Basis der Motorsimulation

Eine letzte, im Folgenden betrachtete, Variante zur Bestimmung eines Phasenwinkels zweier sinusförmiger Wechselspannungen bildet die Methode des sogenannten „Phase-Locked-Loop“ (kurz: „PLL“). Dieser Phasenregelkreis zeichnet sich im Vergleich zu den zuvor beschriebenen Varianten durch eine bessere Performance in Bezug auf die Verarbeitungsgeschwindigkeit aus. Die Anwendung dieses Verfahrens soll den Winkeloffset ebenfalls genau bestimmen können, dabei aber eine Bestimmung des Winkels in Echtzeit gewährleisten und den Gesamtprozess der Winkelbestimmung beschleunigen. Ein bestimmender Vorteil dieser Methode besteht in der zyklisch mit der Messwerterfassung erfolgenden Winkelbestimmung, womit eine Speicherung und nachträgliche Auswertung sämtlicher Messwerte fortan nicht mehr notwendig ist. Durch diese Effizienz eignet sich das Verfahren für die Umsetzung auf Hardwarekomponenten wie Mikrocontrollern und SPS-Systemen, welche nicht zwangsläufig über hohe Speicherkapazitäten zur Messdatenspeicherung verfügen.

Hauptfunktion eines PLL ist die Synchronisierung eines am Eingang der Regelstruktur anliegenden Wechselsignals mit einem per Oszillator generiertem Referenzsignal /TUBE-25/. Die Grundstruktur dieses geschlossenen Regelkreises wird folgend dargestellt.

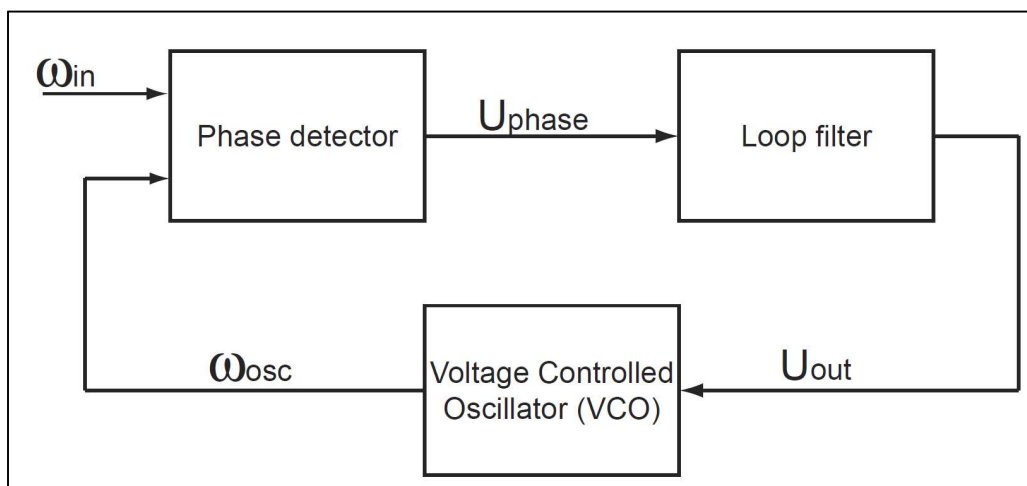


Abbildung 22: Grundstruktur PLL, /TUBE-25/

Am Anfang der Struktur steht ein Phasenkomparator, welcher die Frequenzen des Eingangssignals ω_{in} und des generierten Signals ω_{osc} vergleicht (siehe Abbildung 22).

Dieser Vergleich und die damit erfolgende Bestimmung des Phasenunterschieds beider Signale erfolgt durch die Multiplikation dieser Signale, wie in /TUBE-25/ beschrieben. Ergebnis ist die in Abbildung 22 gezeigte Spannung U_{phase} , welche linear der vorliegenden Phasendifferenz ist. Da aufgrund der genannten Multiplikation eine Verdopplung der Signalfrequenz des Eingangssignals auftritt, wird das Signal zur Entfernung dieses Frequenzanteils gefiltert. Das gefilterte Signal, hier als U_{out} bezeichnet, dient der Erzeugung der Referenzschwingung ω_{osc} . Der Zusammenhang dieser Signale ist ebenfalls linear. /TUBE-25/

Damit mittels PLL ein Phasenunterschied ermittelt werden kann, ist die Erzeugung des zum Eingangssignal um 90° phasenverschobenen Signals ω_{osc} notwendig. Hierfür stehen verschiedene Varianten zur Verfügung. Zu diesem Zweck wird in /CIOB-06/ ein neuartiges Verfahren beschrieben, welches auf einem sogenannten „Second Order Generalized Integrator“ (kurz: „SOGI“) beruht. Dieses Verfahren ist von der Frequenz des Eingangssignals unabhängig. Mit Bezug auf die Winkeloffsetbestimmung bedeutet dies, dass das Verfahren somit über den gesamten Drehzahlbereich des Prüflingsmotor anwendbar ist. Außerdem erzeugt der SOGI die Filterwirkung eines Bandpassfilters, was bedeutet, dass sämtliche Störeinflüsse, welche die Nutzsignale beeinflussen, extrahiert werden können. Zudem wird die bereits angesprochene Frequenzverdopplung durch den Phasenkomparator damit beseitigt. /CIOB-06/ Die Grundstruktur eines PLL mit SOGI für ein einphasiges Wechselspannungssystem wird in Abbildung 23 dargestellt.

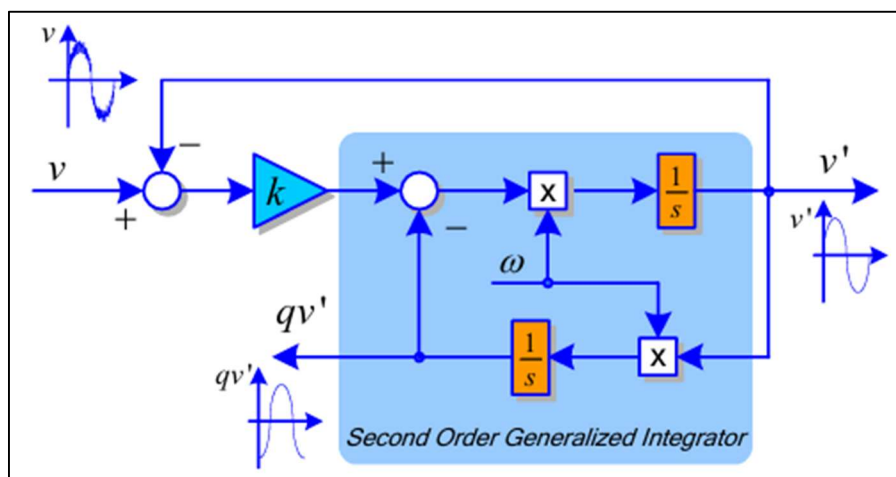


Abbildung 23: PLL mit SOGI, /CIOB-06/

In der Darstellung ist das Eingangssignal v , das gefilterte Ausgangssignal v' sowie das generierte, orthogonale Hilfssignal qv' erkennbar und deren qualitative Verläufe angedeutet.

Über einen Verstärkungsfaktor k kann die Bandbreite und somit die Filterwirkung beeinflusst werden /CIOB-06/. Um die spätere Umsetzung dieser Regelstruktur auf einem Steuerungssystem gewährleisten zu können, muss die zeitkontinuierliche Übertragungsfunktion des Systems diskretisiert werden. Dazu müssen die in Abbildung 23 vorhandenen Integratoren gegen zeitdiskrete Integratoren ersetzt werden. Das Blockschaltbild in Abbildung 24 zeigt den Aufbau dieses zeitdiskreten SOGI nach /CIOB-06/.

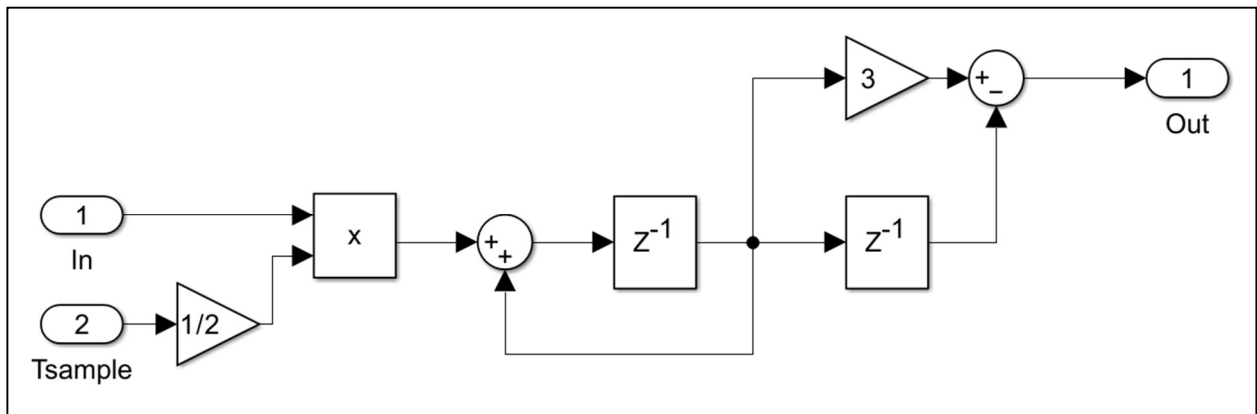


Abbildung 24: Second Order Generalized Integrator, zeitdiskret nach /CIOB-06/

Der Integrator wurde als Subsystem im vorhandenen Simulinkmodell der Motorsimulation innerhalb eines PLL-Regelkreises eingebettet (siehe Anhang 6). Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurde das Motormodell hier in ein Subsystem eingegliedert und nur die Ein- und Ausgangsdaten nach außen gebracht (Anhang 5). Es wurden zwei identische PLL-Regelkreise in die Simulation integriert. Abbildung 25 stellt eine Vereinfachung des letztendlich umgesetzten Modells aus Gründen der Übersichtlichkeit dar.

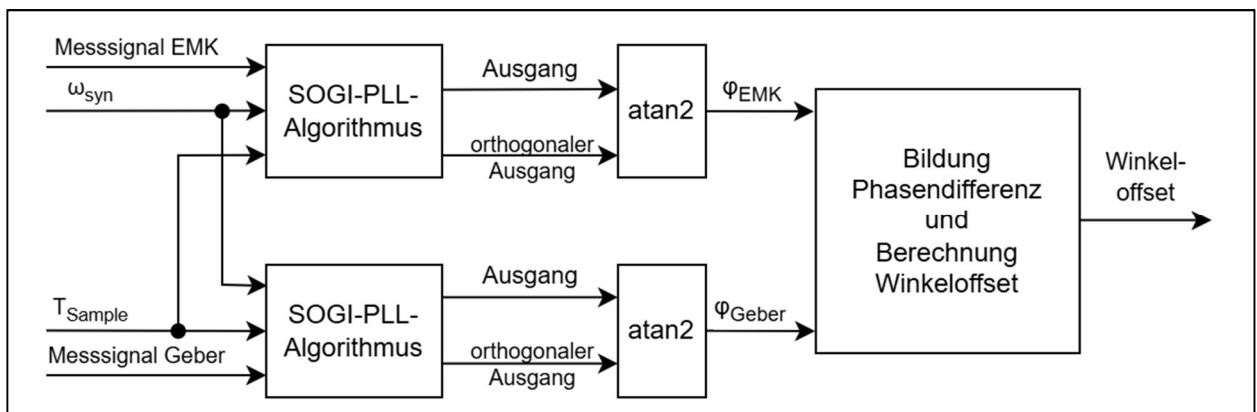


Abbildung 25: Blockschaltbild PLL-Algorithmus zur Winkeloffsetbestimmung, vereinfacht

Anschließend wurde mit einem Simulationslauf die korrekte Funktion der implementierten SOGI überprüft. Das Beispiel in Abbildung 26 zeigt die Ausgangssignale des SOGI, angewendet auf das Messsignal der Phasenspannung in Strang U.

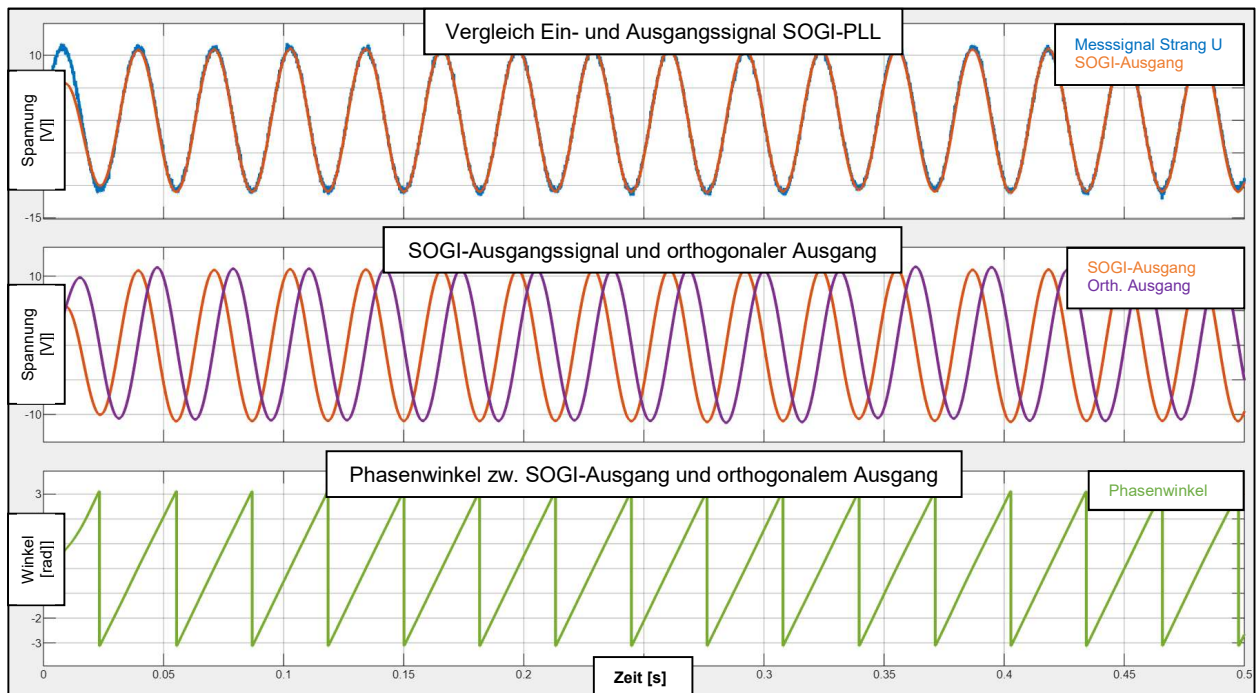


Abbildung 26: Ausgangssignale SOGI-PLL

Im oberen Diagramm ist zu erkennen, dass das mit Störungen behaftete, abgetastete Messsignal, durch den SOGI gefiltert und dessen Grundschiwingung adäquat rekonstruiert wurde. Der darunterliegende Signalverlauf zeigt das generierte Signal des SOGI, welches den Erwartungen zufolge um 90° versetzt zum gefilterten Ausgangssignal des Regelkreises liegt. Aus den beiden erhaltenen Ausgangssignalen des SOGI konnte im Anschluss der Phasenversatz zwischen diesen Signalen ermittelt werden. Dazu wurde die Funktion „atan2“ in Simulink angewendet, um mittels Arkustangens über alle vier Quadranten, in denen sich der Phasenwinkel befinden könnte, den korrekten Versatz zu ermitteln (Vgl. Abbildung 25). Das Ergebnis der Winkelermittlung zeigt der in Abbildung 26 zuletzt dargestellte Verlauf. Nach diesem Verfahren konnten zwei Phasenwinkel aus den SOGI-Ausgangssignalen bestimmt werden, jeweils einer für das Messsignal der Strangspannung U und des Gebersignals am Sinusausgang der simulierten Maschine. Anschließend wird die Differenz aus den Phasenwinkeln von Strangspannung und Gebersignal gebildet. Aufgrund dessen, dass die atan2-Funktion Ergebnisse im Intervall von $-\pi$ bis π ausgibt, befindet sich das Ergebnis der Differenzenbildung der Phasenwinkel im Intervall von -2π bis 2π .

Da der Winkeloffset lediglich als positiver Winkel im Intervall von 0 bis 2π (0° bis 360°) die Phasenverschiebung zwischen der Strangspannung als Bezugssignal und dem nachteilenden Gebersignal beschreibt, muss dieses Ergebnis anschließend angepasst werden. Dies wird erreicht indem zur berechneten Phasendifferenz 2π hinzuaddiert werden. Das damit erlangte Ergebnis liegt im Intervall zwischen 0 und 4π . Es sind folglich nur positive Ergebnisse enthalten. Um das Intervall dann wie für den Winkeloffset gefordert auf 0 bis 2π anzupassen, wird auf die vorherige Summe eine Restwertdivision mit dem Dividenten 2π ausgeführt. Der Divisionsrest entspricht dann dem zu bestimmenden Phasenwinkel im Intervall von 0 bis 2π . Zur Veranschaulichung sind die Ergebnisse in Abbildung 27 dargestellt.

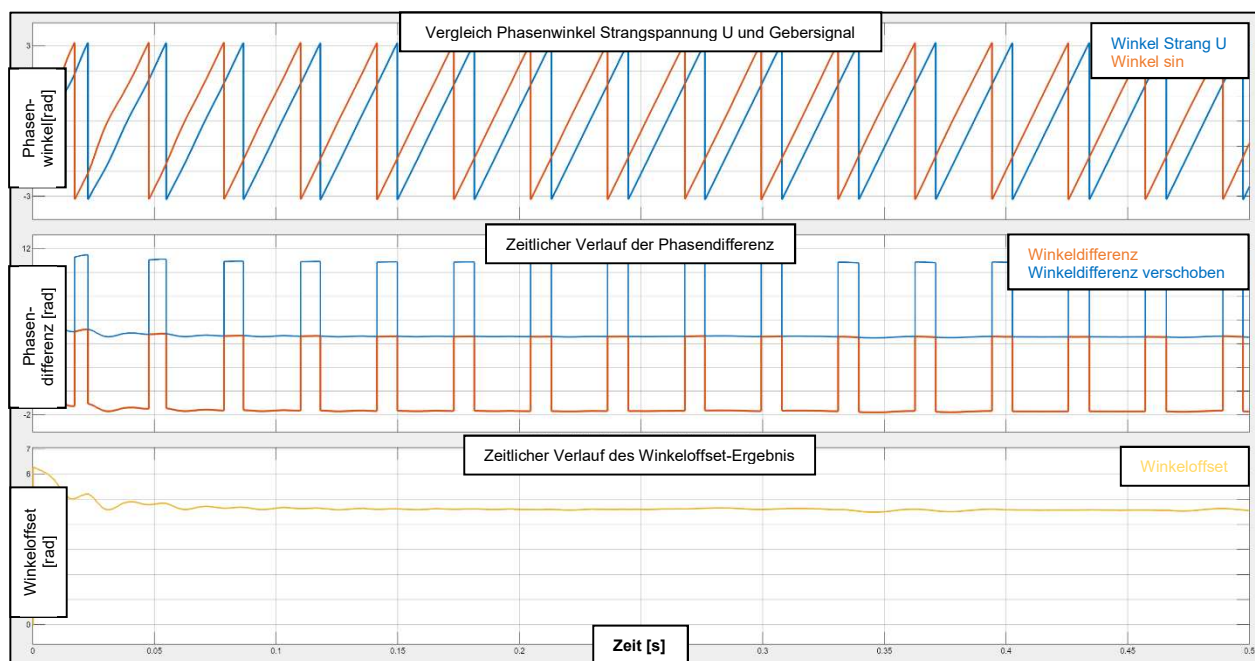


Abbildung 27: Ergebnis der Winkeloffsetbestimmung mittels SOGI-PLL

Anschließend wurde, analog den Tests zu den vorangestellten Varianten der Offsetberechnung, mit den bereits genutzten Testoffsets über eine Dauer von 3 s simuliert. Tabelle 10 zeigt die Ergebnisse dazu.

Testoffset	Ergebnis der Simulation	Abweichung zu Testoffset
35,8°	36,51°	0,71°
147,0°	148,77°	1,77°
213,33°	212,84	0,49°
351,97°	350,98°	0,99°

Tabelle 10: Simulationsergebnis für Winkeloffset für SOGI-PLL

Wie zu erkennen ist, können die Testoffsets mit geringer Abweichung durch den verwendeten Algorithmus bestimmt werden. Eine zusätzliche Verbesserung der Ergebniswerte konnte durch Anpassung des Verstärkungsfaktor k (Vgl. Abbildung 23) erreicht werden, welcher zuvor auf $k = 1$ gesetzt wurde. Die besten Ergebnisse konnten dabei mit einem Wert von $k = 0,1$ erzielt werden, da die Filterwirkung bei sinkendem k verstärkt wird und vorhandene Störeinflüsse somit besser reduziert [CIOB-06]. Darauf folgend wurde erneut mit den Testoffsets aus Tabelle 10 simuliert. Das Ergebnis ist Tabelle 11 zu entnehmen.

Testoffset	Ergebnis der Simulation	Abweichung zu Testoffset
35,8°	35,2°	0,6°
147,0°	147,18°	0,18°
213,33°	213,98°	0,65°
351,97°	351,62°	0,35°

Tabelle 11: Simulationsergebnis für Winkeloffset für SOGI-PLL, erweitert

In den Ergebnissen ist erkennbar, dass die auftretenden Abweichungen nun jeweils unterhalb von 1° liegen. Die hierbei verwendete Simulationsdauer von $t = 3$ s verdeutlicht die zu Anfang des Kapitels genannte Effizienz, weil hierbei in kurzer Zeit genaue Ergebnisse erzielt werden konnten. Um die Korrektheit der erhaltenen Ergebnisse weitergehend zu verdeutlichen wurde wie bereits in Kapitel 4.2.1 mit mehreren Testoffsets nahe 360° bzw. 0° simuliert.

Die Ergebnisse dieses Tests zeigt Tabelle 12.

Testoffset	Ergebnis der Simulation bei $t = 3 \text{ s}$	Abweichung zu Testoffset bei $t = 3 \text{ s}$	Ergebnis der Simulation bei $t = 0,5 \text{ s}$	Abweichung zu Testoffset bei $t = 0,5 \text{ s}$
270°	270,47°	0,47°	267,79°	2,21°
345,82°	345,53°	0,29°	346,53°	0,71°
350,6°	350,26°	0,34°	351,51°	0,91°
356,27°	355,88°	0,39°	357,41°	1,14°
359°	358,59°	0,41°	0,24°	1,24°
0°	359,58°	0,42°	1,28°	1,28°
2,3°	1,86°	0,44°	3,67°	1,37°
5,47°	5,01°	0,46°	6,95°	1,48°
8,31°	7,83°	0,48°	9,89°	1,58°
14,75°	14,23°	0,52°	16,53°	1,78°
90°	89,59°	0,41°	92,02°	2,02°

Tabelle 12: Erweiterte Simulationsergebnisse für Winkeloffset, SOGI-PLL

Auch diese erweiterte Messreihe bestätigt die Funktion des implementierten Algorithmus. Dabei wurde zum Vergleich mit unterschiedlichen Simulationsdauern von 0,5 s und 3 s bei gleichem Verstärkungsfaktor von $k = 0,1$ simuliert.

Beim Vergleich der Abweichungen für beide Simulationsdauern ist erkennbar, dass eine weitere Verringerung der Messdauer nicht sinnvoll ist, da die Genauigkeit der Ergebnisse dabei abnimmt. Im späteren Messverfahren sollte daher auch eine Messdauer von 3 s angestrebt werden. Somit kann auch dieses Verfahren im nächsten Unterkapitel mit echten Motormessdaten getestet werden.

4.3.2 Verifizierung des entwickelten Algorithmus auf Basis realer Messdaten

Wie auch bei den zuvor beschriebenen Verfahren zur Winkeloffsetbestimmung wurde auch das PLL-Verfahren anhand der Messdaten der zur Verfügung stehenden Testmotoren verifiziert. Dafür wurde das verwendete Simulink-Modell aus Abbildung 18 um das PLL-Subsystem erweitert (Anhang 7). Die Messdaten wurden in Tabelle 13 festgehalten.

Motor-Nr.	Offset (lt. Typenschild)	Gemessener Offset	Messabweichung
M5302	256,9°	244,32°	12,58°
M7314	173,8°	165,85°	7,95°
M7316	316,2°	307,4°	8,8°

Tabelle 13: Simulationsergebnis für Winkeloffset, SOGI-PLL, Messsignale realer Motoren

Das PLL-Verfahren konnte aus den vorliegenden Messreihen ähnliche Messwerte wie die beiden vorherigen Verfahren zur Winkelberechnung erzielen. Zudem wurden die Ergebnisse dabei in wesentlich kürzerer Dauer erzielt (Simulationsdauer von 3 s), im Vergleich zu den beiden vorherigen Verfahren, für welche jeweils 10 s Messdauer notwendig waren, um die beschriebenen Ergebnisse zu erzielen. Zur Auswahl eines Verfahrens für die spätere Umsetzung am neuen Motorprüfstand werden die drei behandelten Verfahren im folgenden Gliederungspunkt gegenübergestellt. Dabei werden Vor- und Nachteile beschrieben, um anhand dieser ein Verfahren auszuwählen.

4.4 Vergleich der Verfahren und Verfahrensauswahl

Kapitel 4 dieser Thesis behandelte drei Verfahren, mit denen es möglich ist, eine Phasenverschiebung zweier Messsignale zueinander zu bestimmen, zum Zweck der Winkeloffsetbestimmung der genannten Motoren. Folgende Auflistung schafft einen Überblick dieser Verfahren und nennt die wesentlichen Aspekte, die das Verfahren definieren.:

1. Bestimmung des Winkeloffset anhand von Extrempunkten der Messsignale
 - Vorheriges Sampling und Speicherung aller Messwerte
 - Filterung der Messreihen mittels Bandpassfilter
 - Iterative Bestimmung der Maxima beider Signalverläufe (gefiltert), Auswertung des zeitlichen Versatzes der Maxima beider Signalverläufe
2. Bestimmung des Winkeloffset mittels Kreuzkorrelations-Algorithmus
 - Vorheriges Sampling und Speicherung aller Messwerte
 - Bestimmung des Korrelationsgrades der beiden Messreihen (ungefiltert); Stelle n des höchsten Grades bestimmt Phasenversatz
3. Bestimmung des Winkeloffset mittels PLL-Algorithmen
 - Gleichzeitiges Sampling und Offsetberechnung, keine Messreihenspeicherung notwendig
 - Filterung der Messsignale durch SOGI mit Wirkung eines Bandpassfilters
 - Kurze Einschwingdauer, somit kürzere Messzeiten möglich

Den hier aufgeführten Punkten kann entnommen werden, dass sich Verfahren 1 und 2 mit Hinblick auf die Vorverarbeitung der Messreihen ähneln. Beide benötigen vollständig vorliegende Messreihen, womit ein erhöhter Speicheraufwand notwendig ist. Die Rohdaten der Messreihen mussten für Verfahren 1 mittels Bandpassfiltern verarbeitet werden, um eine korrekte Bestimmung der Maxima ermöglichen zu können. Verfahren 2 sollte den Erwartungen zu Folge ohne ein vorheriges Filtern der Messdaten anwendbar sein. Die Ergebnisse zeigten jedoch ein unerwartetes Störverhalten, dessen genaue Ursache zum Zeitpunkt der Bearbeitung des Verfahrens nicht ermittelt werden konnte.

Um aussagefähige Ergebnisse im Verfahren 2 zu erzielen, musste ebenfalls die Vorverarbeitung der Messreihen mit den in Verfahren 1 entwickelten Bandpassfiltern erfolgen.

Verfahren 3 arbeitet in Bezug auf notwendige Speicherkapazitäten effizienter als die zuvor betrachteten Verfahren, da für das PLL-Verfahren nur die Messdaten des jeweils vorherigen Bearbeitungszyklus gespeichert werden müssen. Ein weiterer bestimmender Aspekt für die Auswahl eines geeigneten Verfahrens ist die benötigte Verarbeitungszeit, welche die Verfahren zur Erreichung aussagefähiger Ergebnisse benötigen. Somit mussten für die beiden ersten Verfahren zunächst über eine Messdauer von 10 s Messwerte aufgenommen werden, um ausreichend Daten für die weitere Verarbeitung zu sammeln. Die anschließende Filterung und Winkeloffsetberechnung benötigte außerdem einen mit der Messdauer vergleichbaren Zeitaufwand. Verfahren 3 hingegen lieferte bei den durchgeführten Simulationstests innerhalb einer Simulationsdauer von 3s die zuvor beschriebenen Messergebnisse. Dies wird zum einen durch ein vergleichsweise schnelleres Einschwingen des PLL-Regelkreises erreicht, andererseits liefert die parallele Messwerterfassung und -verarbeitung einen wesentlichen Vorteil im Faktor Zeitaufwand.

Ein letzter Betrachtungspunkt ist die Genauigkeit der Winkeloffsetberechnung, welche mit den drei Verfahren zu erreichen ist. Zur einfachen Vergleichbarkeit werden die Ergebnisse der Simulationen in Tabelle 14 zusammengefasst und gegenübergestellt.

Verfahren zur Offset- bestimmung	Max. Abweichung zu Testoffset	Ergebnis Winkeloffset für Motor M5302 (Woff=256,9°)	Ergebnis Winkeloffset für Motor M7314 (Woff=173,8°)	Ergebnis Winkeloffset für Motor M7316 (Woff=316,2°)
Verfahren 1 (Extrempunkte)	0,22°	243,35°	166,16°	307,74°
Verfahren 2 (Korrelation)	9,4° (ungef.) 1,19° (gef.)	243,02°	166,45°	307,5°
Verfahren 3 (SOGI-PLL)	0,52°	244,32°	165,85°	307,4°

Tabelle 14: Vergleich der Messabweichungen der Verfahren zur Winkeloffsetbestimmung

Tabelle 14 zeigt, dass Verfahren 1, auf Basis der simulierten Messwerte, die geringste Messabweichung und somit die höchste Genauigkeit bei der Bestimmung des Winkeloffset besitzt. Das SOGI-PLL-Verfahren bietet mit $0,52^\circ$ maximaler Abweichung ein vergleichbares Messergebnis. Starke Winkelabweichungen von mehreren Grad treten nur im Verfahren der Kreuzkorrelation, aufgrund der bereits beschriebenen Störung auf. Bei den Tests auf Basis realer Motormessdaten unterscheiden sich die Ergebnisse zwischen den einzelnen Bestimmungsverfahren nur geringfügig. Eine Aussage zur Relevanz der Genauigkeit der Winkeloffsetbestimmung sollen die im weiteren Verlauf der Arbeit vorgestellten Testmessungen ermöglichen.

Die folgende Tabelle zeigt eine Bewertung der einzelnen Verfahren mit Blick auf die betrachteten Vergleichskriterien für Verarbeitungszeit, Speichereffizienz und Messgenauigkeit.

Verfahren zur Offset- bestimmung	Verarbeitungszeit	Speichereffizienz	Messgenauigkeit
Verfahren 1 (Extrempunkte)	Hoch	Gering	Hoch
Verfahren 2 (Korrelation)	Hoch	Gering	Gering
Verfahren 3 (SOGI-PLL)	Gering	Hoch	Hoch

Tabelle 15: Vergleich der Verfahren zur Winkeloffsetbestimmung auf Basis betrachteter Kriterien

Abschließend kann festgehalten werden, dass das Verfahren der Winkeloffsetbestimmung mittels der PLL-Regelstruktur im Vergleich zu den vorangestellten Verfahren wesentliche Vorteile bietet. Diese liegen zum einen in der wesentlich kürzeren Messdauer, welche durch das PLL-Verfahren realisierbar ist. Dadurch kann eine Serienprüfung mehrerer Motoren beschleunigt werden, was eine Effizienzsteigerung der Serienprüfung bedeutet und somit ökonomische Vorteile bieten kann. Zudem kann der Hardwareaufwand des entstehenden Motorprüfstands mit Hinblick auf benötigte Speicherressourcen geringgehalten werden, was die angestrebte SPS-Lösung fördert. Messreihen müssen mit dem PLL-Verfahren nicht komplett abgespeichert werden, da die Winkelbestimmung parallel zur Datenaufnahme erfolgt. Die Genauigkeit der bisher erhaltenen Messergebnisse spricht ebenfalls für das Verfahren und wird mittels weiterer Messergebnisse weitergehend untersucht. Insofern wird das PLL-Verfahren für die spätere Umsetzung im Projekt bevorzugt.

5 Aufnahme der Grenzkennlinien des Motors

5.1 Relevanz des Winkeloffset in Bezug auf die Drehmomententstehung bei PMSM

Im Anschluss an die Bestimmung des Winkeloffset wird dieser im entsprechenden Wechselrichter des Prüflingsmotor gespeichert. Der Prüfling kann somit motorisch betrieben werden, da der Wechselrichter auf Grundlage des Winkeloffsets die Kommutierung der Strangströme an geeigneter Rotorposition ausführen kann. Somit kann der Motor, abhängig von Motorgeometrie und Reglereinstellungen, mit optimalen Kennwerten betrieben werden. Dieser Zusammenhang wird bei Betrachtung des folgenden Zeigerbildes ersichtlich.

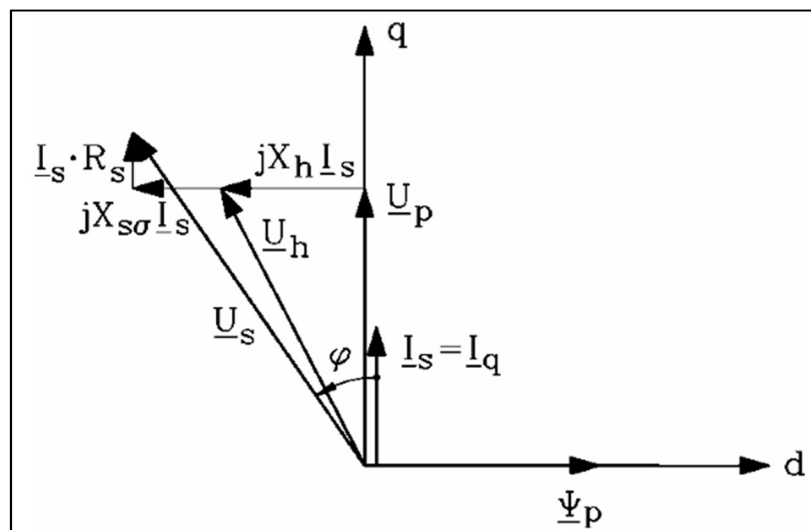


Abbildung 28: Zeigerbild eines PMSM-Strangs im q-Strom-Betrieb /BIND-20/

Das Zeigerbild ähnelt der Darstellung aus Abbildung 6 der Thesis. Der Motor befindet sich nicht mehr, wie bei der Winkeloffsetermittlung, im generatorischen Leerlauf, sondern wird von einem Wechselrichter im Motorbetrieb betrieben. Für den Statorstrom $\underline{I}_s$ gilt bei dieser Betrachtung $\underline{I}_s \neq 0$. Der Unterschied zu Abbildung 6 liegt darin, dass $\underline{I}_s$ hierbei in Richtung der q-Achse in den Wicklungsstrang eingeprägt wird und somit phasengleich zur Polradspannung $\underline{U}_p$ verläuft. Dieser Betriebsfall wird als q-Strom-Betrieb bezeichnet und ermöglicht den Betrieb des Motors mit maximalem Drehmoment /BIND-20/.

Bindet man dann die folgende Gleichung zur Berechnung des elektromagnetisch erzeugten Drehmoments M_e in die Betrachtung ein, wird bestätigt, dass das erzeugte Drehmoment maximal wird, wenn das Produkt aus $\underline{U}_p$ und $\underline{I}_s = \underline{I}_q$ maximal ist, was bei Phasengleichheit derer Spitzenwertzeiger erreicht wird.

$$M_e = \frac{\left(\frac{3}{2}\right) \cdot \hat{U}_p \cdot \hat{I}_q}{\omega_{\text{syn}}} \quad (18)$$

Damit kann im Weiteren die Relevanz des bestimmten Winkeloffset dargestellt werden. Der Winkeloffset beschreibt den Phasenversatz zwischen der induzierten Strangspannung $\underline{U}_p$, gemessen im Leerlauf bei offenen Motorklemmen und dem berechneten Mittensignal des Motorlagegebers, gemessen an dessen Sinusausgang. (Vgl. Abbildung 7). Mit Bekanntsein des korrekt ermittelten Winkeloffset, kann der Wechselrichter die Phasenlage des Zeigers $\underline{U}_p$ anhand des Gebersignals bestimmen. Aufgrund dieser Information kann dann bei geeigneter Rotorlage die Kommutierung durchgeführt werden, sodass der Strangstrom $\underline{I}_s$ immer in Phase zu $\underline{U}_p$ in die Wicklung eingeprägt werden kann. Dies hat zur Folge, dass ein ungenau oder falsch bestimmter Winkeloffset im motorischen Betrieb zu einer schlechteren Performance des Motors in Bezug auf das zu erreichende Drehmoment bedeutet. Der Motor benötigt für den Betrieb dann, im Vergleich zu einer korrekt erfolgenden Kommutierung, einen wesentlich höheren Strom. Dies kann bereits bei Versuchen beobachtet werden, bei denen der Motor ohne zusätzliches Lastmoment an einem Wechselrichter betrieben wird. Zudem sind bei zu hoher Abweichung des Winkeloffsets Probleme in der Drehzahlregelung seitens des Auftraggebers BELDRIVE bekannt. Diese bestehen in Schwankungen bzw. Unterschieden der erreichbaren Drehzahl des Motors im Rechts- sowie Linkslauf. Da die Ist-Drehzahl des Motors im Wechselrichter durch Integration des Winkellagesignals des Rotors bestimmt wird, hat ein falsch bestimmter Winkeloffset direkte Auswirkung auf die Ermittlung der Motordrehzahl /PERA-06/. Ein falscher Winkeloffset kann infolgedessen ebenso zu unkontrollierten Bewegungen des Rotors führen, was je nach Anwendungsgebiet des Motors zu Sach- und Personenschäden führen kann.

Eine korrekte Bestimmung dieses Parameters ist zwingend erforderlich. Die im Zuge der Masterthesis durchzuführende Bestimmung der Grenzkennlinien der Prüflingsmotoren soll daher den Einfluss von Messfehlern im Winkeloffset auf das Betriebsverhalten des Motors offenlegen. Dazu werden in Kapitel 7 Vergleichsmessungen folgen. Den Ablauf zur Aufnahme der Grenzkennlinien beschreibt Punkt 5.2.

5.2 Prüfablauf und Messgrößen zur Bestimmung der Grenzkennlinien

Die Bestimmung der Grenzkennlinien des Prüflingsmotors soll durch eine Erfassung der relevanten elektrischen und mechanischen Größen des Motors erfolgen. Ein zuvor korrekt ermittelter Winkeloffset bildet die Voraussetzung zur Durchführung. Eine Simulation des Betriebsverhaltens wird an dieser Stelle nicht durchgeführt. Stattdessen soll durch geeignete Umsetzung des Verfahrens an späterer Stelle der Thesis die Einhaltung der durch den Hersteller BELDRIVE geforderten Grenzwerte nachgewiesen werden. Dabei wird besonders der Einfluss des zuvor ermittelten Winkeloffset betrachtet. Ziel der Ermittlung der Grenzkennlinien selbst, ist die Überprüfung, ob der Prüfling im Betrieb mit dem ermittelten Winkeloffset den Anforderungen des Herstellers entspricht. Diese bestehen im Wesentlichen daraus, laut Herstellerangaben zu erreichende Drehmomente aufzubauen und dabei bestimmte Drehzahlen halten zu können, sowie definierte Strom- und Wicklungstemperaturgrenzwerte einzuhalten. Diese Grenzwerte werden nach Forderung des Auftraggebers vom bisherigen Prüfstand adaptiert und dienen dem Vergleich der Messwerte, welche im Zuge dieser Thesis ermittelt werden. Zur Bestimmung aller Grenzkennlinien werden drei Kennlinien des Prüflings aufgenommen. Diese bestehen aus der Kennlinie $n = f(M_{\text{mech}})$, welche den Verlauf der vom Prüfling erreichbaren Drehzahl in Abhängigkeit des auf die Motorwelle wirkenden, mechanischen Lastmoments (erzeugt durch den Lastmotor), bildet. Parallel dazu wird der vom Motor aufgenommene Strom gemessen, wodurch eine Kennlinie $I_{\text{mot}} = f(M_{\text{mech}})$ entsteht. Mit steigendem Lastmoment erhöht sich die Stromaufnahme des Motors, wobei ebenso höhere Wärmeverluste im Motorinneren entstehen. Diese müssen ebenfalls innerhalb bestimmter Grenzwerte liegen, da eine zu hohe Erwärmung der Statorwicklung zur Entmagnetisierung der Permanentmagnete des Motors führt, was den Motor aus funktioneller Sicht zerstört. Somit wird eine dritte Kennlinie $\vartheta_{\text{Wick}} = f(M_{\text{mech}})$ aufgenommen, welche die Entwicklung der Wicklungstemperatur über mehrere Lastmomentstufen hinweg aufzeichnet.

Neben den hier beschriebenen Kennlinien wird ebenso die vom Prüfling aufgenommene, elektrische Leistung erfasst. Durch den Vergleich der elektrischen Leistung und der geleisteten, mechanischen Leistung anhand $n = f(M_{\text{mech}})$, kann schließlich der Wirkungsgrad des Motors bestimmt werden.

Nach Aufnahme aller Messwerte und dem automatisierten Vergleich dieser mit den Grenzwerten des Herstellers BELDRIVE wird letztendlich entschieden, ob ein Prüfling den Prüfabauf besteht. Zum Vergleich zeigt Anhang 8 einen Ausschnitt eines Prüfprotokolls des Motors M7316, ermittelt am bisherigen Motorprüfstand. Bei Betrachtung des Protokolls fällt auf, dass die Kennlinie $n = f(M_{\text{mech}})$ stark an der unteren Toleranzkennlinie verläuft und diese in den höheren Drehmomentbereichen unterschreitet. Dies deutet auf Fehler im Motor hin, welche die Performance im Betrieb negativ beeinflussen. Nach Aussagen des Herstellers BELDRIVE ist dieses Verhalten jedoch bekannt und wird nicht durch den Motor selbst verursacht. Hierbei verweist BELDRIVE auf Alterungseffekte in der bisher verwendeten Magnetpulverbremse, durch welche das letztlich dargestellte Drehmoment vom tatsächlich durch den Motor geleisteten Drehmoment abweicht. Weil eine Kalibrierung der Bremse durch zuletzt aufgetretene Teilausfälle in der bisherigen Prüfstandstechnik nicht mehr möglich ist, kann keine Korrektur dieser Abweichungen erfolgen. Insofern ist die Dringlichkeit einer alternativen Prüfstandslösung offensichtlich.

Auf Basis der innerhalb dieses Gliederungspunktes geschaffenen Grundlage kann somit ein Ablauf zur Ermittlung der Grenzkennlinien umgesetzt werden, welcher folgende Punkte berücksichtigt:

1. Prüfling beschleunigt auf Nenndrehzahl. Der Motor versucht diese während der Prüfung zu halten. Der Lastmotor ist mechanisch mit dem Prüfling verbunden.
2. Schrittweise wird das auf den Prüfling wirkende, durch den Lastmotor definierte, Lastmoment erhöht.
3. Zu jeder Laststufe erfolgt die Messung der oben genannten Messgrößen. Diese werden zur Protokollerzeugung gespeichert.
4. Wurden die Messwerte aller Laststufen ermittelt, werden die Motoren zum Stillstand gebracht. Es folgt eine automatisierte Überprüfung der Messwerte. Anschließend wird ein Messprotokoll generiert.

Basierend auf dem Ergebnis der automatisierten Erfassung der Grenzkennlinien wird festgelegt, ob ein Motor auslieferungsfähig ist oder Nacharbeit notwendig ist, um die geforderten Eigenschaften im Betrieb erfüllen zu können. Um jedoch eine Messung mit den angestrebten Motortypen realisieren zu können, ist die Eignung des Lastmotors im Vergleich zu den Prüflingsmotoren anhand gegebener Kennwerte zu prüfen. Für den Vergleich der Motoren stehen die in Tabelle 16 aufgeführten Kennwerte des Herstellers BELDRIVE zur Verfügung /BELD-16/.

Motortyp	Zweck	Max. Drehmoment $M_{\max}$ [Nm]	Drehmoment für Dauerbetrieb M_{S1} [Nm]	Max. Drehzahl $n_{\max}$ [min^{-1}]
AEC140/36	Prüfling	36	10	315
AEC140/54	Prüfling	54	16	220
AEC150/54	Lastmaschine	100	25	225

Tabelle 16: Kennwerte der Prüfstandsmotoren

Die Kennwerte belegen, dass der angestrebte Lastmotor AEC150/54 sowohl im Dauerbetrieb, als auch kurzzeitig mit dessen maximalem Drehmoment, ein jeweils höheres Drehmoment aufbauen kann, als die Prüflinge. Somit ist es möglich, die Prüflingsmotoren mit der angegebenen Lastmaschine über deren gesamten Drehmomentbereich zu prüfen. Auffallend ist, dass der Motor AEC140/36 eine höhere maximale Drehzahl erreichen kann, als der Lastmotor. Dies stellt in erster Linie kein Problem zur Aufnahme der geforderten Kennlinien dar. Der Lastmotor muss diese Drehzahl nicht selbst motorisch erreichen, er wird lediglich mit dieser Drehzahl vom Prüfling geschleppt, bis der Lastmotor mit der Belastung des Prüflings beginnt und die Ist-Drehzahl im Verfahren sinkt. Ferner ist allerdings eine Überprüfung der dabei durch den Lastmotor induzierten Spannung sinnvoll, um möglicherweise gefährdende Überspannungen infolge einer Spannungsrückspeisung über den gekoppelten Wechselrichter in das System zu vermeiden.

Unter den hier beschriebenen Aspekten kann im folgenden Kapitel neben der Winkeloffsetbestimmung eine Bestimmung der genannten Kennlinien mittels des neu entstehenden Prüfstandes erfolgen. Kapitel 6 beschreibt zu diesem Zweck den realisierten Aufbau des neuen Motorprüfstands.

6 Realisierung des Prüfablaufs

6.1 Aufbau der Prüfvorrichtung

Im Zuge des Projektes entstand folgend dargestellte Prüfvorrichtung, orientiert am Prinzip nach Abbildung 2.

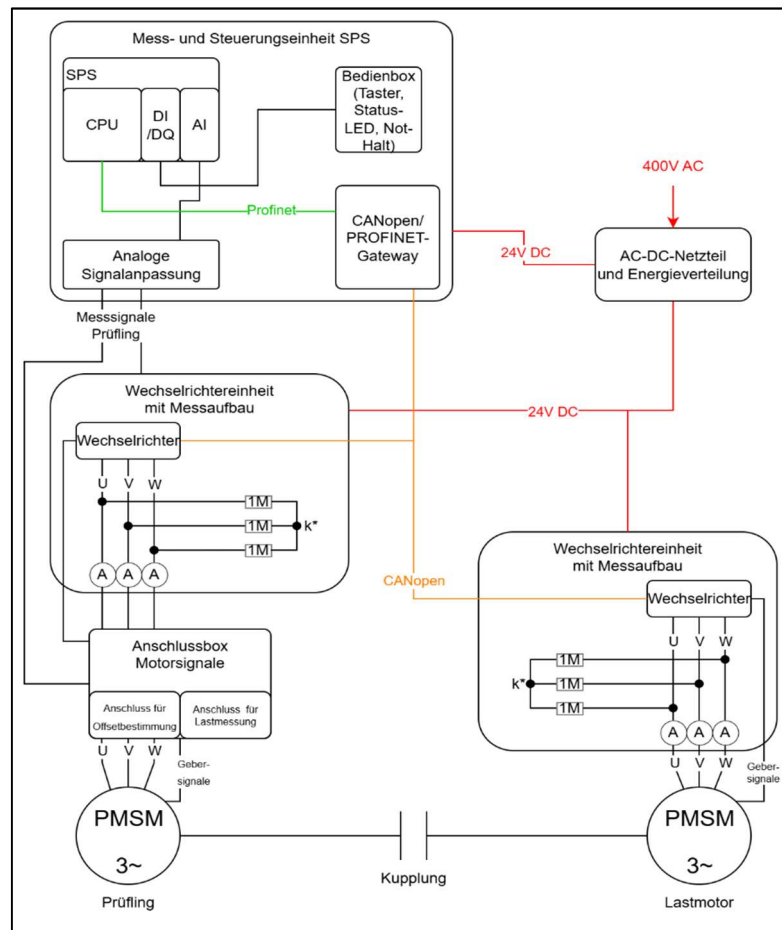


Abbildung 29: Prinzipskizze neuer Motorprüfstand, Detail

Wie in Abbildung 29 zu erkennen ist, können die Motoren, wie bereits beschrieben, über eine vorhandene Kupplung miteinander verbunden werden. Die Motoren konnten mittels ebenfalls vorhandener Halterungen am Maschinenbett der Drehmaschine, welche bereits für die bisherige Prüfvorrichtung verwendet wurde, angebracht werden. Dabei wurde der Lastmotor fest über dessen Motorhalterung auf das Maschinenbett gespannt. Die Halterung des Prüflingsmotors befindet sich stattdessen auf dem beweglichen Werkzeugschlitten. Dieser kann vom Bediener über ein Handrad in Achsrichtung verfahren werden, um letztendlich die Motoren über die Kupplung miteinander zu verbinden bzw. zu trennen.

Abbildung 30 zeigt den realen Aufbau dieses Antriebsstrangs.



Abbildung 30: Aufbau Motorstrang des neuen Prüfstands

Die Motoren sind beide an die, laut Anforderung des Auftraggebers der Arbeit, wiederzuverwendenden Wechselrichtereinheiten angeschlossen. Der Anschluss der Motorleitungen wird für Prüfling und Motor unterschiedlich umgesetzt. Der Lastmotor wird direkt an den für ihn vorgesehenen Wechselrichter angeschlossen. Die vorhandenen Messpunkte in der Wechselrichtereinheit der Lastmaschine werden für den Zweck der hier erfolgenden Prüfung nicht verwendet. Der Prüfling hingegen wird zunächst an einem zusätzlich errichteten Verteilerkasten angeschlossen. Dabei stehen getrennte Stecker zum Anschluss des Motors zur Verfügung. Einer dient zum Anschluss des Motors für das Messverfahren der Winkeloffsetbestimmung, der andere wird für die Aufnahme der Grenzkennlinien verwendet. Die Anschlüsse des Verteilerkastens sind in Abbildung 31 dargestellt.



Abbildung 31: Verteilerbox für Motoranschluss Prüfling

Die Trennung des Motoranschlusses liegt darin begründet, dass die Messung des Winkeloffsets im Leerlauf, bei offenen Strangenden des Prüflings, durchgeführt wird. Somit entstand ein erster Motoranschluss, über welchen die Motorphasen U, V und W, sowie die Gebersignale vom Motor, direkt an die Mess- und Steuereinheit angebunden werden können. Ein zweiter Motorstecker verbindet den Prüflingsmotor mit dem vorgesehenen Wechselrichter. Über letzteren Anschluss wird der Motor zur Aufnahme der Grenzkennlinien betrieben. Die Trennung der Motoranschlüsse sollte zunächst über geeignete Schütze erfolgen, welche im Sinne der Entwicklung eines automatisierten Prüfstandes stehen. Somit hätte das für die Messverfahren notwendige Umschalten der Motorleitungen automatisiert von der Prüfstandssteuerung erfolgen können. Diese Lösung wurde vom Auftraggeber BELDRIVE abgelehnt, da die dazu notwendige Hardware einen wesentlich höheren Kostenfaktor abbildet und nicht primär zur Zielerfüllung, im Sinne der reinen Messwerterfassung und Prüfung, beiträgt. Infolgedessen ist ein manuelles Umstecken der Motorstecker durch den Prüfstandsbediener vorzunehmen.

Abbildung 29 stellt ebenfalls den in der Wechselrichtereinheit vorgesehenen Aufbau zur Messung der Leiterspannungen und -ströme des jeweiligen Motors dar. Mit Hilfe dieses Messaufbaus erfolgt während der Grenzkennlinienerfassung eine Bestimmung der vom Prüfling aufgenommenen Wirkleistung. Danach wurden zur Messung der Leiterspannungen alle Motorstränge über 1 M Ω -Widerstände verbunden, um einen künstlichen Sternpunkt als Bezugspunkt zur Messung herzustellen. Mit dem somit geschaffenen Bezugspotential kann jede Leiterspannung einzeln gemessen und ausgewertet werden. Durch hochohmig gewählte Widerstände wird der Motor dabei nicht zusätzlich belastet. Zu beachten ist jedoch, dass mit diesem Messaufbau jeweils nur die Spannung der einzelnen Motorleitung zum künstlichen Sternpunkt gemessen werden kann. Zur Leistungsbestimmung werden jedoch die Messwerte der Außenleiterspannungen zwischen den Motorleitungen benötigt. Diese können mittels Subtraktion aus den gemessenen Bezugsspannungen rekonstruiert werden:

$$\mathbf{u}_{UV}(t) = \mathbf{u}_{U*}(t) - \mathbf{u}_{V*}(t) ; \mathbf{u}_{VW}(t) = \mathbf{u}_{V*}(t) - \mathbf{u}_{W*}(t) ; \mathbf{u}_{WU}(t) = \mathbf{u}_{W*}(t) - \mathbf{u}_{U*}(t) \quad (19)$$

Darauf basierend kann die Ermittlung der vom Motor aufgenommenen, elektrischen Wirkleistung nach folgender Gleichung realisiert werden.:

$$\mathbf{p}_{el}(t) = \mathbf{u}_{uv}(t) \cdot \mathbf{i}_u(t) + \mathbf{u}_{vw}(t) \cdot \mathbf{i}_v(t) + \mathbf{u}_{wu}(t) \cdot \mathbf{i}_w(t) \quad (20)$$

Die zur Leistungsbestimmung benötigten Messwerte der Leiterströme werden mittels drei separater Strom-Messwandler vom Typ „HY25-P“ des Herstellers LEM gemessen. Die Messwandler basieren auf dem Prinzip des Hall-Effektes und besitzen einen erweiterten Messbereich von ± 75 A, geeignet zur Messung von Wechselströmen /LEMI-26/. Dieser Messbereich ist ausreichend, da die Prüflingsmotoren im Kennlinienbereich einen Strom von maximal 50 A Effektivwert aufnehmen, welcher innerhalb des Messbereiches der Strommesswandler liegt (Vgl. Anhang 8).

Die erforderlichen Messsignale des Prüflings für die beiden umzusetzenden Messverfahren werden schließlich zur SPS-basierten Mess- und Steuerungseinheit weitergeleitet. Dort werden die Signale bedarfsgerecht mit Hilfe einer Platine mit einfachen Filterschaltungen zur Signalanpassung vorverarbeitet. Die vorverarbeiteten Signale werden dann an die Analogeingangsmodule der SPS angebunden, um letztendlich eine Messung bzw. Interpretation der aufgenommenen Messsignale umzusetzen. Die integrierte SPS steuert den gesamten Prüfablauf. Neben der Verarbeitung der Messsignale steuert diese den Lastmotor und den Prüfling über die verbauten Wechselrichter an. Dabei musste zur Kommunikation der Wechselrichter mit der SPS ein Profinet/CANopen-Gateway integriert werden, da die Teilnehmer unterschiedliche Kommunikationsprotokolle unterstützen. Der umgesetzte Prüfstandsaufbau verfügt außerdem über eine separate Bedieneinheit mit Statusleuchten zur Zustandsüberwachung des Prüfstandes, Bedientastern sowie einem Not-Halt-Taster. Über letzteren werden die Endstufen der Wechselrichter im Gefahrenfall abgeschaltet, um die Motoren in einen drehmomentfreien Zustand versetzen zu können. Die Energieversorgung des gesamten Prüfstandes erfolgt über ein ebenfalls zur Verfügung gestelltes Gleichspannungsnetzteil, welches die notwendige Betriebsspannung der elektronischen Komponenten von 24 V erzeugt.

Abbildung 32 zeigt den aktuellen Aufbau des neuen Motorprüfstands zum Zeitpunkt der Aufnahme der Messreihen dieser Thesis.

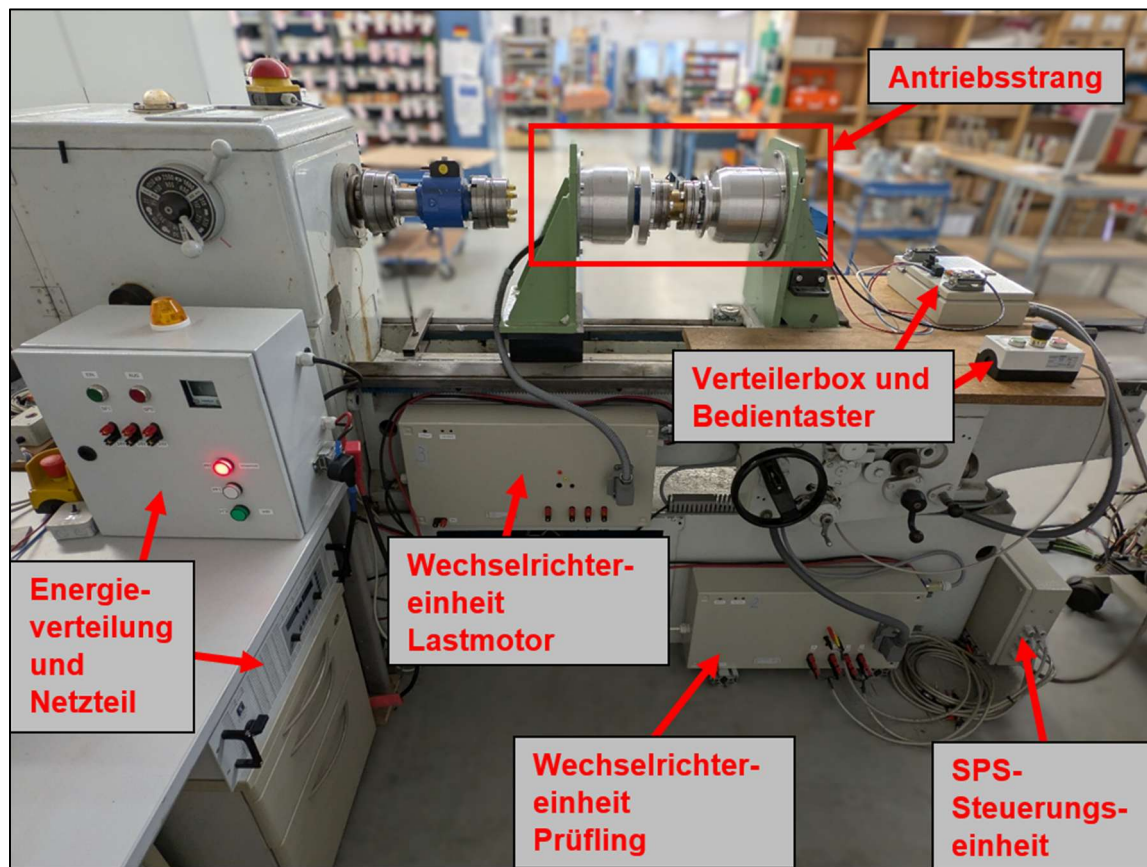


Abbildung 32: Gesamtaufbau neuer Motorprüfstand

Damit eine zweckmäßige Durchführung der angestrebten Prüfverfahren zur Winkeloffsetbestimmung und der Kennlinien-Aufnahme stattfinden kann, müssen zunächst alle Messsignale bekannt sein und deren mögliche Wertebereiche bestimmt werden. Basierend darauf werden die passenden Eingangsmodule zur Messung der Signale ausgewählt. Zusätzlich musste eine Platine zur Signalanpassung entstehen, um die Messsignale an die Messbereiche der SPS-Module anzupassen. Dies wird im folgenden Gliederungspunkt näher betrachtet.

6.2 Signalvorverarbeitung und Hardwareauswahl SPS

Zur Gewährleistung der Aufnahme aussagefähiger Messwerte, müssen zunächst bestimmte Signaleigenschaften dieser Werte bekannt sein. Diese Eigenschaften bestimmen im Weiteren, inwiefern die Messwernerfassung und deren Auswertung über die gewählte SPS möglich ist und welche Maßnahmen zur Vorverarbeitung der Signale notwendig sind. Hierbei ist zu beachten, dass alle verfügbaren Analogeingangsmodule, welche für die verfügbare ET200-SPS verfügbar sind, über wählbare Messbereiche von 0 – 5 V, 0 – 10 V, ± 5 V oder ± 10 V verfügen /SIEM-26/, /SIEM2-26/. Zu diesem Zweck werden in Tabelle 17 alle wichtigen Signalparameter der benötigten Messsignale festgehalten. Die Werte entstammen Berechnungen und Messungen, auf die im Weiteren genauer eingegangen wird.

Messsignal	Prüfverfahren	Messmittel	Art des Messsignals	Wertebereich	Frequenz (-bereich)
Polradspannung Phase U nach V	Offsetbestimmung	direkt über SPS-Analogeingang	Spannung (AC)	$\pm 24,1$ V	31,67 Hz
Gebersignal am Sinusausgang des Lagegebers	Offsetbestimmung	direkt über SPS-Analogeingang	Spannung (AC)	$\pm 0,75$ V	31,67 Hz
3x Leiterspannungen Phase U, V, W zu künstl. Sternpunkt	Bestimmung Grenzkennlinien	direkt über SPS-Analogeingang	Spannung (AC)	$\pm 12,4$ V	0 – 69,67 Hz (AEC140/54) und 0 – 99,75 Hz (AEC140/36)
3x Leiterströme Phase U, V, W	Bestimmung Grenzkennlinien	LEM HY25-P	Spannung (AC)	± 12 V	0 – 69,67 Hz (AEC140/54) und 0 – 99,75 Hz (AEC140/36)
Wicklungs- temperatur	Bestimmung Grenzkennlinien	Analogeingang am Wechselrichter	Spannung (DC)	-----	0 Hz

Tabelle 17: Messsignale für Motorprüfung

Die in Tabelle 17 aufgeführten Messbereiche belegen, dass außer das Messsignal des Motorlagegebers, alle weiteren Signale vorverarbeitet werden müssen, um deren Wertebereiche an die SPS-Messbereiche anzupassen. Andernfalls können die Analogeingangsmodule der SPS zerstört werden, sollten die angelegten Messsignale die Eingangsspannungsbereiche überschreiten. Der Messwert der Wicklungstemperatur wird im Weiteren nicht näher betrachtet, da dieser bereits vom Wechselrichter gemessen und verarbeitet wird und per Kommunikationsprotokoll an die SPS übertragen wird.

Um zunächst die Messung der erforderlichen Signale zur Winkeloffsetbestimmung umzusetzen, wurde das Analogeingangsmodule „6ES7134-6HB00-0DA1“ des Herstellers SIEMENS ausgewählt, da es die in 4.1.1 zur Simulation zu Grunde gelegte Abtastrate von $125\text{ }\mu\text{s}$ erreicht. Eine schnellere Abtastung ist mit den vom Hersteller verfügbaren Analogeingangsmodule für die gewählte SPS nicht realisierbar. Das Gebersignal kann nach Tabelle 17 direkt an einen SPS-Analogeingang angeschlossen werden. Hierzu wird der Messbereich von $\pm 5\text{ V}$ des o.g. SPS-Moduls verwendet. Die im Verfahren generierte Polradspannung übersteigt den maximal zulässigen Eingangsspannungsbereich von $\pm 10\text{ V}$ und wird aufgrund dessen über folgend dargestellten Spannungsteiler an den Eingangsspannungsbereich des Eingangsmoduls angepasst.

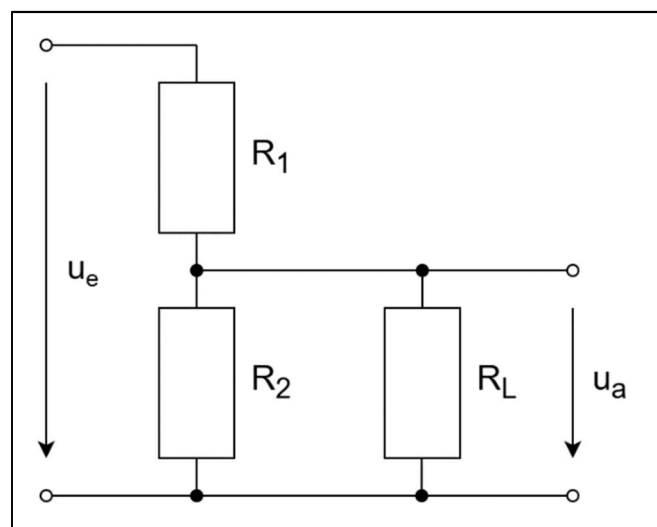


Abbildung 33: Spannungsteiler für Polradspannung

Die Werte der Widerstände wurden iterativ ermittelt und auf $R_1 = 82\text{ k}\Omega$ und $R_2 = 100\text{ k}\Omega$ festgelegt. Der Widerstand R_L entspricht dem Eingangswiderstand eines Analogeingangsmoduls und beträgt $R_L = 75\text{ k}\Omega$ /SIEM-26/.

Anhand der Spannungsteilerregel gilt für den hier umgesetzten, belasteten Spannungsteiler:

$$\frac{u_a}{u_e} = \frac{R_2 || R_L}{R_1 + R_2 || R_L} \quad (21)$$

Die Polradspannung im Leerlauf konnte anhand der Berechnungen aus Anhang 9 für die AEC140/54- und AEC140/36-Motoren bestimmt werden. Die maximal erreichbare Spitzenspannung konnte dabei mit dem Motor AEC140/54 errechnet werden und beträgt 24,1 V (siehe Tabelle 17). Diese wurde für die Berechnung der Ausgangsspannung des eingesetzten Spannungsteilers zu Grunde gelegt, woraus sich folgende Ausgangsspannung ergibt.:

$$u_a = \frac{u_e \cdot R_2 || R_L}{R_1 + R_2 || R_L} = \frac{u_e \cdot \left(\frac{R_2 \cdot R_L}{R_2 + R_L} \right)}{R_1 + \frac{R_2 \cdot R_L}{R_2 + R_L}} = \frac{\pm 24,1 \text{ V} \cdot \left(\frac{100 \text{ k}\Omega \cdot 75 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega + 75 \text{ k}\Omega} \right)}{82 \text{ k}\Omega + \frac{100 \text{ k}\Omega \cdot 75 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega + 75 \text{ k}\Omega}} = \pm 8,27 \text{ V}$$

Die Polradspannung konnte mittels Spannungsteiler auf einen Wert von maximal $\pm 8,27 \text{ V}$ reduziert werden, womit der angepasste Messwert im Messbereich von $\pm 10 \text{ V}$ vom Analogeingangsmodule erfasst werden kann. Somit sind die Messsignale zur Winkeloffsetbestimmung ausreichend vorverarbeitet und können von der SPS erfasst werden. Eine zusätzliche Filterung dieser beiden Signale findet auf der Signalanpassplatine nicht statt, da die Signale bereits durch die folgende Anwendung des SOGI-PLL-Algorithmus digital gefiltert werden.

Die zu erwartenden Messsignale für die Leiterspannungen und -ströme im Betrieb am Wechselrichter konnten nicht nach den Berechnungen in Anhang 9 ermittelt werden, da die Beziehungen für den Leerlauf der Maschinen hier nicht mehr gelten. Deshalb wurde ein AEC140/54 am neuen Motorprüfstand auf Maximaldrehzahl beschleunigt, um einen Referenzwert für den Wertebereich der Leiterspannung zu erhalten. Die Messung erfolgte mit einem Digitalspeicheroszilloskop zwischen Strang U des Motors und dem gebildeten, künstlichen Sternpunkt der Messvorrichtung (Vgl. Abb. 29). Abbildung 34 zeigt eine Aufnahme des Oszilloskops als Ergebnis dieser Messprobe.

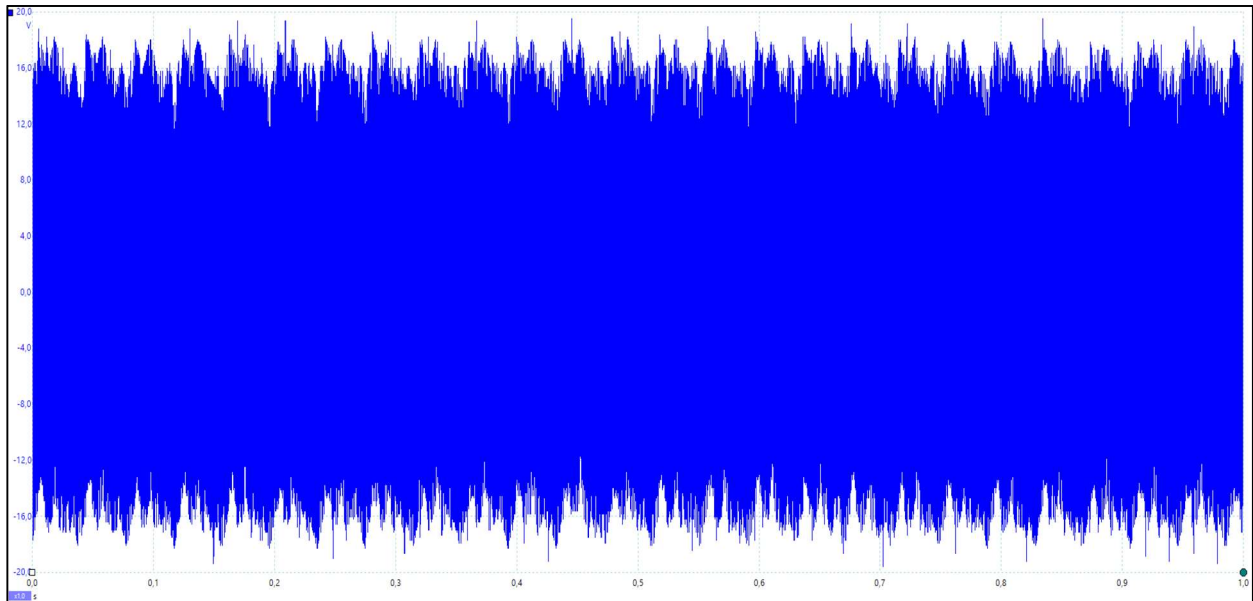


Abbildung 34: Messprobe Leiterspannung Phase U zum Sternpunkt

Die Messung aus Abbildung 34 zeigt ein sehr stark verrauschtes Messsignal, aus dem das erwartete, sinusförmige Nutzsignal der Leiterspannung nicht erkennbar ist. Das hier als Rauschen erkennbare Signal enthält hauptsächlich das PWM-Signal der Wechselrichter-Endstufe des verwendeten Wechselrichters „mcDSA-F17“ des Herstellers MICONTRON. Bei Veränderung der Zeitbasis-Einstellung am Oszilloskop kann dieses PWM-Signal sichtbar gemacht werden, wie die folgende Abbildung zeigt.

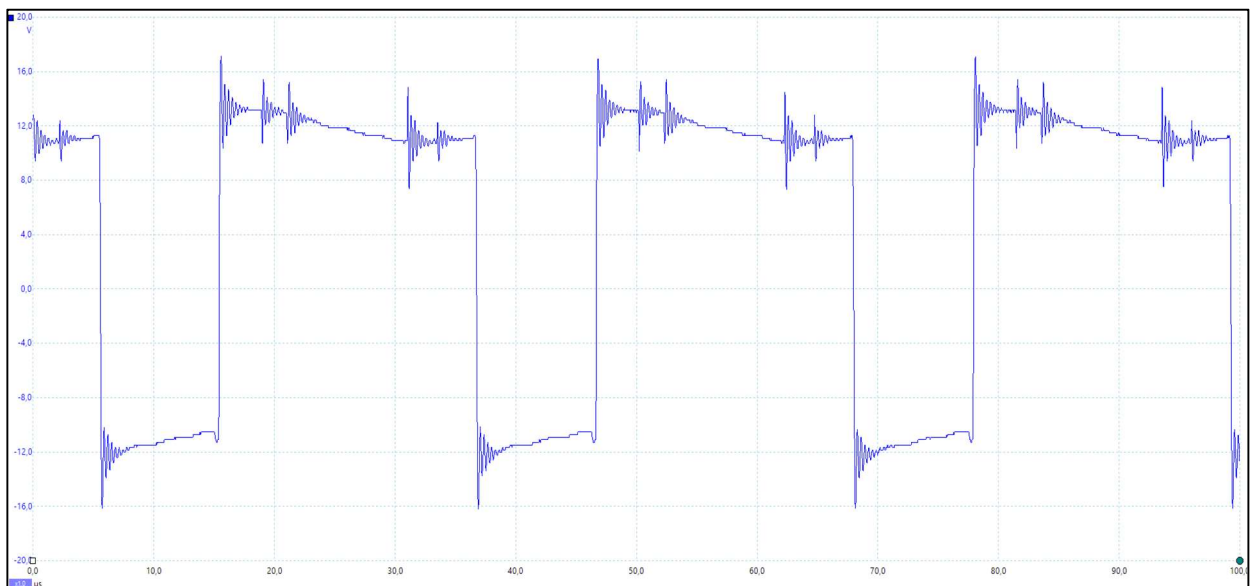


Abbildung 35: Schaltsignal Wechselrichter-Endstufe

Entsprechend den Angaben des Herstellers MICONROL konnte eine PWM-Frequenz von 32 kHz gemessen werden /MICO-26/. Da allerdings die hauptsächlich zur Drehmomenterzeugung beitragende Grundwelle der Spannungen gemessen werden soll, müssen diese Störanteile aus dem Signalgemisch entfernt werden. Dies wird in analoger Form auf der Signalanpassplatine umgesetzt, um die SPS-Eingänge vor möglicherweise hohen Spannungsspitzen (Vgl. Abbildung 34) zu schützen. Demzufolge wurde zur Filterung der Sternpunktspannungen für die Kennlinienaufnahme ein analoges Tiefpassfilter erster Ordnung entwickelt, da dieses zum Zeitpunkt der Umsetzung kurzfristig, mit vorhandenen Bauelementen, realisierbar war. Das Schaltbild des Filters zeigt Abbildung 36.

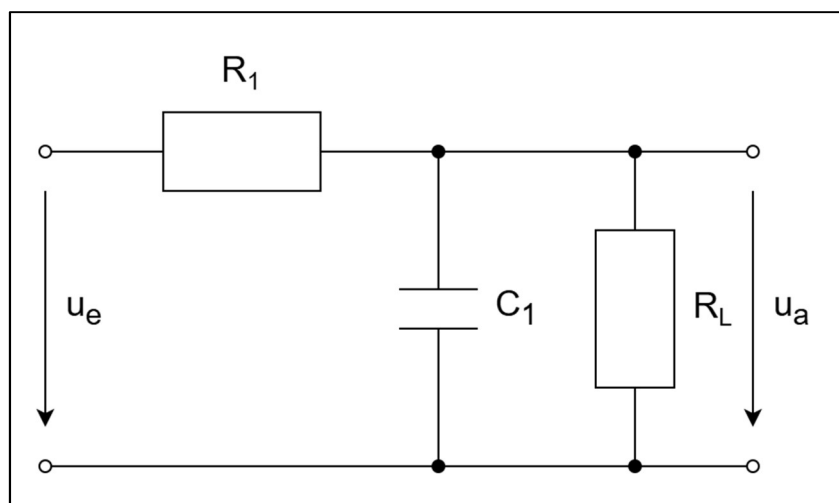


Abbildung 36: Tiefpassfilter für Strangspannungen

Für die Realisierung des Filters wurden Kondensatoren mit einer Kapazität von 1 nF sowie Widerstände der Größe 270 kΩ entsprechend der unten erfolgenden Berechnung gewählt. Der Lastwiderstand wird wie zuvor vom gewählten SPS-Analogeingangsmodule bestimmt. Für die Messung der Leiterspannungen wurde das Modul „6ES7134-6FB00-0BA1“ gewählt, welches laut Herstellerangaben einen Eingangswiderstand von 180 kΩ besitzt /SIEM2-26/. Eine Berechnung der Grenzfrequenz des belasteten Tiefpassfilter 1. Ordnung erfolgt nach:

$$f_G = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_1 || R_L) \cdot C_1} \quad (22)$$

Somit konnte die Grenzfrequenz mit $f_G = 1,47$ kHz ermittelt werden. Da die Signalfrequenz der Grundwelle der Leiterspannung immer unterhalb 100 Hz liegt (Vgl. Tabelle 17), wird diese das Filter passieren können.

Die 32 kHz-Schaltfrequenz des Wechselrichters liegt weit über der errechneten Grenzfrequenz und wird somit stark gedämpft. Da es sich bei dem hier realisierten Tiefpass um einen durch den Lastwiderstand R_L belasteten Tiefpass handelt, wird aufgrund des enthaltenen Spannungsteilers aus R_1 und R_L die Amplitude der Leiterspannung am Eingang des Filters deutlich verringert. Der Zusammenhang zwischen Ausgangs- und Eingangssignal wird durch die Übertragungsfunktion dieses Tiefpassfilters wie in /MIET-26/ beschrieben:

$$H(j\omega) = \frac{u_a}{u_e} = \frac{1}{1 + \frac{R_1 \cdot (1 + j\omega \cdot C_1 \cdot R_L)}{R_L}} \quad (23)$$

Durch weiteres Umformen dieser Übertragungsfunktion, wie /MIET-26/ beschreibt, kann aus Real- und Imaginärteil der Gleichung der Amplitudenfrequenzgang mit

$$|H(j\omega)| = \sqrt{Re^2 + Im^2} \quad (24)$$

bestimmt werden. Dieser lautet:

$$|H(j\omega)| = \left| \frac{u_a}{u_e} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{R_1 + R_L}{R_L} \right)^2 + (\omega \cdot R_1 \cdot C_1)^2}} \quad (25)$$

Unter Verwendung der zuvor benannten Bauteilgrößen und der maximal möglichen Signalfrequenz von 100 Hz kann somit ein Ergebnis von $|H(j\omega)| = \left| \frac{u_a}{u_e} \right| \approx 0,4$ ermittelt werden, welches über den gesamten Frequenzbereich des Eingangssignals besteht. Dies entspricht umgerechnet einer Signaldämpfung von $\approx 7,959$ dB. Mit dem realisierten Tiefpass wurde anschließend eine Testmessung bei Maximaldrehzahl des Motors ausgeführt, um die dabei auftretende Amplitude der Spannung zu überprüfen. Das nun gefilterte Messsignal zeigt Abbildung 37.

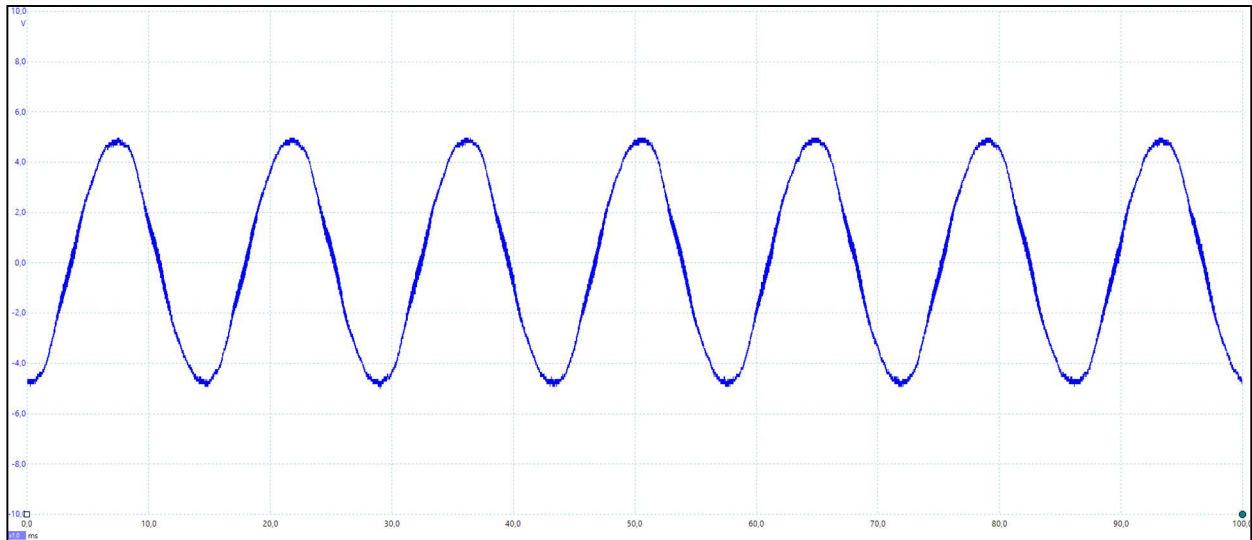


Abbildung 37: Messprobe Leiterspannung U zum Sternpunkt, gefiltert

Das PWM-Signal des Wechselrichters ist mittels Tiefpass vollständig aus dem Signalgemisch entfernt worden. In Abbildung 37 zu sehen ist somit die Grundwelle der Leiterspannung, welche für die Berechnung der elektrischen Wirkleistung des Motors verwendet wird. Die Amplitude des gemessenen Signals am Filterausgang betrug hierbei 4,961 V. Das Messsignal kann nun mit dem oben genannten SPS-Eingangsmodul im Messbereich von ± 10 V von der Steuerung erfasst werden. Unter Berücksichtigung der Dämpfung des Filters entspricht die Spannung am Filtereingang demzufolge einer Leiterspannung von 12,4 V

Für die Messung der Strangströme wurde der bereits genannte Strommesswandler „HY25-P“ verwendet. Bei dessen erweitertem Messbereich von ± 75 A gibt dieser eine Ausgangsspannung im Bereich von ± 12 V aus /LEMI-26/. Würde man diese direkt an den SPS-Analogeingang anschließen, würde der Messbereich von ± 10 V des Eingangsmoduls nicht ausreichen, um den gesamten Messbereich des Stromwandlers abzudecken.

Aufgrund der vorher beschriebenen Rauschbeeinflussung durch den Wechselrichter musste auch dieses Messsignal gefiltert werden. Zu diesem Zweck wurde das zuvor beschriebene Tiefpassfilter wiederverwendet und am Ausgang der Strommesswandlers angeschlossen. Durch die auftretende Dämpfung des Nutzsignals konnte zugleich das Ausgangssignal des Strommesswandlers von $\pm 12\text{V}$ an den SPS-Eingang angepasst werden. Das gefilterte Signal des Leiterstroms ist beispielhaft in Abbildung 38 dargestellt.

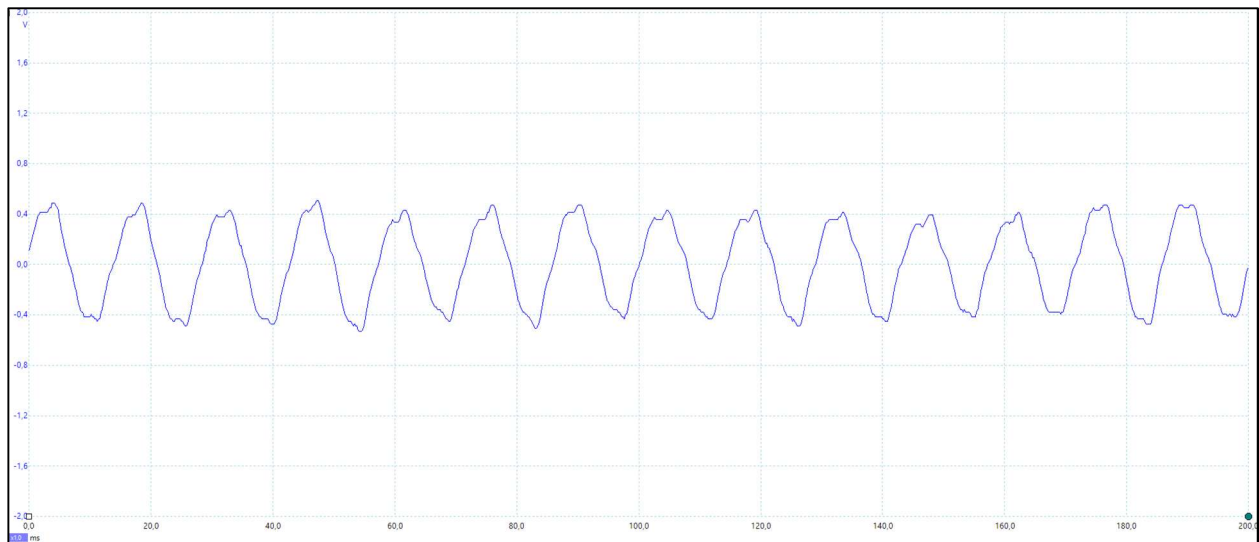


Abbildung 38: Messprobe Leiterstrom Phase U, gefiltert

Der Motor befand sich zum Zeitpunkt der Testmessung des Stroms im Leerlauf, womit Abbildung 38 keine Referenz für ein Messsignal bei maximalem Drehmoment bietet. An diesem Punkt ist eine deutlich höhere Stromaufnahme und damit eine stärkere Amplitude im Ausgangssignal des Strommesswandlers zu erwarten. Aus Messdaten des Motorenherstellers BELDRIVE (siehe Kennlinie in Anhang 8) geht allerdings hervor, dass der Motor AEC140/54 bei seinem Maximaldrehmoment von 54 Nm einen Strom von weniger als 60 A aufnimmt, welcher deutlich innerhalb des Messbereichs des Messwandlers liegt. Des Weiteren muss ein vom Strommesswandler vorgegebener Skalierungsfaktor berücksichtigt werden, welcher einem Betrag von 6,25 entspricht und das Verhältnis zwischen Eingangsstrom und Ausgangsspannung des Messwandlers darstellt /LEMI-26/.

Somit können alle notwendigen Messsignale zur Bestimmung der geforderten Kennlinien verarbeitet und erfasst werden. Zur besseren Übersicht und in Vorbereitung auf die SPS-Implementierung wurde folgende Übersicht erstellt, welche die Übertragungsglieder der in diesem Kapitel betrachteten Messsignale und die auftretenden Verstärkungsfaktoren aufzeigt. Ebenso werden die direkt von den Wechselrichtern verarbeiteten Signale dargestellt.:

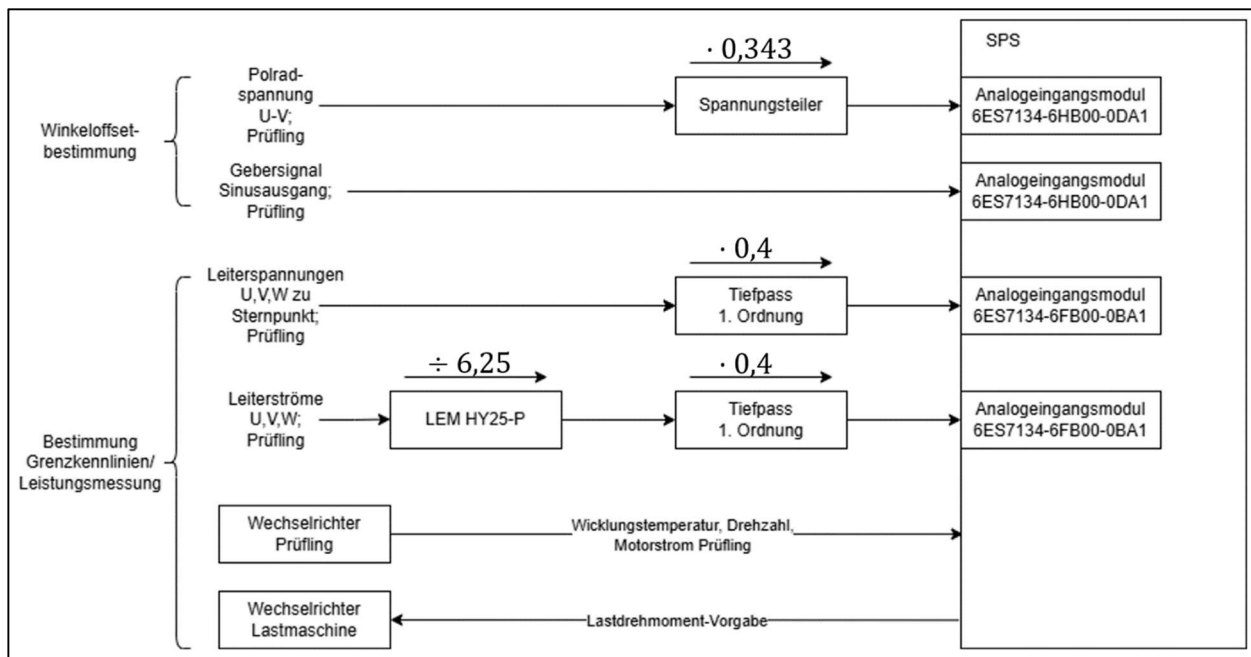


Abbildung 39: Übersicht Verarbeitung Messsignale

Mit den hier beschriebenen Ausführungen zur Signalvorverarbeitung konnte eine geeignete Anpassung der notwendigen Messsignale erfolgen, um eine Messung mit der geplanten SPS realisieren zu können. In Kapitel 6.3 der Thesis folgt die Beschreibung des umgesetzten Gesamtprüfbaus. Dabei wird ebenso der Aufbau des entwickelten SPS-Programms beschrieben und dargestellt.

6.3 Umsetzung des Gesamtprüfablaufs

6.3.1 Ablaufplanung

Der gesamte Prüfablauf wird, wie bereits erwähnt, aus zwei Teilverfahren bestehen. Zu Beginn der Prüfung erfolgt die Ermittlung des Winkeloffset des Prüflingsmotors. Ist dieser Parameter bestimmt, wird dieser im Wechselrichter des Prüflingsmotor parametrisiert, woraufhin dieser den Motor fortan im Motorbetrieb antreiben kann. Danach erfolgt die Ermittlung der genannten Kennlinien mit der parallel erfolgenden Wirkleistungsmessung. Der Gesamtablauf und dessen wesentliche Bestandteile werden in Abbildung 40 vereinfacht dargestellt. Ein detaillierteres Ablaufdiagramm enthält Anhang 13, welches als Grundlage zur späteren Softwareimplementierung ausgearbeitet wurde.

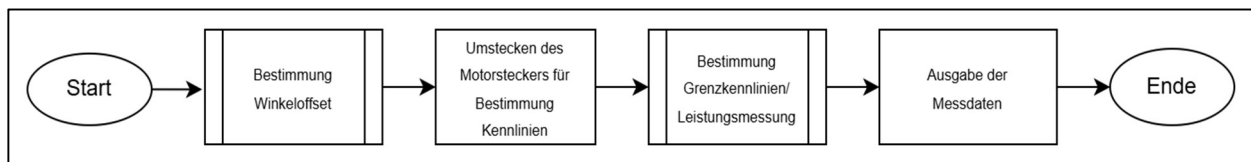


Abbildung 40: Gesamtablauf für Motorprüfung, Grobübersicht

Bevor der Prozess gestartet werden kann, wird ein Prüflingsmotor durch den prüfenden Mitarbeiter an der vorgesehenen Motorhalterung (siehe Abbildung 30, rechts) montiert. Eine Adapterscheibe zur Ankopplung des Prüflings an die Kupplung des Lastmotors wird darauffolgend montiert. Anschließend wird der Prüfling unter Hilfe des beweglichen Werkzeugschlittens an die Kupplung angeschlossen, die Abtriebswellen der beiden Motoren sind somit verbunden. Die Motorleitungen des Prüflings (U, V, W und Gebersignale) werden an der Verteilerbox (Abbildung 31) angeschlossen, zunächst an den zur Winkeloffsetbestimmung vorgesehenen Anschlüssen. Dabei sind die Motorleitungen nicht an den Wechselrichter angeschlossen. Die offenen Leitungsenden werden lediglich zur Messung zur SPS, bzw. vorher zur Signalanpassplatine, geleitet. Sind die Motoren gekoppelt und die Leitungen angeschlossen, kann der Bediener den Prüflauf durch Betätigen des grünen Start-Tasters (in Abbildung 32 rechts erkennbar) starten. Somit beginnt der in Anhang 13 dargestellte Ablauf. Der Lastmotor befindet sich zunächst im drehzahlgeregelten Betrieb und beschleunigt den Prüflingsmotor auf die vorgesehene Drehzahl von 100 min^{-1} . Ist diese Solldrehzahl erreicht, beginnt die Winkeloffsetbestimmung unter Anwendung des beschriebenen PLL-Verfahrens.

Als Ergebnis dieses ersten Prüfschrittes entsteht der spezifische Winkeloffset des Prüflings. Wurde der Wert erfolgreich ermittelt, bremst der Lastmotor die Antriebsanordnung bis zum Stillstand ab. Der ermittelte Winkeloffset wird anschließend an den Wechselrichter des Prüflings übertragen. Es folgt eine Pause, in welcher der ausführende Mitarbeiter die Motorleitungen des Prüflings an der Verteilerbox löst und mit den Steckplätzen für die Kennlinienbestimmung/Leistungsmessung verbindet. Ist der Motor korrekt angeschlossen, kann der Bediener den zweiten Teil des Prüfablaufs starten. Es erfolgt die Aufnahme der in Kapitel 5 genannten Kennlinien. Dabei sind nun beide Motoren mit einem Wechselrichter verbunden. Der drehzahlgeregelte Prüfling wird über dessen Wechselrichter auf seine Maximaldrehzahl beschleunigt. Der fortan im Stromregelmodus betriebene Wechselrichter des Lastmotors erhöht nun Schrittweise dessen Motorstrom, was einen stufenweisen Anstieg des Drehmoments bewirkt, mit welchem der Prüfling abgebremst wird. Die Stufen des Motorstroms werden dabei anhand der bereits bekannten Kennlinie $I_{\text{mot}} = f(M_{\text{mech}})$ des Lastmotors orientiert, wodurch gezielt das auf den Prüfling wirkende Bremsmoment gesteuert werden kann. Zu jeder Laststufe werden die für die Kennlinien erforderlichen Messwerte erfasst (Vgl. Kapitel 6.2). Wurden alle Werte aufgenommen, wird das Lastmoment vom Lastmotor abgebaut und der Prüfling wird eigenständig zum Stillstand gebracht. Die erfassten Messwerte werden anschließend mit vorgegebenen Toleranzkennlinien des Auftraggebers BELDRIVE verglichen, um zu ermitteln, ob der Prüfling die Prüfung bestanden hat. Der zweite Teilablauf der Gesamtprüfung ist damit beendet. Am Ende der Prüfung wird ein Prüfprotokoll ausgegeben, welches sich am Aufbau des bisherigen Protokolls orientiert und alle aufgenommenen Messwerte beinhaltet. Die Ausgabe des Protokolls konnte zum Stand der Fertigstellung dieser Thesis noch nicht realisiert werden, weshalb alle im Weiteren dargestellten Messwerte manuell dem SPS-Programm des Prüfstands entnommen und dargestellt werden mussten. Kapitel 6.3.2 beschreibt nun, wie der eben beschriebene Prüfablauf auf der gewählten SPS implementiert wurde.

6.3.2 SPS-Implementierung des Prüfablaufs

Anhand des in 6.3.1 beschriebenen Ablaufs wurde anschließend das SPS-Programm des Prüfstands projiziert. Zum weiteren Verständnis werden Grundkenntnisse in der SPS-Programmierung vorausgesetzt. Die Implementierung des Programmes erfolgte aufgrund der Hardwareauswahl in der Projektierungssoftware „TIA Portal V19“ des Herstellers SIEMENS. Die Aufrufstruktur des Programmes wird in folgender Abbildung dargestellt.

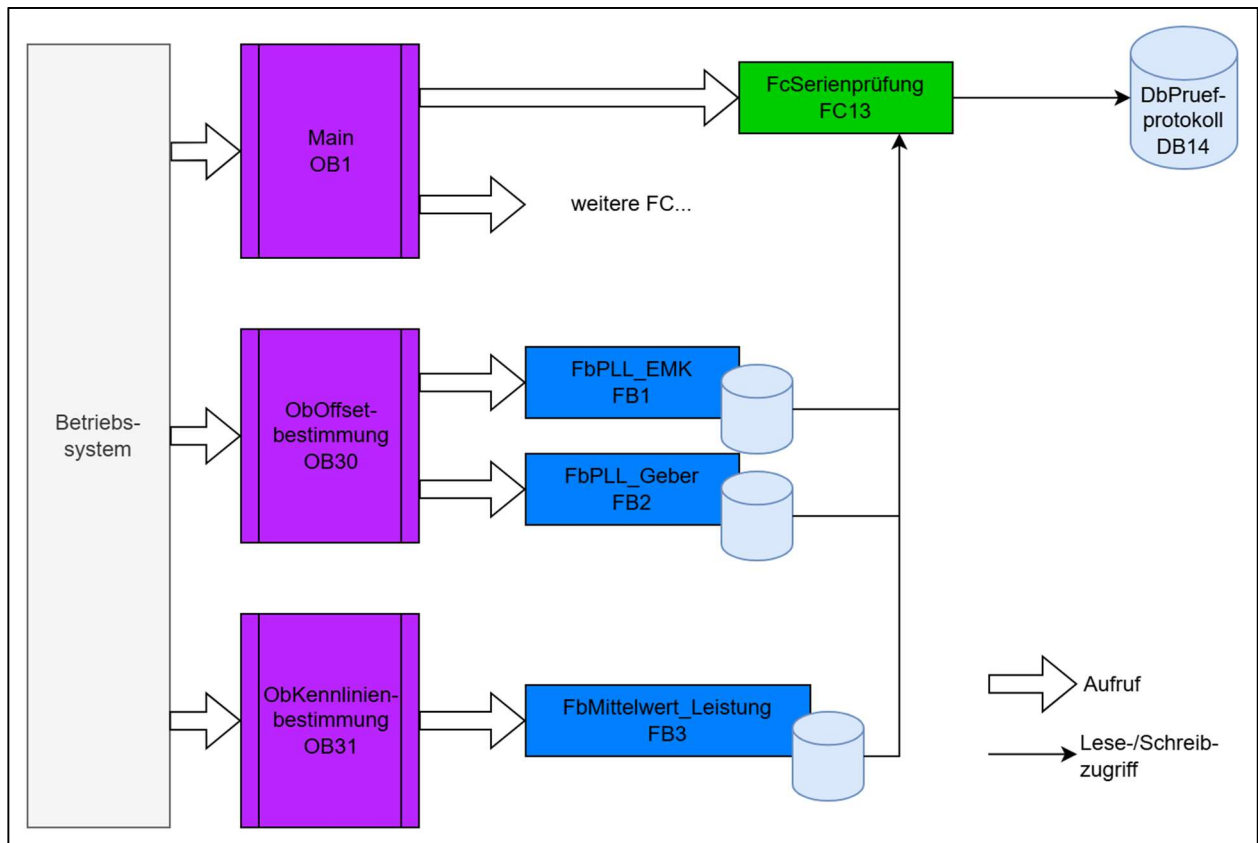


Abbildung 41: Aufrufstruktur SPS-Programm Motorprüfstand

Das in Abbildung 41 dargestellte SPS-Programm besteht im Wesentlichen aus drei sogenannten Organisationsbausteinen (kurz: „OB“), wovon der in Abbildung 41 als „Main“ benannte OB den Hauptprogrammzyklus bildet. Dieser ruft u.a. eine Funktion „FcSerienprüfung“ (Vgl. Abb. 41) auf, in welcher die Schrittkette zur Steuerung des Gesamtprüfablaufs (Vgl. Anhang 13) implementiert wurde. Startet ein Bediener den Prüfablauf, beginnt die Bearbeitung dieser Schrittkette mit dem Verfahren der Winkeloffsetbestimmung. Der Lastmotor beschleunigt den Prüfling dazu zunächst auf die vorgegebene Drehzahl von 100min^{-1} . Wurde die Solldrehzahl erreicht, wird die Bearbeitung des OB „ObOffsetbestimmung“ (Abb. 41) freigegeben. Dieser ruft die Funktionsbausteine (kurz: „FB“) „FbPLL_EMK“ und „FbPLL_Geber“ auf, welche die Phasenwinkel der Messsignale der Strangspannung und des Gebersignals berechnen. Die Implementierung dieser Funktionsbausteine entspricht dem in der Simulation umgesetzten Algorithmus des SOGI-PLL, wie dieser in Anhang 6 einsehbar ist. Zusätzlich wurde die in Anhang 6 verwendete atan2-Funktion in den PLL-Bausteinen integriert, wodurch diese direkt den jeweiligen Phasenwinkel ausgeben können. Der Quellcode des Bausteins „FbPLL_EMK“ wird beispielhaft in Anhang 10 dargestellt.

Die Besonderheit des „ObOffsetbestimmung“, welcher einem zyklischen Interrupt entspricht, besteht in seiner fest parametrierbaren Zykluszeit, welche für die zeitdiskrete Implementierung des PLL-Algorithmus notwendig ist. Durch die Parametrierung der OB-Zykluszeit lässt sich das Abtastintervall der implementierten SOGI-PLLs somit an die jeweiligen Anforderungen anpassen. Bei der Implementierung des SPS-Programmes ist aufgefallen, dass die minimal einstellbare Zykluszeit eines solchen Zyklus-OB nur $250\text{ }\mu\text{s}$ bei dem ausgewählten SPS-Modell entspricht. Somit ist das kürzere Abtastintervall von $125\text{ }\mu\text{s}$ des zur Winkeloffsetbestimmung ausgewählten Analogeingangsmodul softwareseitig nicht verwendbar. Dies stellt dennoch keine Einschränkung für die Umsetzung des Offsetbestimmungsverfahrens dar, da die somit erreichbare, softwarebeschränkte Abtastfrequenz von 4 kHz noch immer ausreicht, um die Messsignale ausreichend schnell abzutasten (Vgl. Signalfrequenzen in Tabelle 17).

Wurde die Bestimmung der Phasenwinkel der Messsignale im aktuellen Zyklus des OB abgeschlossen, folgt die Berechnung des Winkeloffset analog des Algorithmus aus Anhang 6. Die gesamte Bestimmung des Winkeloffsets wird entsprechend der in Kapitel 4.3 genutzten Simulationsdauer für eine Dauer von 3 s ausgeführt (Vgl. Anhang 13). Anschließend wird das Ergebnis des ermittelten Winkeloffset im Datenbaustein „DbPruefprotokoll“ gespeichert. Innerhalb der Schrittkette in „FcSerienprüfung“ ist die Winkeloffsetbestimmung beendet und die im vorherigen Gliederungspunkt genannte Pause im Ablauf tritt ein. Der prüfende Mitarbeiter steckt nun den Motorstecker, auf den Steckplatz, welcher für das Verfahren zur Aufnahme der Grenzkennlinien vorgesehen ist. Durch wiederholtes Betätigen des Start-Tasters wird die Schrittkette in „FcSerienprüfung“ fortgesetzt. Es folgt die Bestimmung der Grenzkennlinien des Prüflings, wie im vorhergehenden Gliederungspunkt beschrieben. Der Lastmotor bremst dabei den Prüfling von dessen Nenndrehzahl über mehrere Drehmoment-Laststufen herunter. Die Dauer der Messung pro Laststufe wird über einen Timer festgelegt (Vgl. Anhang 13) und beginnt erst, wenn der Lastmotor das entsprechende Drehmoment aufgebaut hat. Eine letzte Laststufe bildet das laut Herstellerangaben maximal erreichbare Drehmoment des Prüflings. Die Ansteuerung der Laststufen erfolgt ebenfalls im „FcSerienprüfung“. Zu jeder Laststufe erfolgt eine Messung bzw. Berechnung der Leiterspannungen und -ströme des Prüflings im Zyklus-OB „ObKennlinienbestimmung“. Zu diesem Zweck werden die zu erwartenden Messwerte auf Basis der Parameter aus Abbildung 39 aus den Eingangsdaten der Analogeingangsmodule berechnet.

Auf Basis der ermittelten Leitergrößen (Momentanwerte) erfolgt die Berechnung der momentan aufgenommenen Wirkleistung des Prüflings bei entsprechendem Lastmoment, welches der Lastmotor erbringt, nach Gleichung (20). Der in Abbildung 41 dargestellte Funktionsbaustein „FbMittelwert_Leistung“ bildet einen gleitenden Mittelwert aus den Ergebniswerten der Leistungsbestimmung, um Spitzen im Ergebnis zu eliminieren und eine mittlere Wirkleistung der aktuellen Laststufe zu ermitteln. Parallel werden die Messwerte der aktuellen Drehzahl und der Wicklungstemperatur vom Wechselrichter des Prüflings erfasst. Die ermittelten Messwerte werden für jede Laststufe getrennt im Datenbaustein (kurz: „DB“) „DbPruefprotokoll“ gespeichert. Die folgende Abbildung zeigt eine Darstellung des „DbPruefprotokoll“ mit Livedaten, nachdem eine Prüfung eines der zur Verfügung stehenden Testmotoren durchlaufen wurde.

DbPruefprotokoll (Momentaufnahme erzeugt: 30.03.2026 14:24:19)				
	Name	Datentyp	Startwert	Beobachtungswert
1	Static			
2	Winkeloffset	Real	0.0	261.3613
3	Winkeloffset_hex	Word	16#0	16#0B9E
4	Winkeloffset_mcDSA	DInt	0	3899
5	Kennlinie_Lastmessu...	Array[1..13] of *Ke...		
6	Kennlinie_Lastme...	"Kennlinie_Last"		
7	Kennlinie_Lastme...	"Kennlinie_Last"		
8	N	Real	-1.0	211.59
9	M_mech	Real	-1.0	5.0
10	P_mech	Real	-1.0	110.78
11	P_elek	Real	-1.0	118.4
12	I_eff	Real	-1.0	6.16
13	Temp_Mot	Real	-1.0	24.95
14	eta	Real	0.0	0.94

Abbildung 42: Darstellung der Messdaten in SPS-Datenbaustein

Zu Beginn der Datenstruktur des „DbPruefprotokoll“ wird der ermittelte Winkeloffset gespeichert. Es folgen zwei weitere Darstellungsformen des Winkeloffset, eine Darstellung als Hexadezimalwert, da diese Form auf dem Motortypenschild des Herstellers vorzufinden ist, sowie eine umgerechnete Variante, welche von den verwendeten Wechselrichtern der Firma MICONTRON erwartet wird. Dem nachfolgend wird ein Array gespeichert, welches die während der Bestimmung der Grenzkennlinien ermittelten Messwerte enthält. Ebenso werden die ermittelten Werte der Wirkleistung sowie der errechneten mechanischen Leistung am Abtrieb des Prüflings festgehalten.

Zuletzt wurden in einem weiteren Array die vom Hersteller BELDRIVE zur Einhaltung geforderten Grenzwerte als Referenz für eine Überprüfung der ermittelten Messwerte der Motordrehzahl, des Motorstroms sowie der Wicklungstemperatur in Abhängigkeit des Lastmomentes gespeichert (in Abbildung 42 nicht dargestellt). Auf Basis dieser Referenzwerte erfolgt am Ende der Schrittkette in „FcSerienpruefung“ eine Überprüfung, ob die ermittelten Messwerte innerhalb der vorgegebenen Toleranzgrenzen liegen (Vgl. Anhang 13). Ist dieses Kriterium erfüllt, gilt die Prüfung als bestanden, was in einer weiteren Variablen in „DbPruefprotokoll“ festgehalten wird. Mit Grundlage dieser Werte kann zu späterem Zeitpunkt das erwähnte Prüfprotokoll generiert werden, um darin die auf den Messwerten beruhenden Kennlinien aus Kapitel 5.2 darzustellen. Der Prozess zur Motorprüfung, bestehend aus Winkeloffsetbestimmung und der Aufnahme der Grenzkennlinien, konnte somit vollständig realisiert werden. Die Ergebnisse der bei der Implementierung durchgeführten Testmessungen werden im folgenden Kapitel 7 vorgestellt und analysiert.

7 Test der Prüfverfahren und Ergebnisanalyse

7.1 Ergebnisse der Winkeloffsetermittlung mittels SPS-basiertem Prüfstand

Der SPS-basierte Algorithmus zur Winkeloffsetbestimmung wurde während der Implementierung mit denselben Motoren getestet, deren Daten als Basis der durchgeführten Simulationen dienten. Nach Fertigstellung des Programmes wurden mehrere Messdurchgänge mit allen drei Motoren durchgeführt. Die Ergebnisse dieser Messreihen zeigt Tabelle 18.

Messdurchgang	Ermittelter Winkeloffset		
	Motor M5302	Motor M7314	Motor M7316
1	237,17°	158,83°	300,65°
2	238,44°	162,27°	304,49°
3	239,29°	159,41°	300,89°
4	239,56°	161,08°	300,44°
5	239,50°	162,14°	304,20°
6	237,02°	158,57°	303,65°
7	235,88°	162,47°	299,05°
8	238,19°	162,16°	302,97°
9	238,96°	157,99°	299,00°
10	238,47°	161,29°	304,19°
Mittelwert:	238,25°	160,62°	301,95°
Max. Abweichung zum Mittelwert:	1,31°	2,63°	2,95°

Tabelle 18: Ergebnisse der Winkeloffsetbestimmung mittels SPS

Der Winkeloffset wurde jeweils 10x für jeden der Motoren erfasst. Zu erkennen ist, dass der umgesetzte Algorithmus den Winkeloffset wiederholgenau bestimmt.

Bei den hier erfassten Messwerten schwankt das Messergebnis mit einer maximalen Abweichung von $2,95^\circ$ um den pro Motor errechneten Mittelwert. Somit kann zunächst von einer korrekten Funktion des SPS-basierten PLL-Algorithmus ausgegangen werden. Die Gültigkeit der ermittelten Ergebnisse soll zunächst durch einen Vergleich mit den Simulationswerten aus Kapitel 4 und den am bisherigen Prüfstand ermittelten Winkeloffsetwerten untersucht werden. Eine Gegenüberstellung erfolgt in Tabelle 19.

Gegenstand der Winkelermittlung	Ermittelter Winkeloffset		
	Motor M5302	Motor M7314	Motor M7316
Bisheriger Motorprüfstand:	256,9°	173,8°	316,2°
Simulation mit PLL-Algorithmus:	244,32°	165,85°	307,4°
SPS-basierter Prüfstand mit PLL-Algorithmus:	238,25°	160,62°	301,95°
Abweichung SPS zu bisherigem Prüfstand:	18,65°	13,18°	14,25°
Abweichung SPS zu Simulation:	6,07°	5,23°	5,45°

Tabelle 19: Vergleich Winkeloffset-Ergebnisse

Zum Vergleich der Winkeloffsetwerte wurde für das SPS-Verfahren der in Tabelle 18 ermittelte, mittlere Winkeloffset herangezogen. Dabei fällt auf, dass für alle getesteten Motoren eine Abweichung in einem Bereich von $5,23^\circ$ bis $6,07^\circ$ beim Vergleich des SPS-Verfahrens mit der Simulation auftreten. Da diese Abweichung nahezu konstant auftritt, ist an dieser Stelle von einem, durch die Implementierung des Algorithmus bedingten, systematischen Fehler auszugehen. Die Abweichung des SPS-Verfahrens im Vergleich zu den Ergebnissen des bisherigen Prüfstandes sind wesentlich größer und liegen in einem Bereich zwischen $13,18^\circ$ und $18,65^\circ$.

Um eine Aussage zur Gültigkeit der ermittelten Winkeloffset-Werte treffen zu können, wurden im Anschluss an die Winkeloffsetermittlung mehrere Messreihen aufgenommen. Dabei wurde jeder der genannten Testmotoren mit verschiedenen Winkeloffsets über eine Dauer von 10 s bei Nenndrehzahl betrieben, wobei die jeweilige Ist-Motordrehzahl sowie der ermittelte, mittlere Spitzenstrom der Motorphasen erfasst wurden. Die Messungen wurden in beiden Drehrichtungen des Motors durchgeführt. Mit Hilfe der Messergebnisse konnte somit der Einfluss des Winkeloffset auf die Motorregelung veranschaulicht werden. Einen Ausschnitt der Messreihen zeigen die folgenden Abbildungen am Beispiel für Motor M7316. Die übrigen Testmotoren zeigten ein jeweils vergleichbares Verhalten, wie die vollständigen Messreihen unter Belastung des jeweiligen Motors in Anhang 14 belegen.

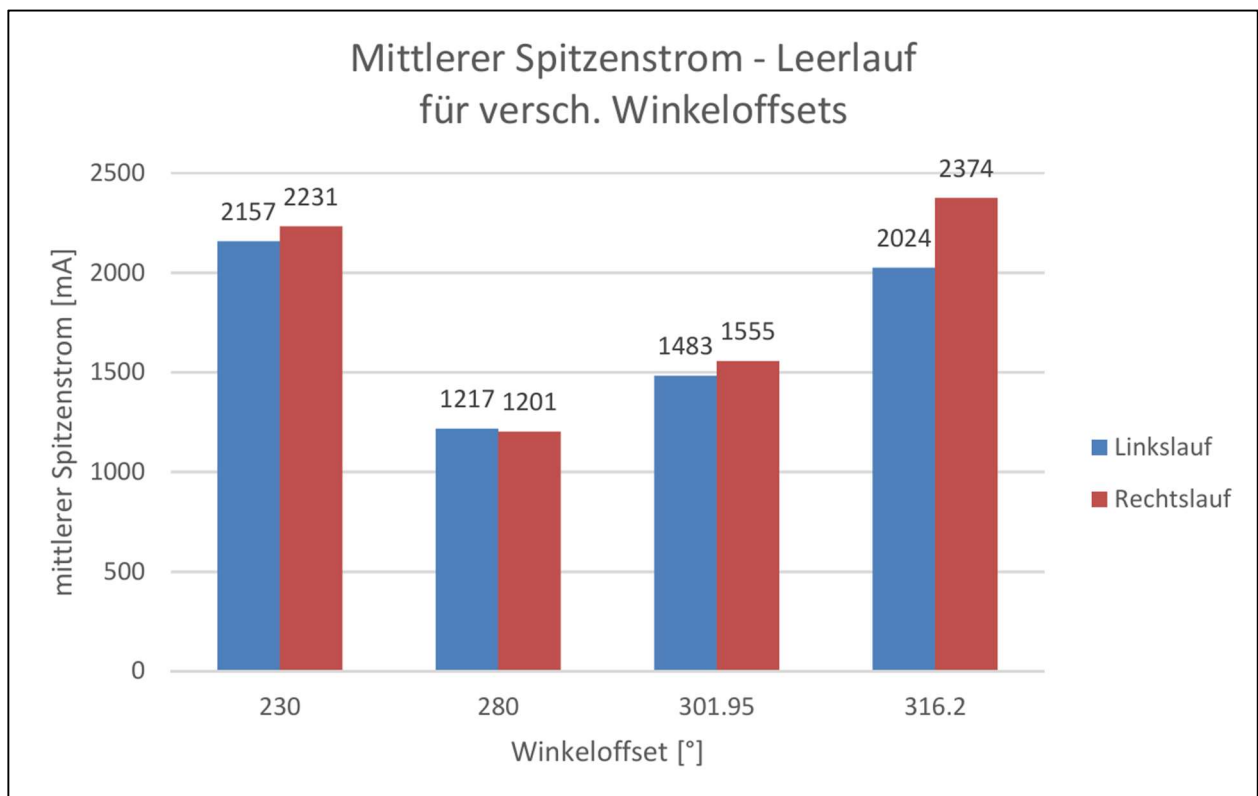


Abbildung 43: Vergleichsmessung Winkeloffset Motor M7316 - Stromaufnahme im Leerlauf

Abbildung 43 stellt den Mittelwert des vom Motor aufgenommenen, über alle drei Motorphasen gemittelten Spitzenstroms im Messintervall, in Abhängigkeit des zuvor eingestellten Winkeloffsets, dar. Zunächst wurde der Leerlauf des Motors betrachtet. Zu erkennen ist, dass die Stromaufnahme bei dem Winkeloffset von 301,95°, welcher mittels neuem Prüfverfahren ermittelt wurde, messbar geringer ist als mit dem am bisherigen Prüfstand ermittelten Winkeloffset von 316,2°. Ebenso konnte bei einem Winkeloffset von 280° bei Motor M7316 der geringste Stromfluss beobachtet werden.

Des Weiteren ist zu sehen, dass letztere Einstellung für ein symmetrisches Verhalten beider Drehrichtungen in Bezug auf den aufgenommenen Motorstrom führt. Bei dem am bisherigen Prüfstand ermittelten Winkeloffset ist ein messbarer Unterschied von 0,35 A zwischen den Drehrichtungen erkennbar. Der neu ermittelte Winkeloffset weist hingegen weniger starke Abweichungen auf. Anhand dieser Ergebnisse lässt sich schlussfolgern, dass der Motor mit dem neu bestimmten Winkeloffset effizienter arbeiten wird, wobei eine optimale Einstellung des Winkeloffset etwa 20° unter dem neu ermittelten Winkeloffset zu liegen scheint. Zur weiteren Betrachtung wurden die Ist-Drehzahlen des Motors bei Vorgabe der Nenndrehzahl durch den Wechselrichter in beiden Drehrichtungen überprüft, um auch dabei eventuell auftretende Asymmetrien zu beobachten. Das folgende Diagramm zeigt das Ergebnis dieser Messung.

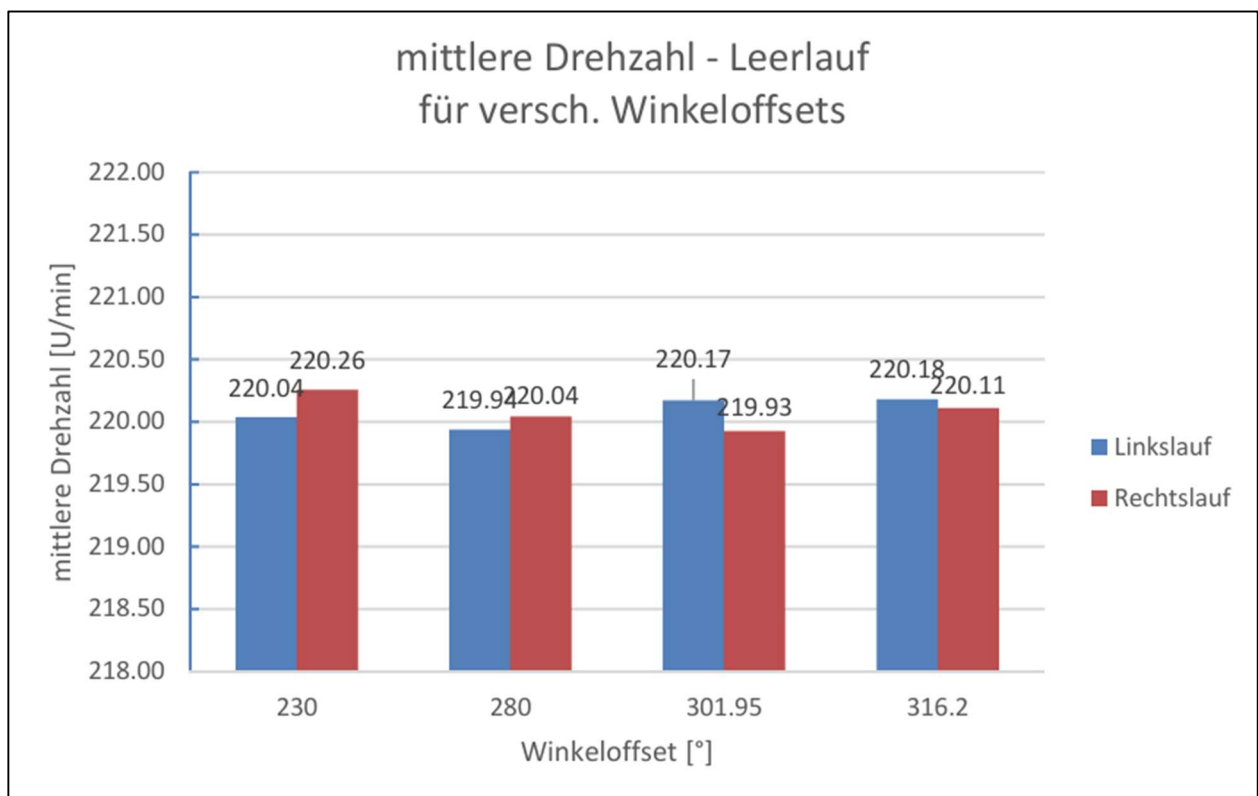


Abbildung 44: Vergleichsmessung Winkeloffset Motor M7316 - Ist-Drehzahl im Leerlauf

Das Ergebnis der Drehzahlmessung aus Abbildung 44 stellt entgegen der vorherigen Strombetrachtung keine starken Abweichungen in der erreichten, durchschnittlichen Drehzahl für beide Drehrichtungen des Motors dar. Aussagekräftigere Ergebnisse konnten dann bei einer wiederholten Durchführung der gleichen Messung bei einem Lastmoment von 15 Nm erzielt werden.

Diese Messung bietet eine bessere Referenz, um das Verhalten des Motors auch mit Hinblick auf dessen Einsatzfall zu analysieren, da das zur Messung gewählte Lastmoment nahe des Nenndrehmoments des genutzten Motortyps von 16 Nm liegt. Das Ergebnis zeigt Abbildung 45.

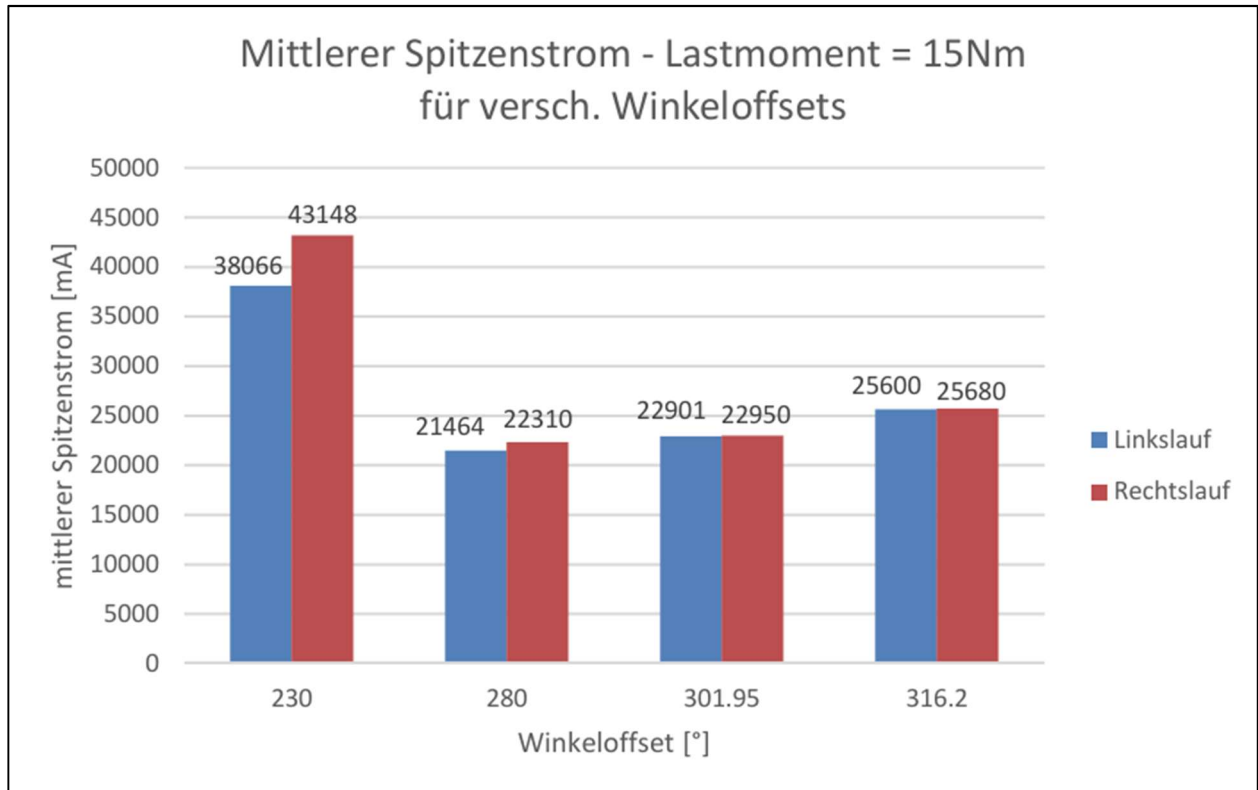


Abbildung 45: Vergleichsmessung Winkeloffset Motor M7316 - Stromaufnahme bei Nennmoment

Bei der Messung unter Last wird dann besonders deutlich, wie stark die Auswirkungen eines fehlerhaft bestimmten Winkeloffsets auf das Betriebsverhalten des Motors sind. In Abbildung 45 wird beispielsweise ein um ca. 70° kleinerer Winkeloffset im Vergleich zum neu bestimmten Wert aufgezeigt, wobei sich in Folge eine fast doppelt so große Stromaufnahme des Motors ergibt. Ein Vergleich des am SPS-Prüfstand ermittelten Winkeloffset von 301,95° und des alten Wertes von 316,2° zeigt wie zuvor im Leerlauf, dass der Motor mit dem neu bestimmten Winkeloffset effizienter betrieben wird. Die Stromaufnahme liegt hierbei ca. 2,7 A unter dem Niveau, welches mit dem am bisherigen Prüfstand ermittelten Winkeloffset erreicht wurde. Der geringste Stromfluss wurde hingegen wieder bei einem Winkeloffset von 280° verzeichnet. Zuletzt erfolgte wiederholt eine Betrachtung der erreichten mittleren Motordrehzahl, um die Gültigkeit des neu bestimmten Winkeloffset zu belegen (siehe Abbildung 46).

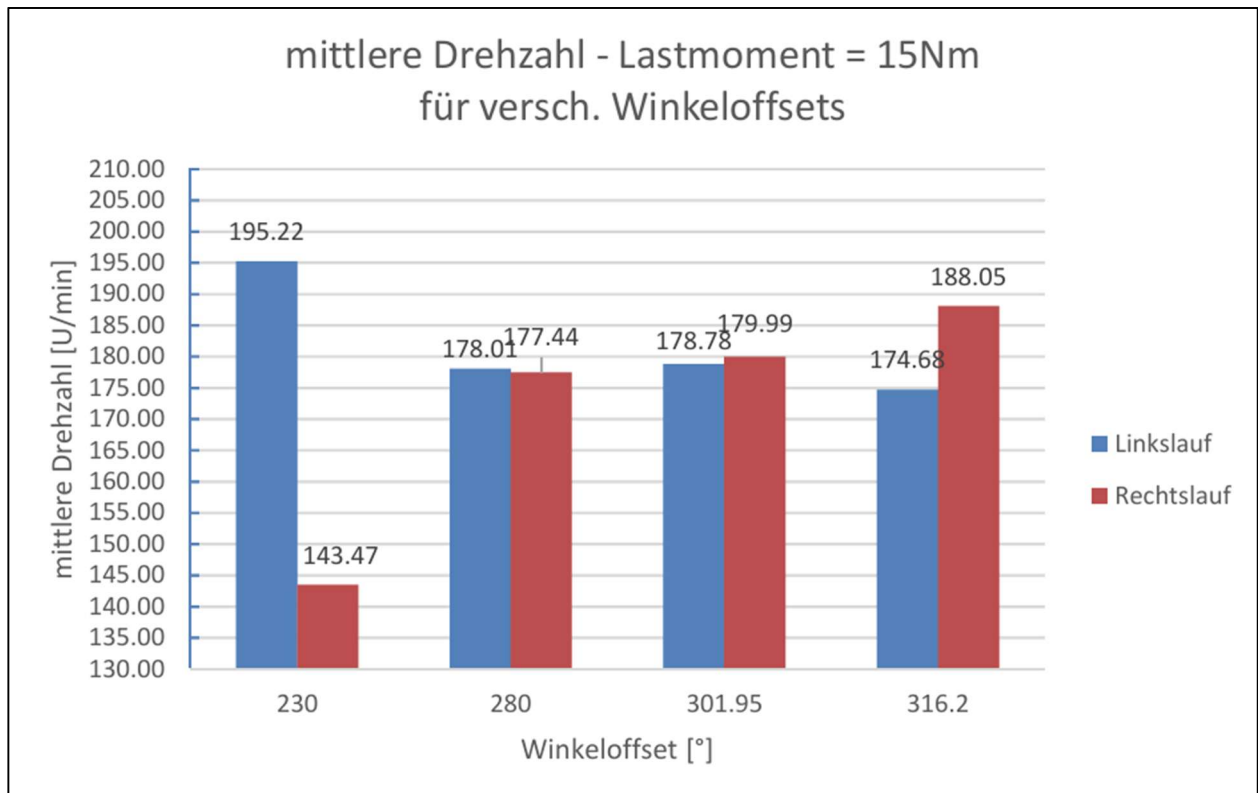


Abbildung 46: Vergleichsmessung Winkeloffset Motor M7316 - Ist-Drehzahl bei Nennmoment

Bei der Betrachtung der Ergebnisse zur Drehzahlmessung unter Last fällt auf, dass ein falsch bestimmter Winkeloffset starken Einfluss auf die Drehzahlregelung hat. Dies äußert sich durch große Unterschiede in der erreichten Drehzahl des Motors zwischen beiden Drehrichtungen. Dies liegt darin begründet, dass die vom Wechselrichter durchgeführte Kommutierung je nach Drehrichtung zu früh oder zu spät ausgeführt wird. Somit dreht der Motor in einer Richtung schneller und in der gegensätzlichen Richtung langsamer, im Vergleich zu einem einheitlichen Drehzahlniveau bei korrekt bestimmten Winkeloffset. In Abbildung 46 wird ebenfalls deutlich, dass der am bisherigen Prüfstand ermittelte Motoroffset ein vergleichsweises asymmetrisches Drehzahlverhalten aufzeigt, als der neu bestimmte Winkeloffset von 301,95° bzw. der als optimal anzusehende Winkeloffset von 280°. Letzter weist anhand der dargestellten Ergebnisse die geringste Abweichung der Drehzahlen für beide Drehrichtungen des Testmotors auf.

Auf Grundlage der erzielten Messergebnisse kann festgehalten werden, dass das am SPS-Prüfstand umgesetzte PLL-Verfahren eine zunächst effizientere und genauere Methode zur Bestimmung des Winkeloffsets zu bieten scheint, als dies am bisherigen Motorprüfstand möglich war. Die bisher erzielten Messergebnisse bestätigen, dass eine schnelle und wiederholgenaue Bestimmung des Winkeloffsets umgesetzt werden konnte.

Mittels dieses Winkeloffset-Wertes können die betrachteten Motoren zukünftig mit geringerem Stromverbrauch betrieben werden. Ebenso konnte eine verbesserte Drehzahlregelung erreicht werden, da der Motor ein symmetrisches Drehzahlverhalten bei gleichem Lastmoment in beiden Drehrichtungen vorweist. Bei Verwendung des am bisherigen Prüfstand ermittelten Winkeloffsets traten starke Unterschiede in beiden Drehrichtungen auf. Letztendlich verursachen diese einen negativen Einfluss auf das Betriebsverhalten, vor allem aus Anwendersicht, wenn sich der Motor in beiden Drehrichtungen unterschiedlich verhält, obwohl dies nicht zu erwarten ist. Obwohl der Betrieb des Motors mit dem neu ermittelten Winkeloffset aus Sicht der Ergebnisse verbessert werden konnte, wurde bei allen Testmotoren ein optimaler Winkeloffset gefunden, der jeweils zwischen 20° bis 25° niedriger ist, als der mittels PLL ermittelte Winkeloffset. Im Beispiel von Motor M7316 lag dieser bei 280° . Woher diese Abweichung stammt, konnte zum aktuellen Stand der Thesis nicht eindeutig bewiesen werden. Da der Betrag der Abweichung mit Werten zwischen 20° und 25° annähernd konstant ist, kann ein systematischer Fehler die Ursache der Abweichung bilden. Zudem ist festzuhalten, dass die wahre Abweichung vermutlich in einem Bereich von $25^\circ/26^\circ$ bis $30^\circ/31^\circ$ liegt, wenn berücksichtigt wird, dass der SPS-basierte Algorithmus einen Fehler um ca. 5° bis 6° verursacht (siehe Tabelle 19). Diese Zusammenhänge sollten durch zukünftige Messungen genauer untersucht werden. Letztendlich konnte trotz bestehender Abweichung zum Optimum ein Winkeloffset bestimmt werden, mit welchem der Betrieb des Motors ermöglicht werden kann und zudem bessere Ergebnisse erzielt werden, als es mit dem bisher bestimmten Winkeloffset möglich war. Dies sollen auch die im folgenden Kapitel erzielten Ergebnisse bestätigen.

7.2 Ergebnisse der Grenzkennlinienbestimmung mittels SPS-basiertem Prüfstand

Auf Grundlage des zuvor bestimmten Winkeloffsets konnte anschließend die Aufnahme der Grenzkennlinien $n = f(M_{\text{mech}})$, $I_{\text{mot}} = f(M_{\text{mech}})$, $\vartheta_{\text{Wick.}} = f(M_{\text{mech}})$ des Motors erfolgen, wie diese durch die Kapitel 5 und 6 der Arbeit beschrieben wurde. Neben der Messung der aktuellen Motordrehzahl, des mittleren Motorstroms sowie der Wicklungstemperatur durch den Wechselrichter selbst, konnte ebenso durch Messung der Leiterspannungen und -ströme die aufgenommene, mittlere elektrische Wirkleistung pro Laststufe bestimmt werden. Auf Basis der Werte für Drehmoment und Drehzahl konnte zudem eine Bestimmung der mechanischen Leistung nach

$$p_{\text{mech}} = M_{\text{mech}} \cdot \omega = \frac{M_{\text{mech}} \cdot n \cdot 2\pi}{60} \quad (26)$$

erfolgen.

Durch Vergleich der Größen wurde der Wirkungsgrad des Motors pro Laststufe nach

$$\eta = \frac{p_{\text{ab,mech}}}{p_{\text{zu,el}}} \quad (27)$$

bestimmt.

Bei der Umsetzung der bisherigen Testmessungen musste mit der Einschränkung gearbeitet werden, dass der verwendete Lastmotor AEC150/54 am Wechselrichter mcDSA-F17 ein im Vergleich zu dessen Kennwerten (siehe Tabelle 16) wesentlich geringeres Drehmoment von maximal 25 Nm aufbauen konnte. Der Auftraggeber verwies hierbei auf eine nicht optimierte Parametrierung des Antriebsreglers für diesen Motortyp. Eine Analyse und Optimierung der Reglereinstellungen konnte im Umfang der Thesis nicht integriert werden, weshalb zunächst nur in einem verringertem Drehmomentbereich gearbeitet werden konnte. Eine spätere Optimierung wird jedoch zwingend erforderlich, um die Prüfmotoren über ihren gesamten Drehmomentbereich prüfen zu können. Zur Überprüfung des umgesetzten Verfahrens reicht dies jedoch zunächst aus.

Die Ergebnisse der Kennlinienbestimmung wurden in Anhang 12 für den Testmotor M7316 grafisch dargestellt. Dabei wurden wiederum mehrere Kennlinien bei unterschiedlich eingestelltem Winkeloffset aufgenommen, um dessen Einfluss weiterhin zu analysieren. Ebenso wurden die Messungen in beiden Drehrichtungen des Motors ausgeführt und dargestellt.

Die Werte der Winkeloffsets entsprechen dabei denen aus Kapitel 7.1, wobei eine vollständige Messung mit einem Offset von 230° zum Schutz des Motors nicht durchgeführt werden konnte. Die bei der Messung aufgenommenen Messwerte sind Anhang 11 zu entnehmen.

In Anhang 12 wird zuerst die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie dargestellt. Hier ist zu erkennen, dass die aufgenommenen Kennwerte für den neu bestimmten Winkeloffset von $301,95^\circ$ sowie für den Winkeloffset von 280° zunächst innerhalb der vom Hersteller BELDRIVE geforderten Toleranzkennlinien verlaufen. Bei einem Lastmoment von 25 Nm unterschreiten die Werte die untere Grenzlinie geringfügig. Die Messwerte der Motordrehzahl, welche unter Verwendung des am bisherigen Prüfstand ermittelten Winkeloffset von $316,2^\circ$ aufgenommen wurden, übersteigen die Toleranzlinie für die maximale Drehzahl im Rechtslauf des Motors zunächst und fallen ab einem Lastdrehmoment von 15 Nm etwas stärker ab, als dies mit den anderen Winkeloffsetwerten zu verzeichnen ist. Im Linkslauf liegt die Drehzahl-Kennlinie deutlich tiefer und unterschreitet die untere Grenzlinie bereits ab einem Lastmoment von 20 Nm. Verglichen dazu, unterscheiden sich die Kennlinien für den neu ermittelten Winkeloffset und den als optimal ermittelten Winkeloffset weniger stark im Vergleich der beiden Drehrichtungen. Eine zukünftige Betrachtung des gesamten Drehmomentbereichs wird besonders relevant, da ein weiterer, starker Abfall der vom Motor gehaltenen Drehzahl zu erwarten ist, wobei die untere Grenzlinie der Drehzahl dann merklich unterschritten wird. Ein Vergleich der Kennlinien $n = f(M_{\text{mech}})$ sagt letztendlich aus, dass die in Kapitel 7.1 neu ermittelten Winkeloffsets ein besseres Verhalten des Motors im Betrieb ermöglichen, weil sich dadurch ein symmetrisches Verhalten des Motors in beiden Drehrichtungen im Sinne der erreichbaren Drehzahl bei Lastmoment einstellt. Somit können im Betrag gleiche, mechanische Leistungen vom Motor in beiden Richtungen geleistet werden. Diese variierten mit dem am bisherigen Prüfstand ermittelten Winkeloffsets stark.

Bei Betrachtung der Kennlinie $I_{\text{mot}} = f(M_{\text{mech}})$ fällt auf, dass der am bisherigen Motorprüfstand ermittelte Winkeloffset einen steileren Anstieg des Motorstroms verursacht, als dies bei den weiteren Winkeloffsets zu erkennen ist. Ebenfalls ist zu erkennen, dass jede der aufgezeichneten Kennlinien zur Stromaufnahme des Motors oberhalb der vorgegebenen Toleranzgrenze für den maximal zulässigen Motorstrom liegt.

Dieses Verhalten zeichnet sich auch in der in Anhang 12 zuletzt dargestellten Kennlinie der Wicklungstemperatur ab, welche infolge der generell höheren Stromaufnahme des Motors ebenfalls über der Grenzkennlinie verläuft.

An diesem Punkt der Thesis muss darauf verwiesen werden, dass die Gültigkeit der bestehenden Toleranzkennlinien zur Erhaltung aussagekräftiger Prüfergebnisse neu bewertet werden muss. Diese wurden am bisherigen Motorprüfstand ermittelt, wobei die Motoren dort mit einem anderen Wechselrichter betrieben wurden, welche nicht den am neu entstandenen Prüfaufbau verwendeten Wechselrichtern „mcDSA-F17“ entsprechen. Somit wird ein Einfluss des fortan verwendeten Wechselrichters nicht in den bestehenden Toleranzkennlinien berücksichtigt. Da die hier dargestellten Messungen jedoch alle am Wechselrichter mcDSA-F17 durchgeführt wurden, sind sie direkt untereinander vergleichbar. Somit kann anhand der dargestellten Stromaufnahme des Testmotors festgehalten werden, dass die neu ermittelten Winkeloffsets einen über alle Laststufen effizienteren Betrieb des Motors ermöglichen.

Die dargestellten Verläufe der Wicklungstemperatur in Abhängigkeit des auf den Motor wirkenden Drehmoments verlaufen bis ca. 15 Nm unterhalb der vorgegebenen Grenzlinie und unterschreiten diese bei höheren Lastmomenten leicht. Der Temperaturanstieg steigt dabei mit dem Winkeloffset von $316,2^\circ$ ab 20 Nm Lastmoment steiler im Vergleich zu den weiteren Winkeloffsets. Im Zuge der bei diesem Winkeloffset höheren Stromaufnahme des Motors erscheint dieses Verhalten jedoch plausibel. Die für den Linkslauf dargestellten Temperaturmesspunkte liegen jeweils über dem Niveau derer, welche im Rechtslauf verzeichnet wurden. Der Grund dafür liegt allerdings an der Reihenfolge der Aufnahme der dargestellten Messwerte, wobei die Messung im Linkslauf jeweils zuletzt stattfand und der Motor aufgrund vorheriger Messungen bereits vorgewärmt war. An dieser Stelle wären längere Pausen zwischen den Einzelmessungen notwendig, um den Motor wie im Fertigungsbetrieb im kalten Zustand zu prüfen.

Zuletzt konnte zu jeder Laststufe durch Division der berechneten, mechanischen Leistung nach **(26)** mit der gemessenen elektrischen Leistung **(20)** der Wirkungsgrad der Testmotoren anhand **(27)** berechnet werden. Bei Betrachtung der Messergebnisse in Anhang 11 fällt auf, dass die errechneten Wirkungsgrade deutlich unter den Erwartungen für den Wirkungsgrad einer PMSM liegen. Die Wirkungsgrade dieser Motorbauform liegen typischerweise bei Werten über 90% /BIND2-09/.

Selbst bei Nutzung des optimalen Winkeloffset von 280° konnte nur ein Wirkungsgrad von 0,54 bei einem Lastdrehmoment von 10 Nm im Test erreicht werden. Die Prüfprotokolle der genutzten Testmotoren, welche durch Messungen am bisherigen Prüfstand erstellt wurden, weisen Wirkungsgrade von ca. 0,66 bei Nenndrehmoment des Motors (16 Nm) nach. Diese liegen noch immer unter dem typischen Wirkungsgrad dieses Maschinentyps. Anhand der Ergebnisse für die ermittelten Wirkungsgrade des Motors M7316 ist daher von Fehlern bei der Leistungsmessung auszugehen. Dennoch ist auch hier der Einfluss des Winkeloffsets erkennbar. Während der Motor mit dem Winkeloffset von $316,2^\circ$ höhere elektrische Leistungen aufnimmt, um das pro Laststufe wirkende Drehmoment zu erreichen, fällt die Leistungsaufnahme für den optimalen Winkeloffset von 280° deutlich geringer aus. Aufgrund der beobachteten Messfehler sollen diese in Kapitel 7.3 gesondert betrachtet werden.

7.3 Bewertung der Messergebnisse und Fehleranalyse

Bei den bisherigen Messungen wurden sowohl bei der Winkeloffsetbestimmung als auch bei der späteren Leistungsmessung, welche parallel der Kennlinienbestimmung erfolgt, Messabweichungen beobachtet. Eine genauere Betrachtung dieser möglichen Messfehler soll daher Aufschluss über die Ursachen bieten, welche die Abweichung hervorrufen.

7.3.1 Messabweichungen bei der Ermittlung des Winkeloffset

Während der Ermittlung der Winkeloffsets der betrachteten Motoren wurde festgestellt, dass die neu ermittelten Winkel mehrere Grad von den am bisherigen Prüfstand ermittelten Werten abweichen. Durch die ebenso in Kapitel 7.1 angestellten Vergleiche konnte jedoch die Gültigkeit der neu ermittelten Werte insofern bestätigt werden, dass ein fortan effizienterer Betrieb des Motors aufgrund der Ergebnisse erzielt werden konnte. Die getesteten Motoren wiesen dabei eine jeweils geringere Stromaufnahme auf, als dies mit dem alten Winkeloffset bei jeweils gleichem Lastmoment möglich war. Somit trägt der aufgenommene Motorstrom stärker zur Drehmomentbildung bei als zuvor, da aufgrund des genauer bestimmten Winkeloffset-Wertes zumindest annähernd die erstrebte Phasengleichheit der Zeiger von Polradspannung und Statorstrom anhand des Zeigerbildes in Abbildung 28 erreicht werden konnte, wobei maximales Drehmoment vom Motor erzeugt wird. Insofern ist die Abweichung des neu ermittelten Winkeloffsets zum am bisherigen Prüfstand ermittelten Wert nicht als Fehler einzustufen.

Des Weiteren traten Abweichungen zwischen den Werten der Simulation und den mittels SPS ermittelten Winkeloffsets auf, welche beide auf der gleichen Implementierung des entwickelten PLL-Verfahrens beruhen. Die mittels SPS ermittelten Winkeloffsets waren dabei zwischen $5,23^\circ$ und $6,07^\circ$ kleiner, als der für den jeweils gleichen Motor ermittelte Winkeloffset aus der Simulation. Aufgrund des annähernd gleichbleibenden Betrags sowie des gleichen Vorzeichens dieser Messabweichung, ist zunächst von einer systematischen Messabweichung auszugehen, welche durch die Verarbeitung der Messwerte durch die SPS bedingt wird. Jedoch wurde beim Test des PLL-Algorithmus in der Simulation nur eine Messreihe pro Motor ausgewertet, wohingegen der SPS-Algorithmus mit zehn Messreihen getestet wurde. Um aussagefähigere Ergebnisse für einen Vergleich zwischen Simulation und SPS zu erhalten, sollten wie beim Test des SPS-Verfahrens mehrere Messreihen mittels der Simulation verarbeitet werden. Somit können mögliche Schwankungen um einen berechneten Mittelwert auch in der Simulation erfasst werden. Unterschiede in den Ergebnissen zwischen Simulation und SPS könnten somit besser erfasst werden, um diese bei Bedarf weiter zu analysieren. Um mögliche Fehler in der SPS Implementierung der PLL-Algorithmen zu untersuchen, wurden in einem Test beide PLL-Algorithmen mit demselben Eingangssignal versorgt. Die anschließende Ermittlung des Phasenversatzes der einzelnen Phasenwinkel, wie diese auch bei der Winkeloffsetbestimmung erfolgt, brachte ein konstantes Ergebnis von 0° hervor. Somit kann davon ausgegangen werden, dass beide PLL-Algorithmen in der Bearbeitung keinen zeitlichen Versatz zueinander aufweisen, welcher Einfluss auf den ermittelten Phasenwinkel der Signale hätte. Weitere Testmessungen konnten im Zuge der Thesis nicht durchgeführt werden, um die Genauigkeit der Winkelbestimmung zu analysieren. Eine weitere Möglichkeit zum Test der erreichbaren Winkelauflösung des implementierten Algorithmus besteht in der Nutzung eines Signalgenerators, welcher zwei Sinussignale bekannter Phasenverschiebung ausgibt, welche wiederum mit der SPS gemessen und ausgewertet werden können. Auf Grundlage der somit eindeutig bekannten Phasenlage der Signale zueinander können mögliche Abweichungen bei der Bestimmung der Phasenverschiebung mittels der implementierten PLL-Algorithmen genauer analysiert werden, als es im direkten Test mit den Motoren möglich war.

Dieser Test stellt somit einen weiteren aussagefähigen Vergleich dar, um die generelle Genauigkeit der SPS-PLL-Implementation auf Basis nahezu idealer Signale zu ermitteln, bevor die realen, störbehafteten Signale ausgewertet werden. Ebenso sind weitere Analysen anzustreben, welche die Ursache für die über alle Testmotoren nahezu konstante Abweichung des neu ermittelten Winkeloffset zum als optimal bestimmten Winkeloffset ermitteln. Sofern die Ursache der Abweichung ermittelt werden kann, kann im Weiteren das auf der SPS umgesetzte Verfahren der Winkeloffsetbestimmung erweitert werden. Somit soll eine automatisierte Ermittlung des optimalen Winkeloffset ermöglicht werden, da dieser in den im Zuge der Masterthesis umgesetzten Ergebnisanalysen nur manuell durch Vergleichsmessungen bestimmt werden konnte.

Abschließend kann aufgrund der ermittelten Ergebnisse von der korrekten Funktion des umgesetzten PLL-Verfahrens zur Winkeloffsetbestimmung ausgegangen werden. Die im Testaufbau erzielten Messwerte bestätigen die in der Simulation erzielten Ergebnisse. Zudem konnte ein verbessertes Betriebsverhalten der Motoren anhand der aufgenommenen Kennlinien, bedingt durch die neu ermittelten Winkeloffsets, nachgewiesen werden.

7.3.2 Messabweichungen bei der Ermittlung der elektrischen Leistung

Bei der Messung der vom Motor aufgenommenen, elektrischen Wirkleistung wurden hohe Leistungsmesswerte erfasst, woraufhin die anschließende Wirkungsgradbestimmung zu Ergebnissen führte, welche auf eine fehlerhafte Leistungsbestimmung hinweisen. Eine anschließende Wirkungsgradbildung erzeugte Ergebnisse, welche für die verwendete Motorbauform unerwartet niedrig ausfielen. Typische Werte für PMSM liegen nach /BIND2-09/ bei 90% und höher.

Zur besseren Einschätzung der aufgetretenen Messfehler wurde wiederholt eine Kennlinien- und Leistungsbestimmung des Motors bei voreingestelltem Winkeloffset von 280° durchgeführt. Dabei wurde parallel die vom Wechselrichter des Prüflings aufgenommene Leistung im Gleichspannungszwischenkreis mittels externer Spannungs- und Strommessgeräte ermittelt. Der Messwert entspricht somit der Gesamtleistung von Prüflingsmotor und Wechselrichter. Die ermittelten Leistungswerte zeigt Tabelle 20 im Vergleich zu den mit diesem Winkeloffset erreichten Leistungswerten, welche durch den integrierten Messaufbau pro Laststufe erfasst wurden (aus Anhang 11 der Thesis) Der Motor befand sich bei diesem Versuch im Rechtslauf.

Drehmoment Laststufe [Nm]	0,38	5	10	15	20	25
Ermittelte Wirkleistung des Motors [W]	119,79	217,27	373,19	518,36	670,11	809,64
Ermittelte Wirkleistung im Zwischenkreis [W]	95,76	184,15	325,04	458,50	606,04	748,90

Tabelle 20: Vergleichsmessung Leistungen Motor M7316

Die Betrachtung der Messwerte in Tabelle 20 beweist eindeutig, dass die über die SPS bestimmten Leistungswerte des Testmotors M7316 deutlich zu hoch sind, als die tatsächlich vom Motor aufgenommene Leistung. Die Messung der vom Wechselrichter aufgenommenen Leistung erbrachte dabei niedrigere Leistungswerte als die Messung direkt am Motor. Die vom Motor aufgenommene Leistung muss jedoch kleiner sein, als die des Gesamtantriebs (Motor + Wechselrichter), wenn man den Wirkungsgrad des Wechselrichters berücksichtigt. Da dies hier nicht der Fall ist, wird von einer zu hohen, bestimmten Motorleistung ausgegangen.

Zur weiteren Analyse wurde der Programmablauf auf mögliche Fehler in der Leistungsberechnung überprüft. Die korrekte Zuordnung der Messwerte der ermittelten Sternpunktspannungen und Leiterströme zu deren Messkanälen konnte bestätigt werden. Ebenso wurden die zur Leistungsberechnung notwendigen Außenleiterspannungen anhand (19) korrekt rekonstruiert. Weitere Auffälligkeiten im Programmablauf oder Fehler im Messaufbau konnten bisher nicht ermittelt werden. Im Anschluss wurden weitere Vergleichsmessungen durchgeführt, wobei die Ausgangssignale der einzelnen Filter aufgenommen wurden. Zum Vergleich wurden die Messwerte zum einen mittels SPS und zum anderen mittels Oszilloskop am selben Tiefpassfilter gemessen. Für die Messung mittels Oszilloskop wurde ein Widerstand von 180 k Ω an den Ausgängen der Tiefpassfilter angeschlossen, um den Eingangswiderstand der SPS-Analogeingangsmodule zu simulieren. Bei diesen Vergleichsmessungen zeigten beide Messmethoden die gleichen Ergebnisse, womit die korrekte Messwertermittlung mittels SPS bestätigt werden kann.

Ein starker Einfluss der für die Tiefpassfilter gewählten Bauelemente aufgrund ihrer Bauteiltoleranzen kann ebenfalls ausgeschlossen werden. Die Tiefpassfilter wurden bewusst mit gleichen Bauteilgrößen und Toleranzen ausgelegt, um unterschiedliche Beeinflussungen der Filter auf die Messsignale zu vermeiden. Hierzu wurden der Betrag der Übertragungsfunktion sowie die vom Filter hervorgerufene Phasenverschiebung für die minimal und maximal möglichen Bauteilgrößen berechnet. Die Bauteilgrößen des einzelnen Tiefpassfilters entsprechen $R = 270 \text{ k}\Omega$ 1%, $C = 1 \text{ nF}$ 10% und der durch das Analogeingangsmodule bedingte Lastwiderstand beträgt $180 \text{ k}\Omega$. Die Grenzwerte des Betrags der Übertragungsfunktion und der Phasenverschiebung können erreicht werden, indem die toleranzbehafteten Bauteilgrößen jeweils beide minimal oder maximal sind. Die somit ermittelten Ergebnisse der Berechnungen enthält Tabelle 21 am Beispiel des Motors AEC140/54. Die Signalfrequenzen entsprechen den ermittelten Werten aus Tabelle 17. Die Übertragungsfunktion wurde für die Betrachtung auf das Ausgangssignal des Filters normiert /MIET-26/.

	$R = 267,3 \text{ k}\Omega ; C = 0,9 \text{ nF};$ $R_L = 180 \text{ k}\Omega$		$R = 272,7 \text{ k}\Omega ; C = 1,1 \text{ nF};$ $R_L = 180 \text{ k}\Omega$	
	$f_{\text{Signal}} = 1 \text{ Hz}$	$f_{\text{Signal}} = 69,67 \text{ Hz}$	$f_{\text{Signal}} = 1 \text{ Hz}$	$f_{\text{Signal}} = 69,67 \text{ Hz}$
$ H(j\omega) $	$\approx 0,402$	$\approx 0,402$	$\approx 0,398$	$\approx 0,397$
φ	$\approx -0,035^\circ$	$\approx -2,427^\circ$	$\approx -0,043^\circ$	$\approx -2,987^\circ$

Tabelle 21: Einfluss der Bauteiltoleranzen auf die Filtereigenschaften

Auf Basis der in Tabelle 21 ermittelten Werte, können nun die toleranzbedingten, möglichen Messfehler in Form des relativen Fehlers berechnet werden. Zunächst wird der Amplitudenfehler betrachtet, welcher durch die Abweichung des Betrags der Übertragungsfunktion hervorgerufen wird:

$$F_{\text{rel}} = \frac{F_{\text{abs}}}{X_W} = \frac{X_M - X_W}{X_W} \quad (28)$$

Der Wert des gemessenen/ermittelten Fehlers X_M wurde zunächst für den Fall der minimalen Bauteilgrößen anhand Tabelle 21 gewählt und entspricht dabei $X_M = 0,402$. Der angenommene, wahre Wert X_W entspricht der Filterverstärkung, welche im Zuge der Filterentwicklung in Kapitel 6.2 ermittelt wurde und beträgt $X_W = 0,4$.

Durch Einsetzen der Werte in **(28)** erhält man einen relativen Messfehler von 0,005 bzw. 0,5%. Ein Einsetzen des ermittelten Verstärkungsfaktors von 0,397 für X_M bei Annahme der maximalen Bauteilgrößen erzeugt einen relativen Fehler von $-0,0075$ bzw. $-0,75\%$. Somit kann ein relativer Amplitudenfehler zwischen $0,5\%$ und $-0,75\%$ vom wahren Messwert pro Tiefpassfilter erwartet werden. Ein möglicher Einfluss der vom Filter verursachten Phasenverschiebung konnte wie folgt ermittelt werden. Die maximale Phasenverschiebung beträgt dabei $|\varphi| = 2,987^\circ$. Die Phasenverschiebung lässt sich grundsätzlich auf Basis der bekannten Signalparameter wie folgt berechnen:

$$\varphi = 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{Signal}} \cdot \Delta t \cdot \frac{180^\circ}{\pi} \quad (29)$$

Durch Umstellung der Gleichung kann die durch den Phasenwinkel verursachte, zeitliche Phasendifferenz Δt zwischen Ein- und Ausgangssignal des Filters ermittelt werden:

$$\Delta t = \frac{\varphi}{2 \cdot f_{\text{Signal}} \cdot 180^\circ} = \frac{2,987^\circ}{2 \cdot 69,67 \text{ Hz} \cdot 180^\circ} \approx 119,1 \mu\text{s}$$

Die ermittelte, maximale zeitliche Phasendifferenz von $119,1 \mu\text{s}$ liegt noch innerhalb der bei der Leistungsbestimmung genutzten Zykluszeit von $250 \mu\text{s}$, in welcher die Messwerte abgetastet werden. Dadurch hat diese Verzögerung keinen Einfluss auf das von der SPS abgetastete Signal, da somit eine Verzögerung zwischen den Messkanälen ohnehin nicht erfasst wird.

Somit konnte der mögliche Messfehler durch die einzelnen Tiefpässe bestimmt werden. Der Einfluss des Einzelfehlers auf die gemessene Wirkleistung kann durch Betrachtung der angewendeten Gleichung zur Leistungsberechnung **(20)** bestimmt werden. Dabei werden die Einzelleistungen der Motorwicklungsstränge bestimmt und zur Gesamtleistung addiert. Da die Messgrößen der Leiterspannung und des Leiterstroms zur Bestimmung der jeweiligen Strangleistung multipliziert werden müssen, dürfen im Sinne der Fehlerfortpflanzung nach /SCHO2-24/ die relativen Einzelfehler addiert werden. Somit ergibt sich ein relativer Fehler der ermittelten Leistung pro Wicklungsstrang von 1% bis $-1,5\%$. Um im Anschluss den Gesamtfehler der Wirkleistung des Motors zu bestimmen, müssen die absoluten Einzelfehler nach /SCHO2-24/ der jeweils ermittelten Strangleistung addiert werden. Dafür werden konkrete Leistungsmesswerte benötigt. Im Sinne von **(28)** müsste dazu jedoch der angenommene wahre Messwert X_W der Strangleistung bekannt sein, welcher sich aus den hier dargestellten Messwerten nicht ermitteln lässt /SCHO2-24/.

Eine Beispielrechnung mit den Kennwerten $P_{\text{Strang}} = 150\text{W}$ als wahren Messwert und den oben genannten relativen Fehlern ergibt einen absoluten Messfehler pro Strang von.:

$$F_{\text{abs Strang,max}} = F_{\text{rel}} \times X_W = 0,01 \times 150\text{W} = 1,5\text{W}$$

$$F_{\text{abs Strang,min}} = F_{\text{rel}} \times X_W = -0,015 \times 150\text{W} = -2,25\text{W}$$

Daraus ergäbe sich ein Gesamtfehler von:

$$F_{\text{abs,max}} = 3 \times 1,5\text{W} = 4,5\text{W}$$

$$F_{\text{abs,min}} = 3 \times -2,25\text{W} = -6,75\text{W}$$

Anhand der ermittelten Fehler würde sich bei einer gemessenen Wirkleistung des Motors von 450W ein Fehler zwischen $-6,75\text{W}$ und $4,5\text{W}$ ergeben. Die gewählte Strangleistung von ca. 150W konnte aus einem bestehenden Messprotokoll des Motors M7316 angenähert werden und entspricht der Leistung, welche der Motor bei Nennmoment aufnimmt. Anhand des Ergebnisses des absoluten Messfehlers lässt sich abschätzen, dass der Einfluss der Tiefpässe auf das Messergebnis der Wirkleistung gering ausfällt.

Weitere Vergleichsmessungen und Fehlerbetrachtungen konnten im Rahmen der Thesis nicht durchgeführt werden. Über den Umfang der Thesis hinaus muss durch weitere Tests der tatsächliche Messfehler, besonders auch dessen Ursache, ermittelt werden. Abschließend dazu fasst Kapitel 8 im Folgenden das Ergebnis der Masterthesis zusammen und gibt einen Ausblick auf im Anschluss umzusetzende Maßnahmen.

8 Zusammenfassung und Ausblick

Abschließend kann festgehalten werden, dass mit den Ausführungen im Masterprojekt ein erster Entwicklungsstand des neuen Motorprüfstand entwickelt werden konnte, mit dem eine vereinfachte Überprüfung der korrekten Funktion der Motoren im Sinne einer Serienprüfung ermöglicht werden kann. Zuerst wurde ein Konzept für einen neuen Motorprüfstand entwickelt, welches unter Beachtung der vom Auftraggeber BELDRIVE genannten Anforderungen im späteren Verlauf umgesetzt werden konnte. Das Konzept enthält die notwendigen Hardwareressourcen, um die angestrebten Prüfverfahren der Winkeloffsetbestimmung sowie die Aufnahme der Grenzkennlinien mit einfachen Mitteln realisieren zu können. In Vorbereitung eines Simulationsmodells erfolgte in Kapitel 3 die Betrachtung einiger relevanter Grundlagen der zu prüfenden permanenterregten Synchronmotoren. Auf dieser Basis konnte ein Simulationsmodell für den Synchronmotor im Leerlauf entwickelt werden, welche die zur Winkeloffsetbestimmung notwendigen Messsignale des realen Motors nachbildet. Auf Grundlage des Modells konnte anschließend ein Verfahren für die Ermittlung des motorspezifischen Winkeloffsets entwickelt werden. Dabei wurden in Kapitel 4 verschiedene Verfahren zur Phasenwinkelermittlung auf Grundlage der Modellsimulation umgesetzt und getestet. Ebenso konnte auf Basis realer Messdaten der im Projekt zur Verfügung stehenden Motoren ein weiterführender Vergleich der Verfahren erfolgen. Dabei stellte sich heraus, dass die Nutzung des implementierten SOGI-PLL-Algorithmus Vorteile für die geplante Winkeloffsetbestimmung auf der SPS bietet, welche sich durch die Aspekte der erzielten Winkelauflösung, der Speichereffizienz sowie der kurzen Messdauer zeigten.

Für die im Anschluss an die Winkeloffsetbestimmung erfolgende Aufnahme der Grenzkennlinien der Prüflingsmotoren, wurde in Kapitel 5 zunächst der Einfluss des Winkeloffsets auf die Drehmomentbildung der untersuchten Motoren betrachtet. Hier wurde ebenso näher auf die zu erfassenden Kennlinien eingegangen. Kapitel 6 befasste sich im Anschluss mit dem Aufbau des neu entstehenden Motorprüfstands. Ein wesentlicher Punkt hierbei war die notwendige Signalaufbereitung der zu messenden Signale zur Winkeloffsetbestimmung, sowie zur Umsetzung einer Wirkleistungsmessung, welche parallel der Erfassung der Grenzkennlinien erfolgt. Hierbei konnten die Messsignale mittels simpler Schaltungsaufbauten zweckdienlich an die Anforderungen der eingesetzten SPS als Messmittel angepasst werden.

Ebenso wurde dabei auf den Aufbau des implementierten SPS-Programmes eingegangen, durch welchen der Ablauf der beiden umgesetzten Messabläufe beschrieben wurde.

Kapitel 7 stellte zuletzt die erzielten Messergebnisse der Testmessungen am neuen Motorprüfstand dar. In der Umsetzung des PLL-Verfahrens auf der SPS und der damit einhergehenden Aufnahme der dargestellten Messreihen, konnten wiederholbare Messergebnisse des Winkeloffsets erreicht werden. Ein dabei geführter, direkter Vergleich des Motorverhaltens auf Basis der neu ermittelten Winkeloffsets und der am bisherigen Prüfstand ermittelten Werte, konnte dann die Gültigkeit der Messergebnisse am neu errichteten Motorprüfstand belegen. Die neu ermittelten Werte trugen dabei zu einer effizienteren Drehmomentbildung der Motoren bei, wobei ebenso ein verbessertes, symmetrisches Verhalten der Motoren in beiden Drehrichtungen erreicht werden konnte. Im Anschluss an das Masterprojekt sind weitere Untersuchungen geplant, welche die Ursache für den ermittelten, scheinbar optimalen Winkeloffset, begründen sollen. Dies bietet möglicherweise die Grundlage einer noch besseren Ausnutzung des Motors, um eine Leistungssteigerung oder Wirkungsgradoptimierung durchführen zu können.

Im Zuge der ebenfalls in Kapitel 7 dargestellten Messergebnisse zur Bestimmung der Grenzkennlinien der Prüfmotoren konnten wichtige Messwerte erfasst werden, welche weiterführend die Einflüsse der neu ermittelten Winkeloffsetwerte geben. Darüber hinaus wurden damit die notwendigen Kennwerte erfasst, welche zur Abschätzung möglicher Betriebspunkte aus Sicht des Nutzers der Motoren dienen. Die parallel dabei erfolgende Wirkleistungsmessung konnte nicht vollständig umgesetzt werden, da eine weiterführende Validierung der Messergebnisse durch Vergleichsmessungen mittels geeigneter Leistungsmessgeräte im Rahmen der Thesis nicht umgesetzt werden konnte. Die Prüfung der Motoren ist im Sinne der Winkeloffsetbestimmung sowie der Kennlinien-Ermittlung dennoch durchführbar, jedoch ohne belastbare Messergebnisse der dabei vom Prüfling aufgenommenen Leistung. Somit ist im Anschluss eine Validierung der Leistungsmessung geplant, um fortan auch hierbei aussagefähige Messergebnisse zu erhalten. Somit kann festgehalten werden, dass das Ziel eines ersten Entwicklungsstandes, zur Erweiterung zu einem vollumfänglichen Serienprüfstand, in den Ausführungen der Masterthesis erreicht werden konnte. Dieser kann fortan durch weitere Validierungsschritte, die Entwicklung einer Bedieneroberfläche sowie der automatisierten Messdatenausgabe weiterentwickelt werden.

Quellenverzeichnis

- /BELD-16/ Beldrive Engineering GmbH: Antrieblösungen für Montage- und Logistikprozesse, Produktkatalog, Chemnitz, 2016
- /BIND-20/ Binder, Andreas Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c.: M9: Permanentmagnet-Synchronservomotor, Versuchsanleitung, TU Darmstadt, 2020
- /BIND3-14/ Binder, Andreas Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c.: Analytische Auslegung der fremderregten Synchronmaschine, Vorlesungsskript, TU Darmstadt, 2014
- /PERA-06/ Perassi, Héctor D.: Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine ohne Lagegeber für den gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand, Dissertation, TU Ilmenau, 2006
- /KLEI-25/ Kleimaier, Alexander Prof. Dr.-Ing.: Elektrische Antriebe Master, Kapitel 6-7-8: Feldorientierte Vektorregelung, Hochschule Landshut, 2025
- /SIEM-26/ Siemens AG: Datenblatt 6ES7134-6HB00-0DA1, <https://sieportal.siemens.com/de-de/products-services/detail/6ES7134-6HB00-0DA1?tree=CatalogTree#overview>, 08.03.2026
- /JANK-25/ Janke, Jesse: Digitale Signalverarbeitung – Belegaufgabe Wintersemester 2024/2025, Belegarbeit, Westsächsische Hochschule Zwickau, 2025
- /YANG-22/ Yang Liu, Dr.-Ing.: Signalverarbeitung bei Self-mixing Interferometrie Signalen zur Rotationsgeschwindigkeitsmessung mit Hilfe von Korrelationsfunktionen, Dissertation, TU München, 2022
- /HULA-24/ Hulatt, Lily; Freitas, Gabriel: Kreuzkorrelation, <https://www.studysmarter.de/studium/ingenieurwissenschaften/elektrotechnik/kreuzkorrelation/>, 08.03.2026
- /SCHI-16/ Schiel, Florian: Einführung in die Signalverarbeitung Phonetik und Sprachverarbeitung, 2. Fachsemester, Block Sprachtechnologie I, Vorlesungsskript, LMU München, 2016
- /TUBE-25/ Rathke, B.; Menzel, T.; Neumann, A.: Phase Locked Loop (PLL), TU Berlin, <https://kn-pr.tkn.tu-berlin.de/script/html/BlockB/add/pll.php>, 29.12.2025
- /CIOB-06/ Ciobotaru, Mihai; Teodorescu, Remus; Blaabjerg, Frede: A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator, Universität Aalborg, 2006
- /MICO-26/ miControl GmbH: Datenblatt Antriebsregler mcDSA-F17, https://www.micontrol.de/mc_files/datasheets/DataSheet_mcDSA-F17-UL-STO_de.pdf, 08.03.2026
- /SIEM2-26/ Siemens AG: Datenblatt 6ES7134-6FB00-0BA1, <https://sieportal.siemens.com/de-de/products-services/detail/6ES7134-6FB00-0BA1?tree=CatalogTree>, 08.03.2026
- /MIET-26/ Mietke, Detlef: Verhalten belasteter passiver RC-Pässe, https://www.elektroniktutor.de/analogtechnik/rc_pass.html, 08.03.2026

- /SCHO-24/ Schondelmaier, Gianina Prof. Dr. rer. nat.: Elektrische Messtechnik – Kapitel 4 -Analoges Messen elektrischer Größen – Messung von Wechselgrößen, Vorlesungsskript, Westsächsische Hochschule Zwickau, 2024
- /ANGE-13/ Angerbauer, Roland: Regelung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen, Masterarbeit, TU Graz, 2013
- /LEMI-26/ LEM International SA, Datenblatt Current Transducer HY 5 ... 25-P series,
https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/hy_5_25-p.pdf, 08.03.2026
- /BIND2-09/ Binder, Andreas Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c.: Technische Optimierungspotentiale bei elektrischen Antriebssystemen, Vorlesungsskript, TU Darmstadt, 2009
- /SCHO2-24/ Schondelmaier, Gianina Prof. Dr. rer. nat.: Elektrische Messtechnik – Kapitel 2 -Messfehler, Vorlesungsskript, Westsächsische Hochschule Zwickau, 2024

Anlagenverzeichnis

Anlage 1	Algorithmus Winkeloffset - Extrempunkte	1 Seite
Anlage 2	Modellerweiterung um Bandpassfilter	1 Seite
Anlage 3	Quellcode des zeitdiskreten Bandpassfilters	1 Seite
Anlage 4	Algorithmus -Winkeloffset - Kreuzkorrelation	1 Seite
Anlage 5	Modellvariante mit PLL-Regelkreisen	1 Seite
Anlage 6	Subsystem PLL-Regelkreise	1 Seite
Anlage 7	Modellvariante mit realen Messdaten, PLL-Erweiterung	1 Seite
Anlage 8	Kennlinien Motor-Nr. M7316	1 Seite
Anlage 9	Skripte zur Berechnung der Polradspannung	1 Seite
Anlage 10	Quellcode SOGI-PLL, SPS-Implementierung	1 Seite
Anlage 11	Messergebnisse zur Kennlinienbestimmung	2 Seiten
Anlage 12	Kennliniendarstellung der Messergebnisse	2 Seiten
Anlage 13	Programmablaufplan Motorprüfung, Gesamtablauf	1 Seite
Anlage 14	Messergebnisse Vergleichsmessungen Winkeloffset, komplett	3 Seiten

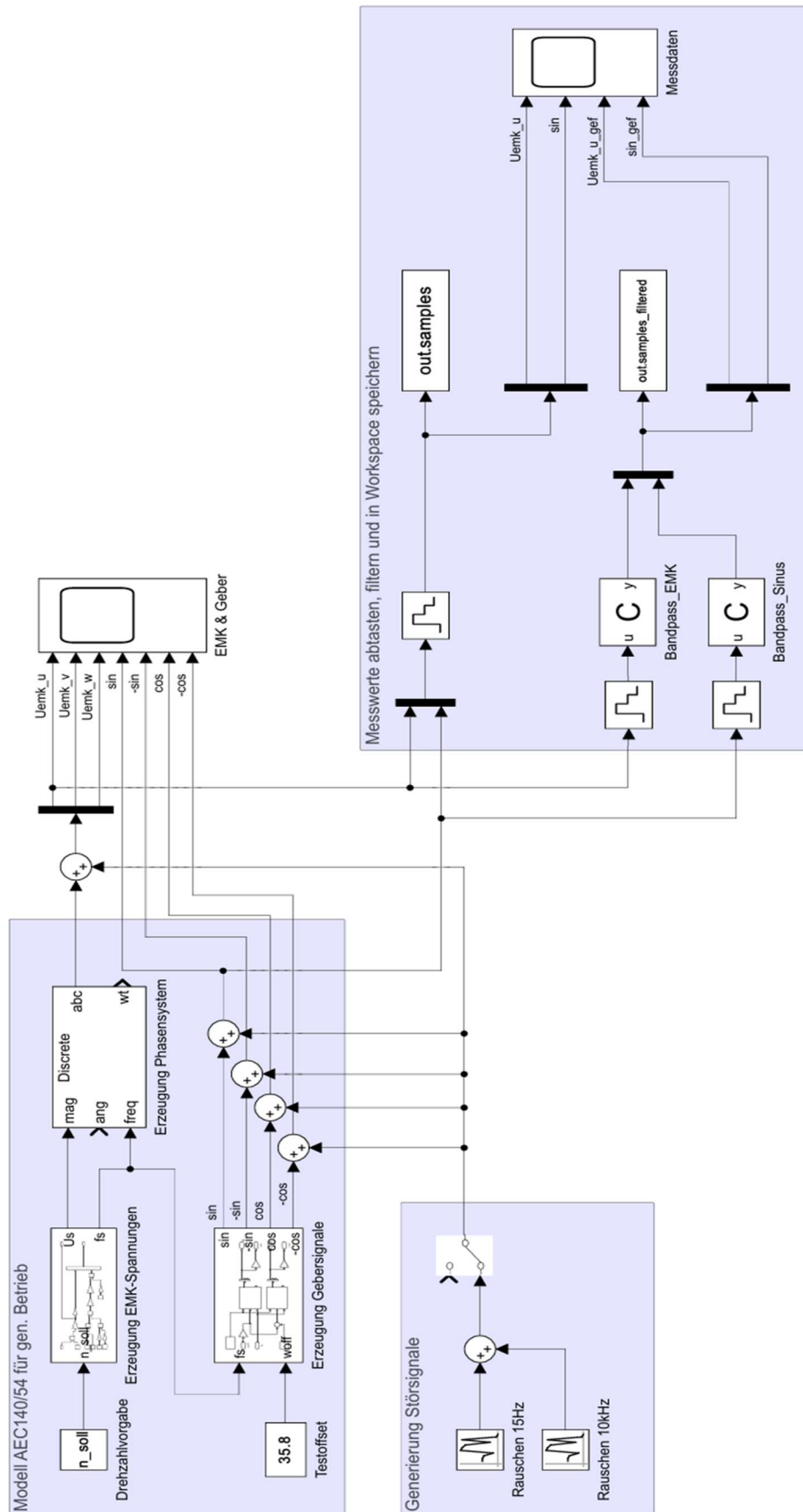
Anlage 1: Algorithmus Winkeloffset – Extrempunkte

```

1 %Winkeloffsetbestimmung durch direkte Messung der Phasendifferenz
2 %-----
3 emk = [0,0]; %Zeit, Messwert
4 sin = [0,0]; %Zeit, Messwert
5 emk_max = [0,0];
6 sin_max = [0,0];
7 dimension = size(out.samples.signals.values);
8 zeilen = dimension(1);
9 j = 1;
10 z = 1;
11
12 %Messwerte zusammen mit Abtastzeitpunkt in getrennte Arrays speichern
13 for i = 1:zeilen
14     emk(j,1) = out.samples.time(i,1); %Zeit
15     emk(j,2) = out.samples.signals.values(i,1); %EMK-U
16     sin(j,1) = out.samples.time(i,1); %Zeit
17     sin(j,2) = out.samples.signals.values(i,2); %Geber-sin
18     j=j+1;
19 end
20
21 %Maxima und Minima der Messreihen identifizieren
22 emk_ismax = islocalmax(emk);
23 sin_ismax = islocalmax(sin);
24
25 %Zeitpunkte der Maxima speichern
26 for j = 1:zeilen
27     if emk_ismax(j,2) == 1
28         emk_max(z) = emk(j,1);
29         z=z+1;
30     end
31 end
32 z=1;
33 for j = 1:zeilen
34     if sin_ismax(j,2) == 1
35         sin_max(z) = sin(j,1);
36         z=z+1;
37     end
38 end
39
40 %Maxima anpassen, sodass EMK immer voreilt
41 if emk_max(1) > sin_max(1)
42     %Erstes Element aus sin-Maxima löschen, weil voreilt
43     sin_max = sin_max(sin_max ~= sin_max(1));
44     korr = 1;
45 end
46
47 %Länge emk_max auf sin_max anpassen
48 emk_max = trimdata(emk_max, length(sin_max));
49
50 %Zeitpunkte von sin von emk abziehen = Phasendifferenz in Mikrosekunden
51 diff = emk_max-(sin_max);
52
53 %Winkeloffsets bestimmen für jede Phasendifferenz
54 frequency = (100/60)*19;
55 angles = ((2*pi*frequency*diff)*180)/pi;
56
57 %Winkeloffset als Mittelwert aller Messwerte
58 Woff = abs(mean(angles));

```

Anlage 2: Modellerweiterung um Bandpassfilter



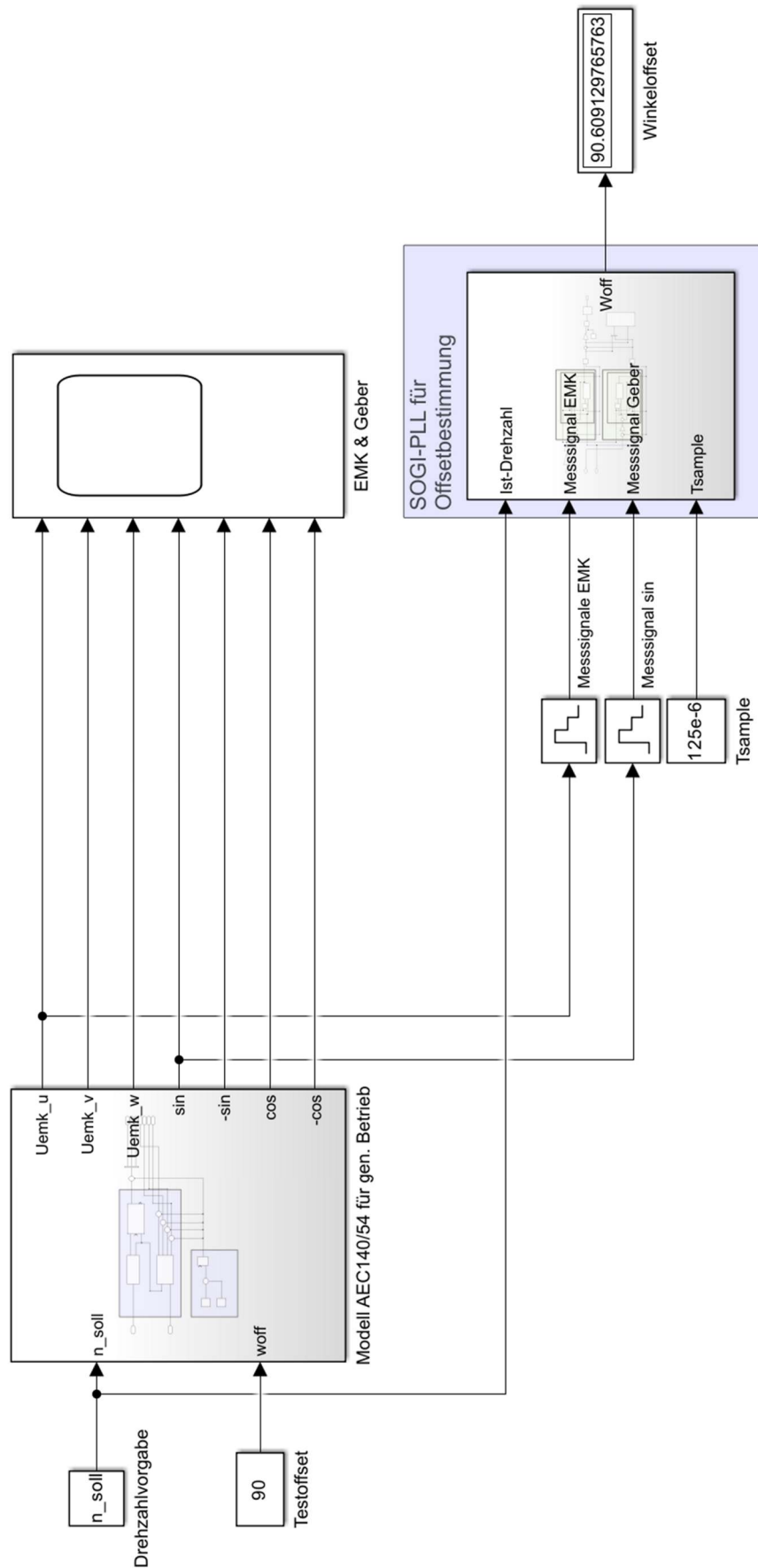
Anlage 3: Quellcode des zeitdiskreten Bandpassfilters

```
{  
// - f0 (Mittenfrequenz des Filters in Hz)  
// - D (Daempfung des Filters)  
// - Tsample (Abtastzeit).  
  
T_ = 2*3.14159265*f0*Tsampl  
  
float nenner = ((T_*T_*T_)+(4.0*D*T_*T_)+(4.0*T_));  
  
float b0 = (4.0*D*T_*T_)/(nenner);  
float b1 = b0;  
float b2 = b0;  
float b3 = b0;  
float a1 = ((3.0*T_*T_*T_)+(4.0*D*T_*T_)-(4.0*T_))/(nenner);  
float a2 = ((3.0*T_*T_*T_)-(4.0*D*T_*T_)-(4.0*T_))/(nenner);  
float a3 = ((T_*T_*T_)-(4.0*D*T_*T_)+(4.0*T_))/(nenner);  
  
y = (u*b0)+(u_alt1*b1)-(u_alt2*b2)-(u_alt3*b3)-(y_alt1*a1)-(y_alt2*a2)-(y_alt3*a3);  
  
u_alt3 = u_alt2;  
u_alt2 = u_alt1;  
u_alt1 = u;  
y_alt3 = y_alt2;  
y_alt2 = y_alt1;  
y_alt1 = y;  
}
```

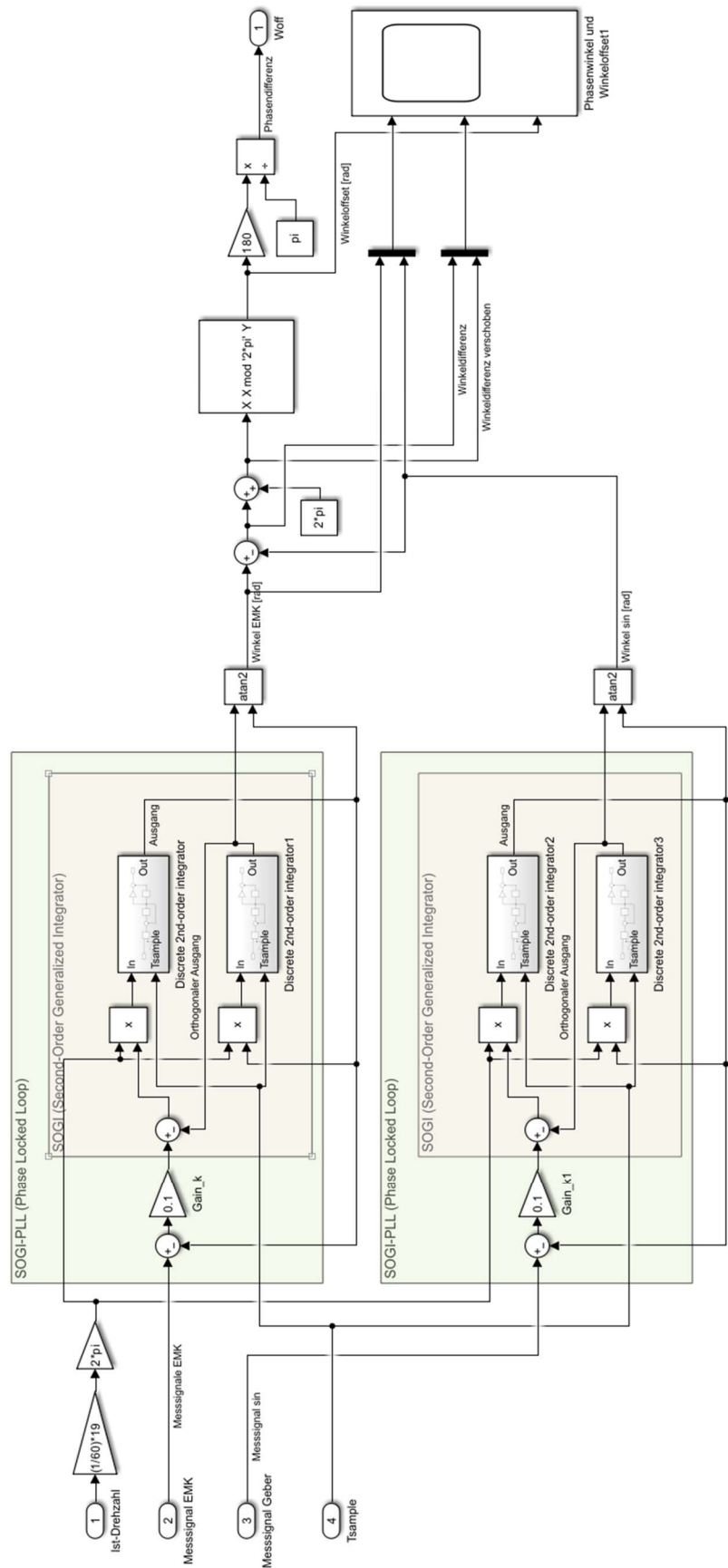
Anlage 4: Algorithmus Winkeloffset – Kreuzkorrelation

```
1  Fs = 8000;           % Abtastfrequenz
2  Ts = 1/Fs;           % Abtastintervall
3  L = 8000;            % Länge des Samples
4  Tstart = 1;          % Startzeitpunkt für Messdatenverarbeitung
5  emk = (0);           % Messwerte
6  sin = (0);           % Messwerte
7
8  %Messwerte zusammen mit Abtastzeitpunkt in getrennte Arrays speichern
9  j = 1;
10 for i = Tstart:(Tstart+L)-1
11     emk(j) = out.samples_filtered.signals.values(i,1); %EMK-U
12     sin(j) = out.samples_filtered.signals.values(i,2); %Geber-sin
13     j=j+1;
14 end
15
16 %Ergebnisvektor erzeugen und Länge bestimmen
17 corr_len = 2 * L - 1;
18 corr = zeros(1, corr_len);
19
20 %Kreuzkorrelation mittels Schleife berechnen
21 for i = 1:corr_len
22
23     % Verschiebung berechnen
24     lag = i - L;
25     akt_sum = 0;
26
27     for j = 1:L
28
29         % Bestimmen des korrespondierenden Index in y
30         % Wenn emk an Stelle j ist, muss sin um 'lag' verschoben betrachtet werden
31         k = j + lag;
32
33         % Prüfen, ob k innerhalb der Grenzen von sin liegt
34         % --> Überlappung --> Berechnung durchführen
35         if (k >= 1) && (k <= L)
36             akt_sum = akt_sum + (emk(j) * sin(k));
37         end
38     end
39     corr(i) = akt_sum;
40 end
41
42 %Bestimmung der stärksten Korrelation, dazugehörige Verschiebung speichern
43 lags = -(L-1):(L-1);
44 maxlag = 0;
45 max = 0;
46 for i=1:(length(corr))
47     if abs(corr(i)) > max
48         maxlag = lags(i);
49         max = corr(i);
50     end
51 end
52
53 %Winkeloffset berechnen
54 woff = (2*pi*((100/60)*19)*(maxlag*Ts)*180)/pi;
55
56 %Winkeloffset korrigieren
57 if woff < 0
58     woff = woff+360;
59 end
```

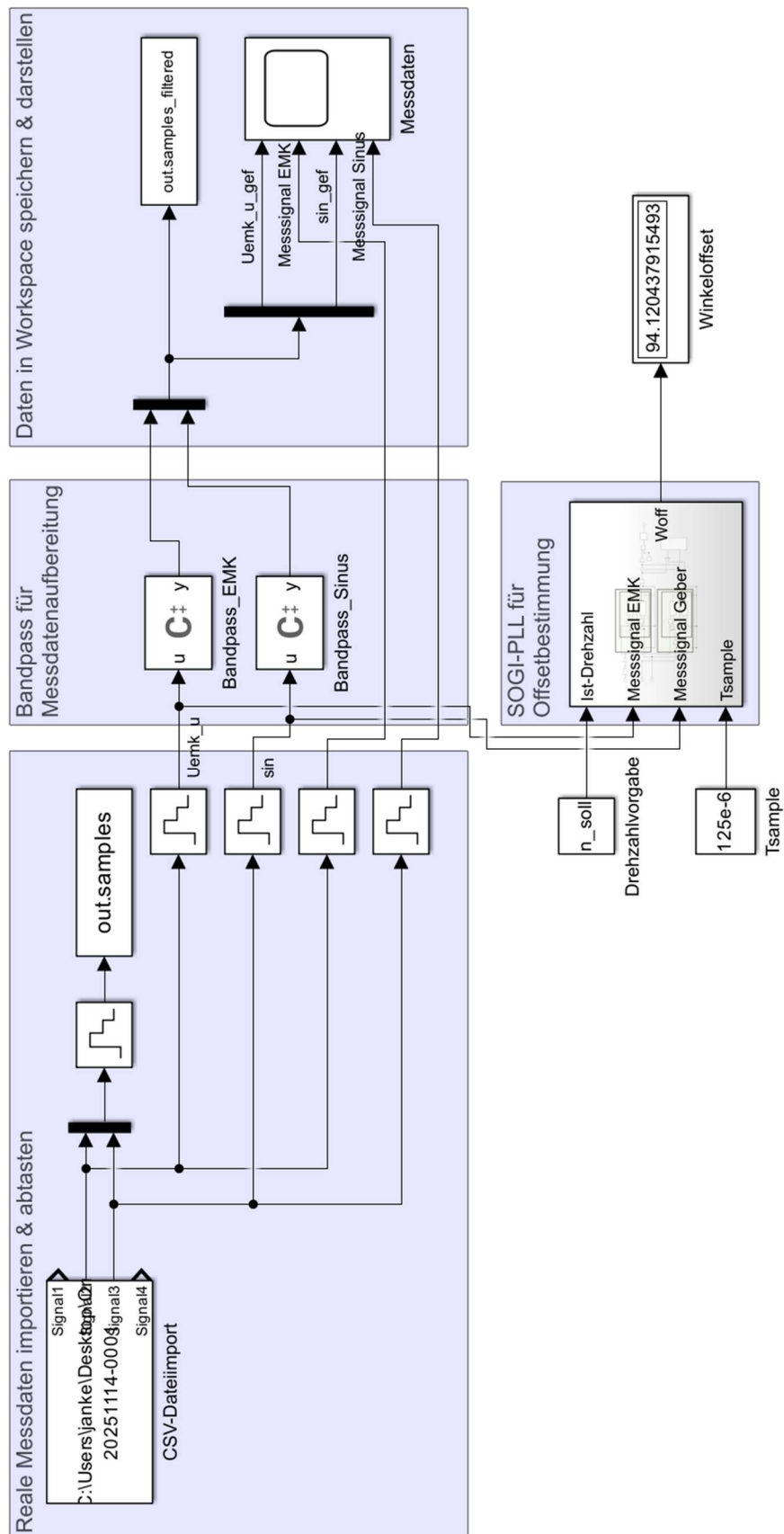
Anlage 5: Modellvariante mit PLL-Regelkreisen



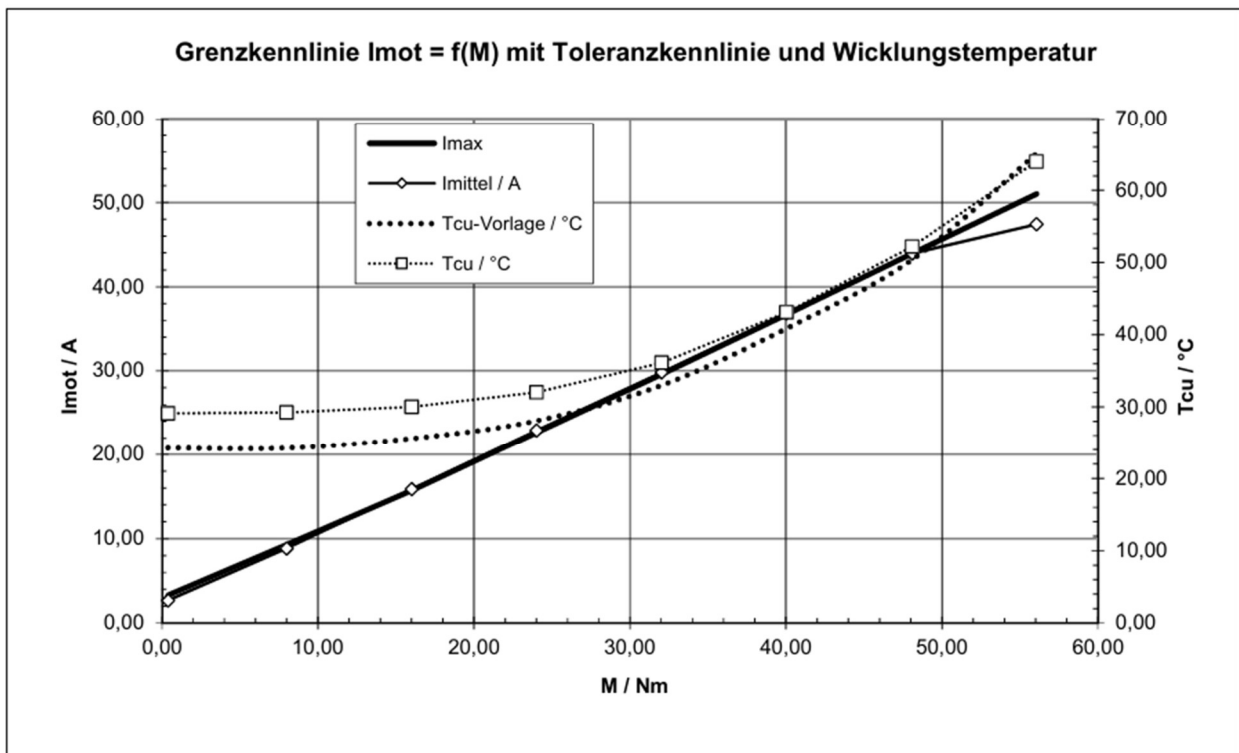
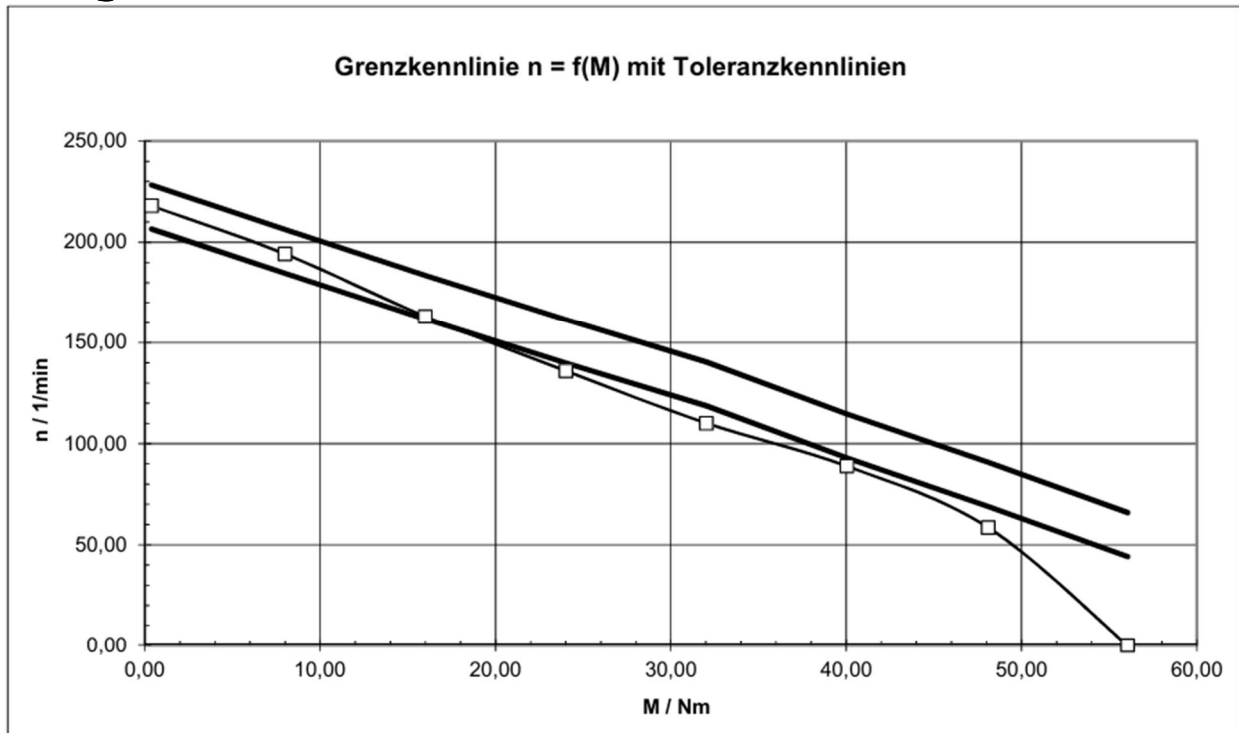
Anlage 6: Subsystem PLL-Regelkreise



Anlage 7: Modellvariante mit realen Messdaten, PLL-Erweiterung



Anlage 8: Kennlinien Motor-Nr. M7316



Anlage 9: Skripte zur Berechnung der Polradspannung

%Berechnung der EMK-Spannung (Leerlauf) aufgrund Drehzahlvorgabe
%für AEC140/54

```
n_syn = 220;
m = 3;
z = 36;
p_stator = z/m;
p_rotor = 19;
w = 11;
a = 3.158;
f_s = (n_syn / 60)*p_rotor;
w_s = 2*pi*f_s;
Ns = p_stator*w;
k_ws = (z*cos((a/180)*pi))/z;
D = 142.857/1000;
Tau_p = ((D*pi)/(2*p_rotor));
l_Fe = 54/1000;
B_spitze = 1.028;
Phi_p = (2/pi)*Tau_p*l_Fe*B_spitze;
Psi_p = Ns*k_ws*Phi_p;
```

%Ergebnis

```
Us_S = w_s*Psi_p;
Us_eff = (Us_S/(sqrt(2)));
Us_SS = 2*Us_S;
```

```
%Synchrondrehzahl = Rotordrehzahl [1/min]
%Strangzahl
%Anzahl Statorpole
%Polzahl pro Strang
%Polpaarzahl Rotor
%Windungszahl pro Pol
%Schrägungswinkel Wicklung [°]
%Statorfrequenz [1/s]
%Synchronkreisfrequenz [rad/s]
%Windungszahl pro Strang
%Wicklungsfaktor für v=1
%Luftspaltdurchmesser [m]
%Polbreite [m]
%Eisenlänge --> Höhe Blechpaket? [m]
%Spitzenwert der Luftspaltflusssdichte [T]
%magn. Fluss der Grundwelle pro Pol [Wb] = [Vs]
%Scheitelwert der Flussverkettung [Vs]
```

```
%Leerlaufspannung pro Strang (Spitzenwert) [V]
%Leerlaufspannung pro Strang (Effektivwert) [V]
%Leerlaufspannung pro Strang (Spitze-Spitze) [V]
```

%Berechnung der EMK-Spannung (Leerlauf) aufgrund Drehzahlvorgabe
%für AEC140/36

```
n_syn = 315;
m = 3;
z = 36;
p_stator = z/m;
p_rotor = 19;
w = 11;
a = 6.0;
f_s = (n_syn / 60)*p_rotor;
w_s = 2*pi*f_s;
Ns = p_stator*w;
k_ws = (z*cos((a/180)*pi))/z;
D = 142.857/1000;
Tau_p = ((D*pi)/(2*p_rotor));
l_Fe = 36/1000;
B_spitze = 1.028;
Phi_p = (2/pi)*Tau_p*l_Fe*B_spitze;
Psi_p = Ns*k_ws*Phi_p;
```

%Ergebnis

```
Us_S = w_s*Psi_p;
Us_eff = (Us_S/(sqrt(2)));
Us_SS = 2*Us_S;
```

```
%Synchrondrehzahl = Rotordrehzahl [1/min]
%Strangzahl
%Anzahl Statorpole
%Polzahl pro Strang
%Polpaarzahl Rotor
%Windungszahl pro Pol
%Schrägungswinkel Wicklung [°]
%Statorfrequenz [1/s]
%Synchronkreisfrequenz [rad/s]
%Windungszahl pro Strang
%Wicklungsfaktor für v=1
%Luftspaltdurchmesser [m]
%Polbreite [m]
%Eisenlänge --> Höhe Blechpaket? [m]
%Spitzenwert der Luftspaltflusssdichte [T]
%magn. Fluss der Grundwelle pro Pol [Wb] = [Vs]
%Scheitelwert der Flussverkettung [Vs]
```

```
%Leerlaufspannung pro Strang (Spitzenwert) [V]
%Leerlaufspannung pro Strang (Effektivwert) [V]
%Leerlaufspannung pro Strang (Spitze-Spitze) [V]
```

Anlage 10: Quellcode SOGI-PLL, SPS-Implementierung

```
1 #diff1 := (#in - #y_alt);
2 #diff_gain := (#diff1 * "DbOffsetbestimmung".Pll_Gain);
3 #diff2 := (#diff_gain - #y_orth_alt);
4
5 #Ts_halbe := ("DbOffsetbestimmung".Tsample / 2.0);
6
7 //SOGI1
8 #SOGI1_x1 := (((#diff2 * "DbOffsetbestimmung".omega) * #Ts_halbe) + #SOGI1_x_alt1);
9 #y := ((3.0 * #SOGI1_x_alt1) - #SOGI1_x_alt2);
10 #SOGI1_x_alt2 := #SOGI1_x_alt1;
11 #SOGI1_x_alt1 := #SOGI1_x1;
12
13 //SOGI2
14 #SOGI2_x1 := (((#y * "DbOffsetbestimmung".omega) * #Ts_halbe) + #SOGI2_x_alt1);
15 #y_orth := ((3.0 * #SOGI2_x_alt1) - #SOGI2_x_alt2);
16 #SOGI2_x_alt2 := #SOGI2_x_alt1;
17 #SOGI2_x_alt1 := #SOGI2_x1;
18
19 #y_orth_alt := #y_orth;
20 #y_alt := #y;
21
22 //Phasenwinkel berechnen
23 □ "FcAtan2"(x := #y,
24   y := #y_orth,
25   phi => #phi);
```

Anlage 11: Messergebnisse zur Kennlinienbestimmung

Messergebnisse im Linkslauf für Motor M7316:

Winkeloffset=316,2°

n	219,94	214,95	192,26	171,82	149,52	127,05
M_mech	0,38	5,00	10,00	15,00	20,00	25,00
P_mech	8,75	112,54	201,32	269,87	313,13	332,59
P_elek	155,24	315,60	569,93	799,79	1046,81	1258,43
I_eff	3,37	6,91	12,90	18,38	24,42	30,07
Temp	25,49	25,49	26,02	27,09	29,24	33,69
eta_Mot	0,06	0,36	0,35	0,34	0,30	0,26

Winkeloffset =301,95°

n	220,04	215,38	195,36	176,61	156,08	136,26
M_mech	0,38	5,00	10,00	15,00	20,00	25,00
P_mech	8,76	112,76	204,57	277,40	326,87	356,70
P_elek	139,20	273,85	491,39	692,35	903,98	1088,00
I_eff	3,08	6,18	11,42	16,29	21,60	26,50
Temp	25,49	25,49	26,02	26,55	28,70	31,95
eta_Mot	0,06	0,41	0,42	0,40	0,36	0,33

Winkeloffset =280°

n	219,22	209,37	192,22	175,80	157,01	138,36
M_mech	0,38	5,00	10,00	15,00	20,00	25,00
P_mech	8,72	109,62	201,28	276,13	328,82	362,20
P_elek	124,61	230,02	404,23	570,22	752,92	918,38
I_eff	3,22	6,16	10,92	15,37	20,27	24,78
Temp	25,63	25,09	25,63	26,16	27,78	30,95
eta_Mot	0,07	0,48	0,50	0,48	0,44	0,39

Messergebnisse im Rechtslauf für Motor M7316:**Winkeloffset =316,2°**

n	219,98	219,47	203,87	184,29	159,76	133,90
M_mech	0,38	5,00	10,00	15,00	20,00	25,00
P_mech	8,75	114,91	213,48	289,46	334,58	350,52
P_elek	178,24	328,79	561,70	762,06	958,74	1120,60
I_eff	4,09	7,61	13,36	18,80	24,77	30,38
Temp	23,89	24,42	24,95	26,02	27,63	31,95
eta_Mot	0,05	0,35	0,38	0,38	0,35	0,31

Winkeloffset =301,95°

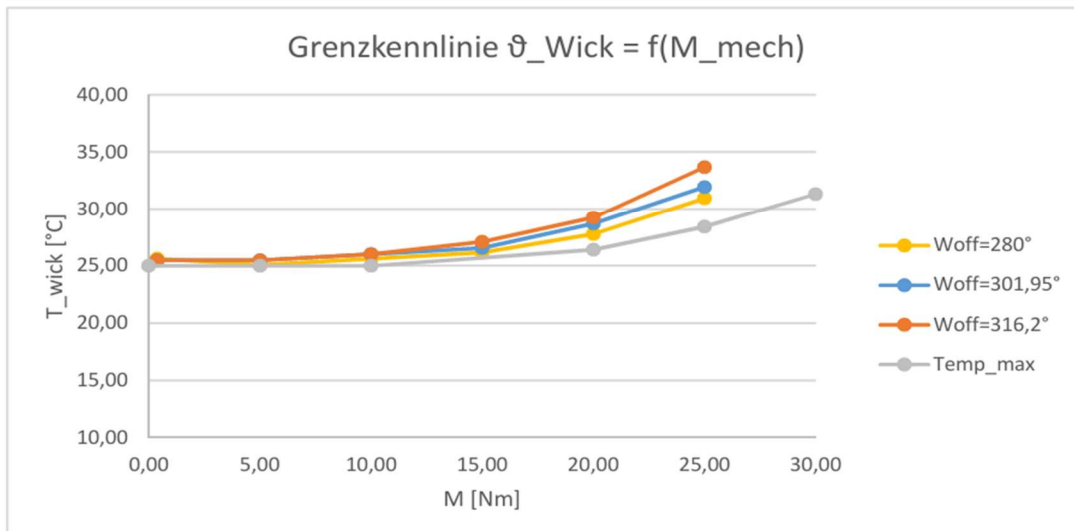
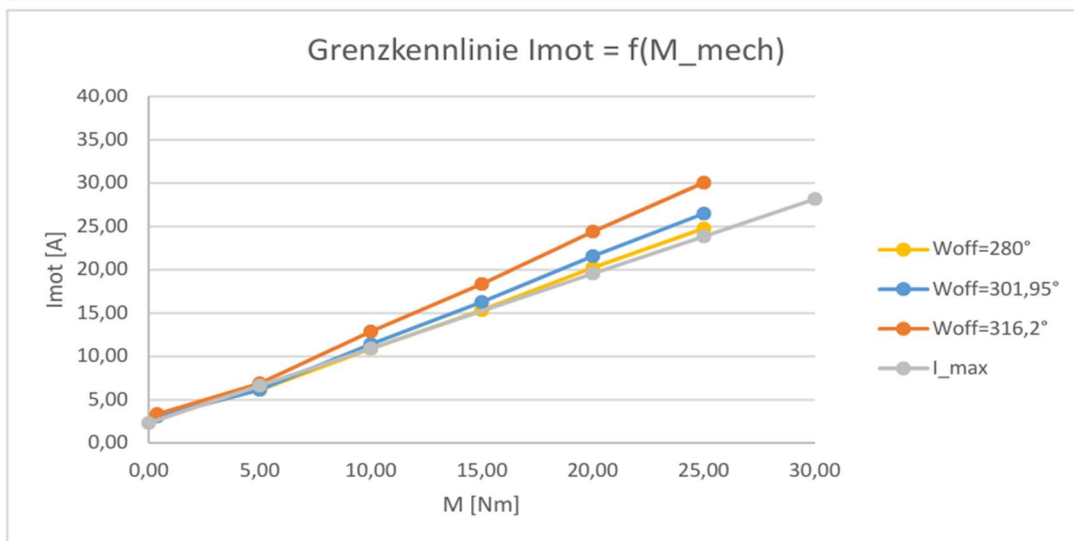
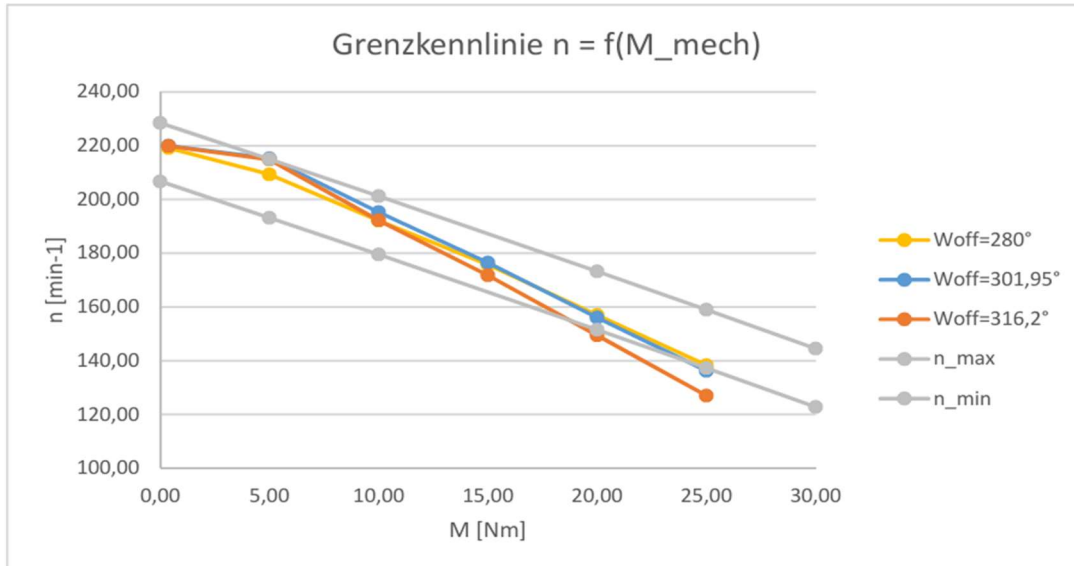
n	219,92	213,21	194,88	176,55	155,23	133,86
M_mech	0,38	5,00	10,00	15,00	20,00	25,00
P_mech	8,75	111,63	204,06	277,30	325,09	350,42
P_elek	149,76	271,61	463,02	632,85	804,63	954,29
I_eff	3,49	6,61	11,77	16,72	22,11	27,20
Temp	23,36	23,89	24,42	25,49	27,09	29,78
eta_Mot	0,06	0,41	0,44	0,44	0,40	0,37

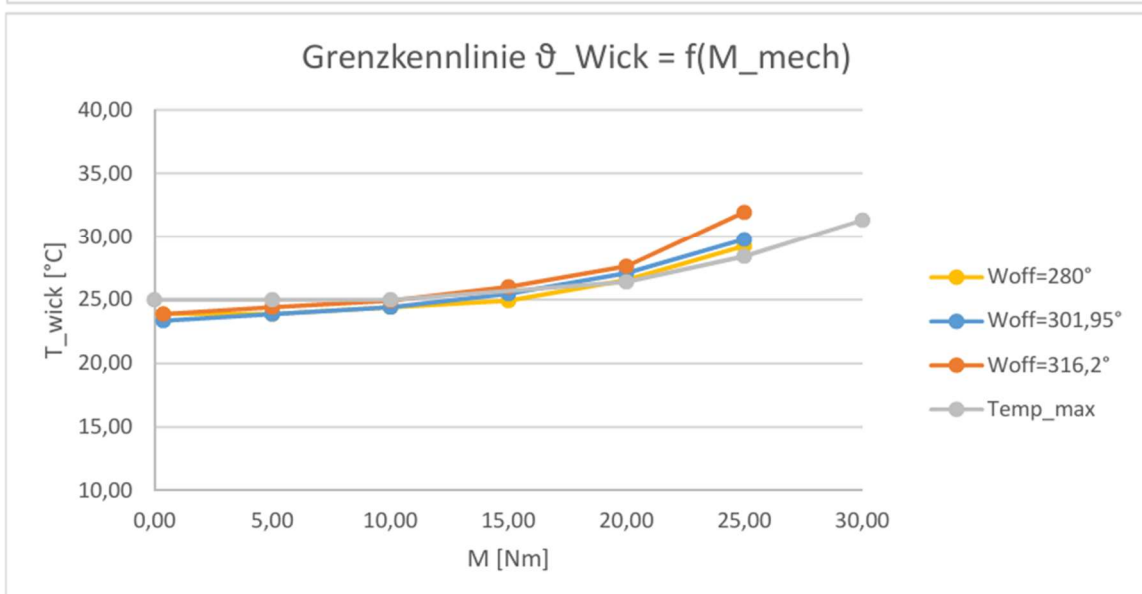
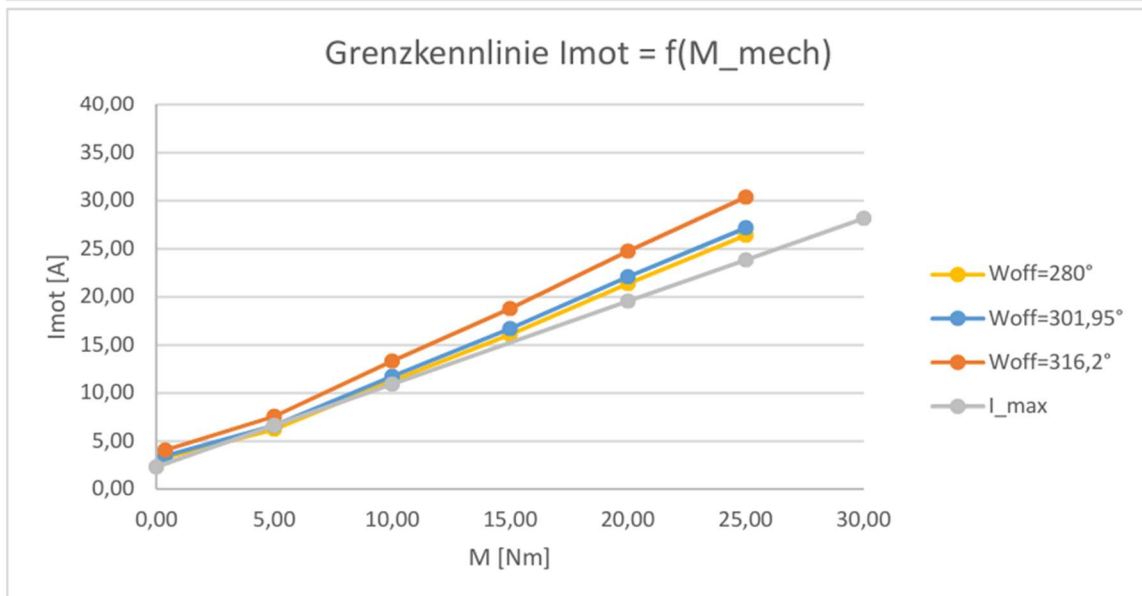
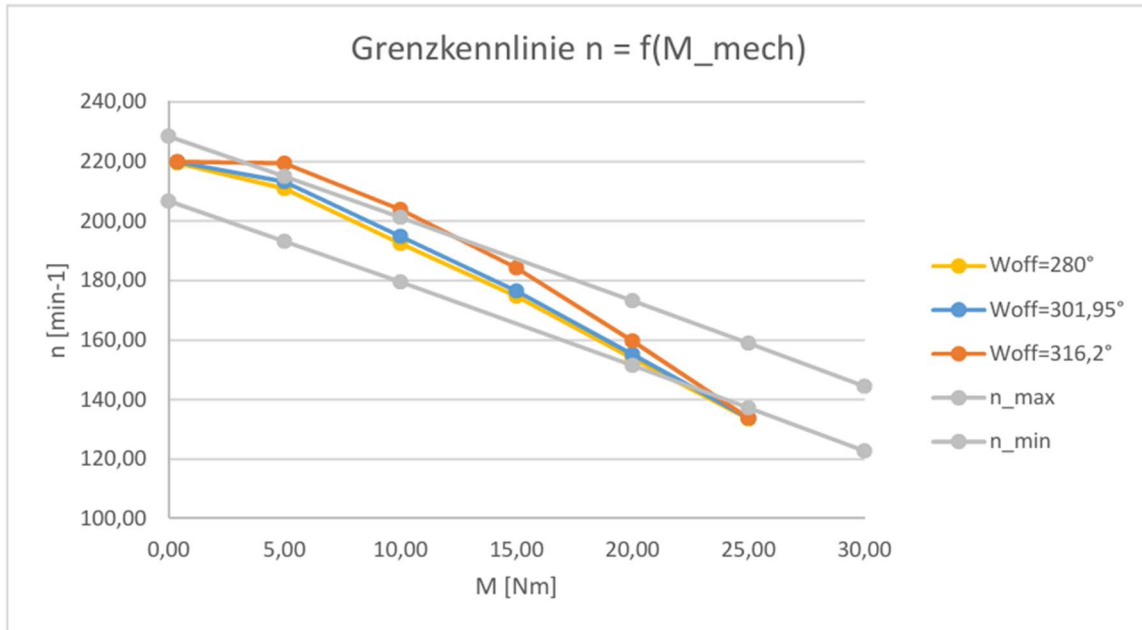
Winkeloffset =280°

n	219,51	210,93	192,54	174,76	154,04	133,56
M_mech	0,38	5,00	10,00	15,00	20,00	25,00
P_mech	8,73	110,43	201,61	274,49	322,60	349,63
P_elek	119,79	217,27	373,19	518,36	670,11	809,64
I_eff	3,30	6,27	11,30	16,11	21,41	26,43
Temp	23,89	23,89	24,42	24,95	26,55	29,24
eta_Mot	0,07	0,51	0,54	0,53	0,48	0,43

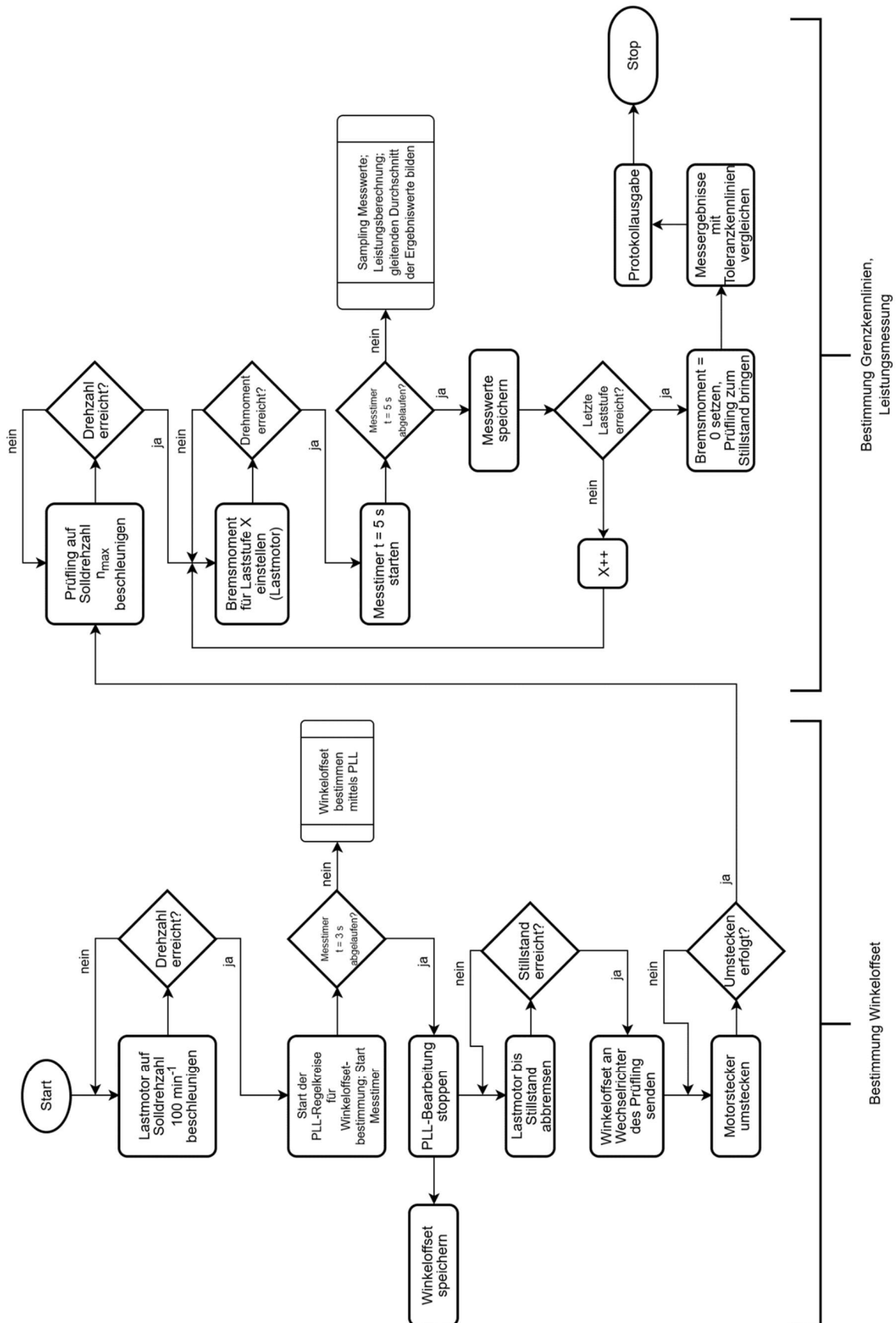
Anlage 12: Kennliniendarstellung der Messergebnisse

Messergebnisse im Linkslauf für Motor M7316:



Messergebnisse im Rechtslauf für Motor M7316:


Anlage 13: Programmablaufplan Motorprüfung, Gesamtablauf



Anlage 14: Messergebnisse Vergleichsmessungen Winkeloffset, komplett

