

Lehrstuhl für Elektrische Antriebssysteme und Leistungselektronik
der Technischen Universität München

Neuartiges Signalverarbeitungsverfahren zur Drehgeschwindigkeitserfassung bei Servoantrieben

Cheng Liu

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und
Informationstechnik der Technischen Universität München zur Erlangung des
akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Klaus Diepold

Prüfer der Dissertation:

1. Prof. Dr.-Ing. Ralph Kennel

2. Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c. Alexander W. Koch

Die Dissertation wurde am 22.08.2017 bei der Technischen Universität München
eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
am 29.01.2018 angenommen.

Kurzfassung

In dieser Dissertation wird ein neuartiges Verfahren zur direkten Drehzahlerfassung für Servoantriebssysteme vorgestellt, um die Auflösung und Genauigkeit der heutigen digitalen Drehzahlgebersysteme durch kostengünstige digitale Signalverarbeitung zu verbessern.

Die neuartige Signalverarbeitungsmethode basiert auf eine zweistufige Frequenzbestimmung der periodischen Ausgangssignale von Gebersystemen durch eine grobe Periodendauerbestimmung und anschließend ein auf Diskrete Fourier-Reihe (DFR) basierenden rekursiv selbstkorrigierenden Algorithmus. Die Signalparameter (Amplitude, Offset und Phasenverschiebung) der Grundwelle des Ausgangssignals eines Drehzahlgebers werden über die DFR und rekursive Selbstkorrektur berechnet. Über Signalrekonstruktion und iterative Optimierung an das Ursprungssignal wird die genaue Signalfrequenz bestimmt, indem der reelle Faktor zur asynchronen Abtastung von digitalen periodischen Signalen ermittelt wird. Dabei werden geeignete analoge und digitale Filterungsmethoden zur Rauschunterdrückung angewendet, um die zufälligen Abweichungen der Frequenzbestimmung, die durch das Signalrauschen verursacht werden, zu minimieren. Lösungsansätze zur Reduzierung weiterer Fehlerquellen werden erläutert, um letztlich eine hohe Messgenauigkeit bei der Drehzahlerfassung zu erreichen.

Zur Verringerung der Berechnungszeit wird der Signalverarbeitungsalgorithmus optimiert, indem iterative und rekursive Rechenschritte möglichst reduziert werden. Des Weiteren wird die kontinuierliche Erfassung der absoluten Winkelpositionen durch die dargestellte Bestimmungsmethode der Nullposition des Gebersystems und die Diskrete Fourier-Reihe zur Berechnung der Phasenverschiebung aus einer Sinusschwingung realisiert. Über eine Speicherverwaltung nach dem FIFO-Prinzip werden schnelle, kontinuierliche und genaue Drehzahl- und Winkelpositionsberechnungen ohne Datenverlust ermöglicht.

Zur Verifikation der neuen Signalverarbeitungsmethode wird ein passender Mess- und Kalibrierprüfstand für die Drehzahlmessung aufgebaut, welches ein Referenzmesssystem mit einer Genauigkeit von 0,1% beinhaltet und somit zur präzisen Kalibrierung von Drehzahlsensoren verwendet werden kann. Experimentelle Messergebnisse belegen die hohen erzielbaren Genauigkeiten mittels der neuartigen Signalverarbeitungsmethode. Systematische Abweichungen und zufällige Messunsicherheiten der Drehzahl- und Winkelpositionsmessungen liegen jeweils bei ca. 0,1%.

Potentielle Anwendungsbereiche der neuen Signalverarbeitungsmethode sind in vielen industriellen und technischen Feldern zu finden, unter anderem als flexible und kostengünstige Signalverarbeitungseinheit. Als Beispiele werden Servoantriebe, Kraftfahrzeuge, Windkraftanlagen und Aufzüge in dieser Arbeit genannt.

Inhaltsverzeichnis

Variablenverzeichnis	v
1. Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Aufgabenstellung	2
1.3 Stand der Technik	3
1.4 Lösungsweg	4
2. Grundlagen zur Erfassung der Winkelposition und Drehgeschwindigkeit	7
2.1 Begriffe und Definitionen	7
2.2 Einordnung der Drehzahl- und Winkelpositionsmessung in der Basisstruktur einer Servoantriebsregelung	9
2.3 Mathematische Modelle eines Winkelpositionssensors bzw. Drehzahlgebers	11
2.3.1 Analoges Modell	11
2.3.2 Digitales Modell	13
2.3.2.1 Physikalische Grundlage der mechanischen bzw. optischen Kopplung	13
2.3.2.1.1 Magnetische Kopplung am Beispiel des Zahnradsensors	13
2.3.2.1.2 Optische Kopplung am Beispiel des Encoders	15
2.3.2.2 Funktionsweise der analogen Wandler	16
2.3.2.3 Analog-zu-Digital-Wandlung und digitale Signalverarbeitung	18
2.3.2.4 Möglichkeit des Digital-zu-Analogen Sensor- bzw. Gebersystems	19
2.4 Zusammenfassung	20
3. Neuartiger Signalverarbeitungsalgorithmus zur direkten Drehzahlerfassung	21
3.1 Einleitung	21
3.2 Bestimmung der Periodendauer	22
3.2.1 Software-Schmitt-Trigger	22
3.2.2 Nulldurchgangsdetektion	24
3.3 Bestimmung der genauen Frequenz	26
3.3.1 Darstellung des sinusförmigen Signals durch Fourier-Reihe	26
3.3.2 Iterativer Selbstkalibrierungsalgorithmus für asynchron abgetastete Signale	27

3.3.3	Algorithmus zur Bestimmung der genauen Signalfrequenz für asynchron abgetastete Signale	28
3.3.4	Simulationsergebnisse an einem idealen sinusförmigen Signal	29
3.3.5	Simulationsergebnisse an verrauschten sinusförmige Signale	30
3.3.6	Deutung der Simulationsergebnisse	31
4.	Methoden zur Rauschunterdrückung	34
4.1	Analoge Filterung	34
4.2	Methoden zur digitalen Rauschunterdrückung	39
4.2.1	Einsatz von Hysteresebedingungen	39
4.2.2	Lineare Regression am Nulldurchgang	41
4.2.3	Gleitender Mittelwert	43
4.2.4	Frequenz-Selektive Adaptive Filterung	45
4.2.5	Verzögerungszeit	48
4.3	Zusammenfassung dieses Kapitels	49
5.	Reduzierung von Abweichungen bei der Drehzahlmessung	50
5.1	Geometrische Abweichungen eines Zahnrads	50
5.1.1	Aufbau des Testsystems	51
5.1.2	Ergebnisse der Messungen	52
5.2	Abweichung durch Geschwindigkeitsänderung	55
5.3	Optimierung der Abtastpunkte bei Nulldurchgangserfassung	56
5.4	Weitere Abweichungen	58
5.4.1	Abweichung durch den Quarzoszillator	58
5.4.2	Abweichung durch Quantisierung	58
5.5	Zusammenfassung dieses Kapitels	58
6.	Experimentelle Messungen	59
6.1	Mess- und Kalibrierungssystem für Drehzahlsensoren	59
6.1.1	Komponenten und Aufbau	59
6.1.1.1	Servoantriebssystem	60
6.1.1.2	Laser Doppler Velozimeter für Drehzahlmessung	60
6.1.2	Analyse von Fehlerquellen und Verbesserung der Messgenauigkeit	62
6.1.2.1	Mittelpunktabweichung	63
6.1.2.2	Radiusabweichung	64
6.1.3	Genauigkeit des Mess- und Kalibrierungssystems	

für Drehzahlsensoren	65
6.2 Messungen mit Zahnradsensoren	66
6.2.1 Aufbau	66
6.2.2 Messergebnisse	67
6.3 Messungen mit rotierender Drehscheibe	69
6.3.1 Aufbau	70
6.3.2 Messergebnisse	70
6.4 Messungen mit Mikrocontroller	72
6.4.1 Aufbau	72
6.4.2 Messergebnisse	73
6.5 Zusammenfassung der experimentellen Messungen	74
7. Reduzierung der Berechnungsdauer	76
7.1 Optimierung der Berechnungshardware und -algorithmen	77
7.2 Zwei-Punkte-Nulldurchgangsbestimmung	79
7.3 Optimierte Signalverarbeitungsmethode zur kontinuierlichen Bestimmung von Winkelposition und Drehzahl	81
7.3.1 Berechnung der Frequenz aus der ermittelten Phase	82
7.3.2 Ergebnisse der Simulation	83
7.3.3 Experimentelle Ergebnisse	85
7.3.3.1 Ergebnisse der Offline-Berechnung	86
7.3.3.2 Ergebnisse der Online-Berechnung	88
7.4 Zusammenfassung dieses Kapitels	93
8. Praktische Anwendungen	94
8.1 Realisierungsmöglichkeiten der Signalverarbeitungsalgorithmen	94
8.1.1 Einkanaliger Aufbau	94
8.1.2 Mehrkanaliger Aufbau	97
8.2 Anwendungsbeispiele für Drehzahl- und Positionsgeber	99
8.2.1 Drehzahl- und Positionsmessung in Windkraftanlagen	99
8.2.2 Drehzahl- und Positionsmessung in Kraftfahrzeuge	100
8.2.3 Drehzahl- und Positionsmessung in Aufzügen	102
8.2.4 Drehzahl- und Positionsmessung bei Servoantrieben	103
8.3 Zusammenfassung dieses Kapitels	105
9. Zusammenfassung und Ausblick	106

9.1 Zusammenfassung	106
9.2 Ausblick	108
A. Genauigkeit bei Frequenzbestimmung durch Fourier-Amplitudenspektrum	110
A.1 Diskrete Fourier-Transformation (DFT)	110
A.2 Fast Fourier-Transformation (FFT)	111
A.3 Frequenzbestimmung über das Fourier-Amplitudenspektrum	111
B. Frequenz- und Phasenberechnung über Arkussinus/Arkuskosinus	115
B.1 Lineare Ausgleichsrechnung	116
B.2 Mittelung von mehreren berechneten Werte	119
C. Danksagung	122
Literaturverzeichnis	123
Abbildungsverzeichnis	132
Tabellenverzeichnis	138

Variablenverzeichnis

A :	Scheitelwert der Rechteckschwingung
A_0 :	maximale Fläche einer Ankerwicklung
a, b, A, B :	Koeffizienten der Linearen Regression (Amplitude, Signaloffset)
a_0, a_1, b_1 :	berechnete Koeffizienten aus der Fourier-Reihe
α :	asynchrone Abweichung
α_l :	grobe asynchrone Abweichung
B :	magnetische Flussdichte
B_0 :	konstante Amplitude der magnetischen Flussdichte
\underline{B} :	mittlere magnetische Flussdichte
C_1 :	berechnete Signalamplitude aus der Fourier-Reihe
D :	(Teil-)Kreisdurchmesser
E, ε_{abs} :	absoluter Fehler, absolute Abweichung
E_n :	relativer Fehler der Kleinwinkelnäherung
ε_G :	Messtoleranz für Radius
$\varepsilon, \varepsilon_{rel}$:	relativer Fehler, relative Abweichung
ε_{std} :	prozentuale Standardabweichung
f, f_0, f_p :	Signalfrequenz
f_a :	physikalische Messgröße beim analogen Modell
f_B :	Offset-Frequenz beim Heterodyne-Modus
f_D :	Doppler-Frequenz
f_g :	Grenzfrequenz des Tiefpassfilters
f_p :	physikalische Messgröße beim digitalen Modell
f_{max} :	maximale Signalfrequenz
f_r :	Referenzfrequenz
f_s :	Abtastfrequenz
f_u :	Umlauffrequenz
$H(s)$:	Übertragungsfunktion
I :	Lichtintensität
I_0 :	konstante Amplitude der Lichtintensität
\underline{I} :	mittlere Lichtintensität

I_{ist} :	Strom-Istwerte
I_{soll} :	Strom-Sollwerte
Int :	Intervallbreite für Optimierungsalgorithmus
K_{signal} :	Verstärkungsfaktor des Nutzsignals
K_{rausch} :	Verstärkungsfaktor des Rauschsignals
k_e :	Konstanter Faktor zwischen Lichtintensität und Ausgangsspannung
l :	Länge des Hall-Elements
λ :	Wellenlänge
M :	Anzahl der Abtastwerte für Mittelwertbildung
N, N_0, PP :	Anzahl der Abtastwerte pro Signalperiode
N_c :	Anzahl der vollen Signalperioden
N_u, N_p :	Anzahl der Signalperioden pro Umdrehung
N_w :	Wicklungszahl einer Spule
n, k, i, J :	digitale Zählvariable, Iterationsvariable
\underline{P} :	Matrix der Linearen Ausgleichsrechnung
P_{signal} :	Nutzsignalleistung
P_{rausch} :	Rauschsignalleistung
Δp :	Teilungsabweichung
p :	Bogenlänge des Zahnrades
$d\gamma$:	Winkel des Kreissegments
\underline{Q} :	Vektor der Linearen Ausgleichsrechnung, Wertevektor
$\Delta\Phi$:	mechanischer Winkelfehler
Φ :	Teilwinkel
Φ_1 :	berechnetes Phasenoffset aus Fourier-Reihe
$\Delta\varphi$:	Drehwinkeländerung
φ :	Winkel, Drehwinkel, Rotorwinkel, Rotorlage, Winkelposition, Rotorposition
φ_0 :	Nullposition
φ_c :	Winkelinkrement
φ_{ist} :	Winkelposition-Istwerte
φ_m :	gemessene Winkelposition
φ_{soll} :	Winkelposition-Sollwerte
R :	Kreisradius

R_m :	Größe des Messwiderstands
R_i :	diskretes Rechtecksignal
Δr :	Radiusabweichung
r :	mittlerer Radius
r_s :	geschätzter Wert des mittleren Radius
dS :	Kreissegment
S :	Schrittweite für Optimierungsalgorithmus
SNR :	Signal-zu-Rausch-Verhältnis
Δs :	Streifenabstand des Interferenzmusters
s :	Frequenzvariable der Laplace-Transformation
σ :	Standardabweichung
T, T_0 :	Periodendauer
T_B :	Berechnungsdauer
T_F :	Abtastzeitfenster
T_{0R} :	bestimmte Periodendauer aus aufsteigenden Flanken
T_{0F} :	bestimmte Periodendauer aus absteigenden Flanken
t :	aktueller Zeitpunkt
t_0 :	Zeitpunkt des Nulldurchgangs
t_k :	diskreter Zeitpunkt
t_m :	Dauer der Messung
t_s, T_s :	Abtastzeit
U, u :	Ausgangsspannung
U_0, u_0 :	konstante Spannungsamplitude
U_A :	gleichgerichtete Ausgangsspannung beim Tachogenerator
\underline{U}_A :	mittlere Ausgangsspannung beim Tachogenerator
$U_{eff,signal}$:	Effektivwert des Nutzsignals
$U_{eff,rausch}$:	Effektivwert des Rauschsignals
U_H :	obere Grenze für Schmitt-Trigger
U_{Hall} :	Hall-Spannung
U_L :	untere Grenze für Schmitt-Trigger
\underline{u} :	mittlere Spannung
v :	lineare Bewegungsgeschwindigkeit, tangentielle lineare Geschwindigkeit

v_e :	Ladungsträgergeschwindigkeit
v_p :	Geschwindigkeit eines Punktes innerhalb des Interferenzbereichs
x, y :	zeitdiskretes Signal
x_n :	normiertes, zeitdiskretes Signal
Δy :	Hystereseeffset
y_0 :	Offset der Nulldurchgangsdetektion
y_i :	diskreter Abtastwert bei Nulldurchgangsdetektion
ΔY :	Koeffizientenabweichung
Y^* :	ursprüngliche Koeffizienten
Y_r :	Koeffizienten des Rekonstruktionssignals
w :	Winkelgeschwindigkeit
ω :	Drehzahl
ω_{ist} :	Drehzahl-Istwerte
ω_m, ω_{mess} :	gemessene Drehzahl
ω_{max} :	maximale Drehzahl, Messbereichsendwert
ω_{ref} :	Referenzdrehzahl
ω_{soll} :	Drehzahl-Sollwerte
ω_{std} :	Standardabweichung der Drehzahl

1. Einleitung

1.1 Motivation

Die elektrische Antriebstechnik stellt ein zentrales Element der Automatisierungstechnik dar und gilt aufgrund ihrer Zuverlässigkeit, ihrer Regelungseigenschaften und ihrer Dynamik als „Antreibende Kraft“ [1] dieser industriell geprägten und konstant wachsenden Branche, die unverzichtbar in jedem Bereich ist, wo schnelle und genaue Positionierungen erfordert werden. Die Antriebsregelung spielt hierbei eine wichtige Rolle. Sie sorgt für längere Lebensdauer und besseren Wirkungsgrad der elektrischen Maschine und ermöglicht es komplexe und dynamische Bewegungsabläufe in Betriebsmitteln wie Werkzeug-, Verpackungs- und Fertigungsmaschinen zu realisieren.

Dabei sind Positions- und Drehzahlgeber Schlüsselkomponenten der heutigen Antriebsregelung. Sie sind auf der Basis von magnetischen, optischen und elektromagnetischen Messprinzipien weit verbreitet und ermöglichen als Führungsregler in einem Kaskadenregelungssystem eine Drehzahl- und Rotorlageregelung des Antriebs ([2], vgl. Abbildung 2.1). Im Vergleich zur Strommessung gestaltet sich die Rotorlageerfassung jedoch weitaus schwieriger, da die Position eines rotierenden Objekts bestimmt werden muss. Die Information über die Winkelposition muss möglichst ohne eine feste Verbindung vom Rotor auf den feststehenden Teil des Motors übertragen werden, um die notwendige Robustheit und Wartungsfreiheit zu erreichen. Dazu werden derzeit oft Resolver mit analogem Signalausgang oder Encoder mit digitaler Signalaufbereitung als Positionssensoren verwendet. Die genannte Problematik der Rotorlagenerfassung kann auch auf die Drehzahlmessung übertragen werden, die früher durch Tachogeneratoren und Tachometer mit analoger Spannungsausgang gelöst wurde.

Mit der zunehmenden Digitalisierung der Industrie (Industrie 4.0, Internet of Things usw.), werden digitale Antriebsregelungen eingesetzt, wo ein Mikrocontroller, DSP oder FPGA die Sensordaten verarbeitet. Ohne eine zusätzliche Analog-zu-Digital-Wandlung im Regelungssystem kann die Integration der Sensoren nur über entsprechende digitale Schnittstellen erfolgen. Der Vorteil besteht darin, dass sich digitale Signale auch über lange Strecken relativ unempfindlich gegenüber Störungen verhalten. Heute werden Encoder sowohl für die Rotorlagenerfassung als auch für die Drehzahlmessung eingesetzt ([3], vgl. Abbildung 2.2), da beide Messgrößen voneinander abhängig sind. So kann nun ein Sensor beide Aufgaben übernehmen, wo vorher zwei Sensoren ihre Arbeiten verrichtet haben. Vorteile sind hier die Kostenreduktion des Antriebssystems und die geringere Anzahl mechanischer Komponenten sowie den daraus resultierenden geringeren Verschleiß und Wartungsaufwand.

Problematisch erweisen sich die Genauigkeiten der Drehzahlerfassung, die durch digitale Geber nicht die Qualität der vormals verwendeten analogen Tachogeneratoren erreichen können. In der Kaskadenstruktur der Antriebsregelung wird der Drehzahlregelkreis vom Positionsregelkreis überlagert, weshalb die Defizite der Drehzahlmessung dadurch nicht zu sehr auffallen. Die geringe Genauigkeit des Drehzahlregelkreises führt zu einer quasi nicht vorhandenen Drehzahlrückführung ([3], vgl. Abbildung 2.3). Dieser Regelkreis agiert recht unempfindlich, sodass der Positionsregelkreis durch die mittlerweile sehr hohe Performance moderner

Positionsgebersysteme (Winkelauflösung besser als $0,001^\circ$) die Regelungsarbeit im gesamten System übernimmt. In Anwendungen, wo der Positionsregler nicht benötigt bzw. der Positionsregelkreis nicht vorhanden ist, muss der Drehzahlregelkreis diese Aufgabe alleine verrichten. Infolge der Ungenauigkeiten in der Drehzahlmessung machen sich dort Probleme in der Regelung der elektrischen Maschine bemerkbar.

Ziel dieser Arbeit und der zugrundeliegenden Forschung ist es, die Drehzahlmessung hinsichtlich der Genauigkeit und Auflösung zu verbessern. Dabei existieren mehrere unterschiedliche Lösungsansätze. Zum einen ist ein physikalisches Prinzip denkbar, welches die Frequenz bzw. die Drehzahl direkt erfassen und ähnlich wie beim Tachogenerator ausgeben kann (siehe [4]). Zum anderen kann die Signalverarbeitung der Drehzahlgeber verbessert werden, indem Methoden und Algorithmen zur direkten Berechnung der Drehzahl und Positionslage aus den Ausgangssignalen eines Drehzahlgebers entwickelt und realisiert werden.

1.2 Aufgabenstellung

Abbildung 1.1 gibt einen Überblick des Gesamtsystems und der Aufgabenstellung in der vorliegenden Arbeit.

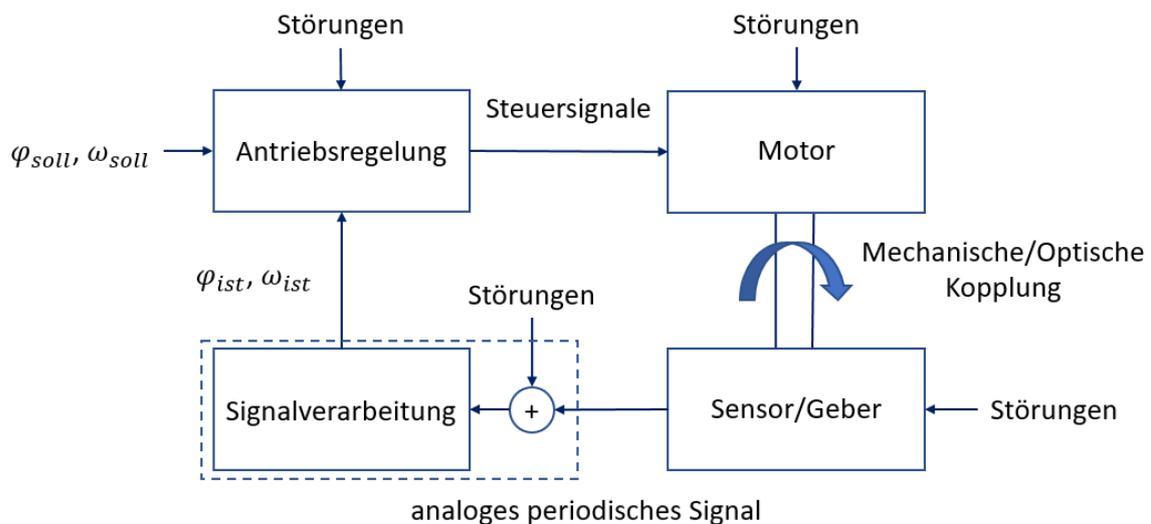


Abbildung 1.1: Überblick des Gesamtsystems.

Das Gesamtsystem besteht aus vier Teilen: Antriebsregelung, Motor, Sensor/Geber und Signalverarbeitung. Die Antriebsregelung steuert den Motor über entsprechende Signale. Der Motor oder die elektrische Maschine führt eine Rotation aus, die über die mechanische oder optische Kopplung der Welle auf den Sensor bzw. Geber übertragen wird. Für die anschließende Signalverarbeitung wird ein analoges periodisches Ausgangssignal des Sensors bzw. Gebers benötigt, um daraus die Istwerte der Drehzahl ω_{ist} und Winkelposition φ_{ist} zu berechnen. Diese Istwerte werden wie die Sollwerte ω_{soll} und φ_{soll} für die Regelung des elektrischen Antriebs benötigt. Im Gesamtsystem können Störungen an mehreren Stellen auftreten, darunter auch an der Rückführung des Sensors/Gebers. Daher muss die Signalverarbeitung diese Störungen kompensieren, um die Genauigkeit der Messung zu verbessern.

Die Aufgabenstellung der vorliegenden Arbeit besteht darin, die Signalverarbeitung für Sensoren und Geber weiterzuentwickeln (siehe gestrichelter Bereich in Abbildung 1.1). Es wird ein neuartiges Signalverarbeitungsverfahren angestrebt, welches insbesondere die direkte Drehzahlerfassung verbessert. Weiterhin soll auch die Winkelpositionsbestimmung über die Signalverarbeitung, die mit analogen periodischen Signalen arbeitet, ermöglicht werden. Um eine relative Genauigkeit von ca. 0,1% bis 0,2% zu realisieren, müssen die auftretenden Störungen aus dem analogen Eingangssignal durch Signalverarbeitungsmethoden gefiltert werden.

1.3 Stand der Technik

Wie bereits in Abschnitt 1.1 erwähnt, wurden früher Tachogeneratoren und Tachometer zur Messung von Drehzahlen verwendet [4]. Diese Messgeräte arbeiten gemäß dem physikalischen Prinzip (vgl. [5]–[7]), das die Drehzahl direkt als analogen Spannungswert ausgibt. Jedoch können damit keine Winkelpositionen des Rotors erfasst werden, weshalb zusätzlich ein Positionsgeber an der elektrischen Maschine angebracht werden musste (vgl. Abbildung 2.1).

Heutzutage werden hochauflösenden Positionsgeber auch für die Drehzahlbestimmung eingesetzt und haben Tachogenerator und Tachometer verdrängt. Die bekanntesten und am häufigsten eingesetzten Systeme sind Resolver und Encoder (optische Geber).

Der Resolver ist ein Absolutwertgeber, der zwei um 90° phasenversetzte sinusförmige Ausgangssignale erzeugt, um aus diesen die absolute Rotorposition zu berechnen (siehe [8]–[10]). Die Drehzahlbestimmung erfolgt aus der zeitlichen Ableitung der ermittelten Positionswerte ([11], [12]).

Bei Encodern unterscheidet man zwischen dem Inkrementalencoder und dem Absolutwertencoder. Inkrementalencoder liefern periodische, meist rechteckförmige Ausgangsimpulse zu Rotationen eines sich drehenden Objekts, das aus mehreren, gleich aufgebauten Segmenten besteht, z.B. eine Strichgitter-Drehscheibe bei einem optischen Inkrementalencoder (vgl. [8], [13]–[20]). Die Drehzahlen können mittels Zählverfahren für die Frequenz- und Periodendauermessung ermittelt werden, siehe hierzu ([21]–[26]). Weiterhin kann das Zählverfahren zur Bestimmung der relativen Winkelposition verwendet werden, sofern die Winkelinkremente bekannt sind. Mit der Kenntnis über die Nullposition ist zusätzlich die Messung der absoluten Winkelposition möglich. Absolutwertencoder sind dagegen spezialisiert auf die absolute Winkelpositionsbestimmung [8]. Der Sensor kann je nach Drehposition den Winkel direkt auslesen, weshalb das rotierende Objekt nicht mehr aus gleichen Segmenten bestehen muss. Bei optischen Verfahren wird hierfür häufig eine Gray-codierte Drehscheibe verwendet (siehe [27]–[31]), die die absolute Winkelposition in einer Umdrehung von 0° bis 360° ausgeben kann. Diese Funktionalität wird als Single-Turn bezeichnet [8]. Dagegen liefern Multi-Turn-Encoder die absoluten Winkelpositionen bei mehr als einer Umdrehung ($> 360^\circ$) [32]. Die Drehzahl ergibt sich wie beim Resolver als die zeitliche Ableitung der Winkelpositionen.

Neben dem optischen Encoder sind auch andere physikalische Prinzipien wie magnetische Drehzahlsensoren ([33]–[41]), kapazitive Sensoren ([42], [43]) und induktive Geber [44] möglich. Sie sind deutlich robuster als die optischen Encoder, deren rotierendes Bauteil aus Glas besteht.

Zahnradensoren eignen sich besonders gut als robuste Drehzahlgebersysteme, weil Zahnräder auch unter widrigen Bedingungen in vielen rotierenden Systemen Anwendungen finden. Für magnetische Zahnradensoren muss das Zahnradmaterial aus ferromagnetischen Stoff bestehen (vgl. [45]–[48]). Dagegen herrscht eine etwas freiere Materialwahl beim elektrostatischen und optisch-reflektiven Zahnradensoren ([49], [50]).

Jedoch weisen Encoder die folgenden Fehler und damit auch Abweichungen in der Drehzahlbestimmung auf:

- Das Zählverfahren, welches bei rechteckförmigen Eingangssignalen zur Frequenz- und Periodendauermessung eingesetzt wird, ist empfindlich für Quantisierungsfehler (siehe [24]–[26]). Dabei handelt es sich um einen digitalen Restfehler, der vor allem durch die Abtastung des analogen Rechtecksignals und der daraus folgenden Approximation als Digitalwert entsteht.
- Die zeitliche Ableitung aus der Winkelposition wird digital berechnet und ist dementsprechend fehler- und rauschbehaftet, da es sich nur um eine numerische Approximation handelt [51].

Diese Tatsachen führen dazu, dass technologische Weiterentwicklungen in diesem Bereich sich auf neue physikalischen Prinzipien wie zum Beispiel die Akustik [52], den Sagnac-Effekt ([53], [54]) und die Laser-Interferometrie ([55]–[73]) konzentrieren.

1.4 Lösungsweg

Entsprechend des Ziels und der Aufgabenstellung der vorliegenden Arbeit ist in der Abbildung 1.2 folgender Lösungsweg erarbeitet worden: Es werden Methoden zur analogen Signalkonditionierung und digitalen Signalverarbeitung eingesetzt, um eine genauere Drehzahlerfassung mit Winkelpositionsbestimmung zu ermöglichen.

Zu den analogen Signalkonditionierungsmethoden zählen analoge Filterung und analoge Verstärkungs- und Offsetkorrektur ([74]–[76]), um Änderungen an der Signalamplitude und am Signaloffset sowie teilweise das Signalrauschen zu reduzieren bzw. zu kompensieren.

Mittels der anschließenden digitalen Signalverarbeitung müssen die verbliebenen Fehler weiter reduziert oder kompensiert werden. Methoden zur digitalen Rauschunterdrückung werden angewendet, um das Signal-zu-Rausch-Verhältnis des nun abgetasteten periodischen Signals zu steigern ([77], [78]). Mechanische Fertigungstoleranzen können nach ausgiebiger Analyse der Fehlerursachen durch passende Maßnahmen vollständig vermieden werden. Das Ziel besteht dabei darin, die zufälligen Abweichungen bei den in Abbildung 1.2 genannten Berechnungen zu vermindern.

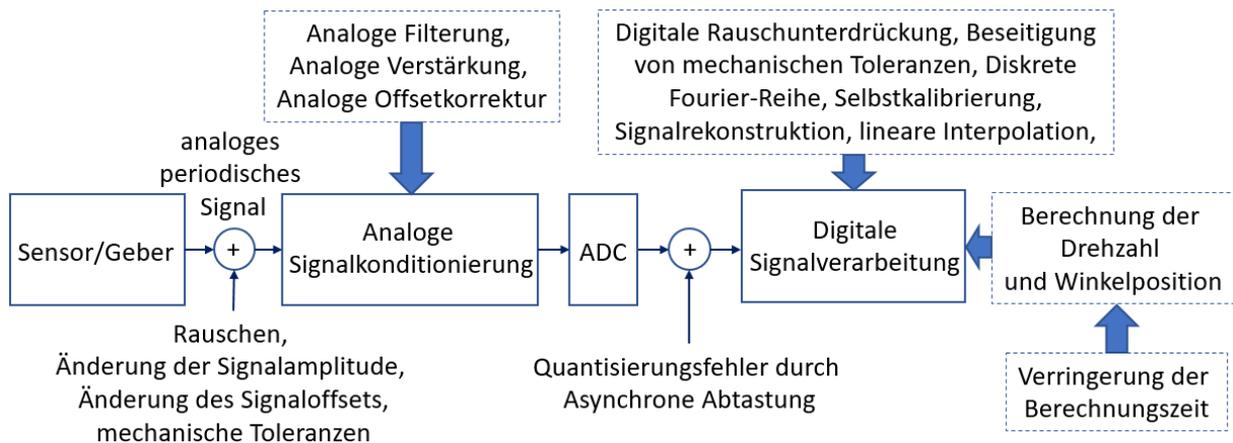


Abbildung 1.2: Überblick des Lösungswegs zu Einsatz von Signalverarbeitung für die genauere Bestimmung von Drehzahl und Winkelposition aus analogen periodischen Signalen vom Sensor bzw. Geber.

Die konkrete Bestimmung der Drehzahl wird über drei unterschiedliche Methoden realisiert. Diese Methoden verwenden letztlich allesamt sinusförmige Signale, da sie die periodische Grundschwingung und im Vergleich zu anderen Signalen die meisten Informationen über Signalfrequenz und Phasenverschiebung enthalten, die wiederum bei der Berechnung der Drehzahl und Winkelposition entscheidend sind.

- Das erste Verfahren basiert auf der Theorie der diskreten Fourier-Reihe. Die Koeffizienten Amplitude, Offset und Phasenverschiebung der Grundwelle werden über die Fourier-Reihe und rekursive Selbstkalibrierung bestimmt. Über Signalrekonstruktion und iterative Optimierung an das Ursprungssignal wird der reelle Faktor zur asynchronen Abtastung bestimmt, womit die genaue Signalfrequenz berechnet werden kann.
- Bei der zweiten Methode handelt es sich um eine verbesserte Nulldurchgangsdetektion. Diese optimierte Methode verwendet zwei nacheinander abgetastete Signalpunkte zur schnellen und echtzeitfähigen Detektion der Nulldurchgänge. Lineare Interpolation wird eingesetzt, um den genaueren Zeitpunkt des auftretenden Nulldurchgangs aufgrund der asynchronen Signalabtastung zu erhalten. Die Signalfrequenz kann aus der Differenz zweier nachfolgenden Zeitpunkten, an denen Nulldurchgängen auftreten, berechnet werden.
- Die dritte Methode basiert ebenfalls auf der diskreten Fourier-Reihe, weshalb sie einige Überschneidungen mit der ersten Methode aufweist. Es werden jedoch iterative und rekursive Rechenschritte so weit wie möglich vermieden, um die Berechnungszeit zu verringern. Der sich daraus ergebenden Vorteil ist der Einsatz eines FIFO-Speichers [79], der kontinuierliche Drehzahl- und Winkelpositionsberechnungen ohne Datenverlust ermöglicht.

Letztlich wird die vorliegende Arbeit in folgenden Abschnitten unterteilt:

- In Kapitel 2 werden die Grundlagen zur Erfassung der Winkelposition und Drehzahl vermittelt. Es folgt die Erläuterung der Begriffe Winkelposition, Drehzahl, Auflösung und Genauigkeit. Weiterhin werden die Basisstrukturen einer elektrischen Antriebsregelung in der früheren und der heutigen Anwendung aufgezeigt. Mathematische Modelle dienen zur

Charakterisierung der verschiedenen Gebersysteme anhand ihrer Merkmale in der Signalausgabe (analog/digital). Digitale Modelle benötigen entsprechende Signalverarbeitung für Drehzahl und Winkelposition. Diese Verfahren liefern jedoch keine zufriedenstellenden Genauigkeiten in der Drehzahlerfassung. Daher müssen neue Methoden zur Signalverarbeitung für Drehzahlsensoren entwickelt werden.

- Kapitel 3 beschäftigt sich mit der neuartigen Signalverarbeitungsmethode. Der theoretische Hintergrund des Verfahrens, welches auf die diskrete Fourier-Reihe basiert, wird detailliert erläutert. Simulationsergebnisse runden diesen Abschnitt ab.
- Kapitel 4 behandelt die analogen und digitalen Methoden, um den Einfluss verrauschter sinusförmiger Signale auf die Signalverarbeitungsmethode zu reduzieren.
- In Kapitel 5 werden weitere Fehler, u.a. mechanische Fertigungstoleranzen, digitale Fehler und die benötigte Anzahl von Abtastpunkten, analysiert. Weiterhin werden Maßnahmen zur Verringerung oder Kompensation dieser Abweichungen vorgeschlagen.
- In Kapitel 6 wird zunächst ein Kalibrierprüfstand für Drehzahlsensoren vorgestellt. Referenzmessungen erfolgen dabei mithilfe eines Laser-Doppler-Velozimeters, der eine hohe Messgenauigkeit in der Drehzahlbestimmung liefern kann. Experimentelle Messungen mit unterschiedlichen Sensoren auf unterschiedlicher Hardware und mit den vorgestellten Signalverarbeitungsmethoden werden anschließend durchgeführt und dokumentiert.
- Kapitel 7 befasst sich mit der Reduzierung der Berechnungszeit, um kontinuierliche Winkelpositions- und Drehzahlbestimmung zu ermöglichen. Neben der Reduzierung der vorgestellten Signalverarbeitungsmethode werden noch zwei weitere Methoden vorgestellt, mit denen kürzere Berechnungsdauer verwirklicht werden können. Letztlich ist ein Verfahren basierend auf die ursprüngliche Signalverarbeitungsmethode entwickelt worden, mit dem sich schnell und kontinuierlich die Winkelposition und die Drehzahl berechnen lässt.
- Schließlich behandelt Kapitel 8 den Bezug der vorgestellten Verfahren zu der Praxis. Unter anderem werden mögliche Konzepte zur Produktrealisierung wie beispielweise Signalverarbeitungseinheit präsentiert. Mögliche Anwendungsszenarien, z.B. in Aufzüge und in Windkraftanlagen, werden angesprochen, um geeignete Produktlösungen in diesen Bereichen vorzuschlagen.

2. Grundlagen zur Erfassung der Winkelposition und Drehgeschwindigkeit

In diesem Kapitel werden die theoretischen Grundlagen zur Erfassung von Winkelposition, Drehzahl und zum technischen Stand näher erläutert. Dabei werden zuerst wichtigen Begriffe und Definitionen erklärt, um eine fundierte Basis für die weiteren Teile dieser Arbeit zu vermitteln.

2.1 Begriffe und Definitionen

Eine Rotation wird als kreisförmige Drehung oder Drehbewegung verstanden [80]. Analog zur translatorischen Bewegung spielen bei rotatorischer Bewegung unter anderen drei Größen für die Bewegungsbeschreibung eine Rolle, die die folgende Tabelle jeweils gegenüberstellt:

Tabelle 2.1: Gegenüberstellung der Messgrößen zur Bewegungsbeschreibung in einem translatorischen und rotatorischen System.

Translatorische Bewegung	Rotatorische Bewegung
Weg s [m]	Winkel φ [rad]
Geschwindigkeit v [m/s]	Winkelgeschwindigkeit w [rad/s]
Beschleunigung a [m/s ²]	Winkelbeschleunigung χ [rad/s ²]

Der Winkel φ entspricht der Winkelposition, während die Drehzahl ω aus der Winkelgeschwindigkeit w berechnet werden kann. Die beiden Größen Winkelposition und Drehzahl spielen in einem geregelten elektrischen Antriebssystem entscheidende Rollen, weshalb sie in dieser Arbeit weiterhin mit den Symbolen φ und ω bezeichnet werden.

Die Winkelposition φ beschreibt die Lage des Rotors oder der rotierenden Welle innerhalb einer oder mehrerer Umdrehungen zu einer definierten Nullposition. Diese Messgröße ist wichtig für Positionieraufgaben, und wird im Bogenmaß (Einheit: rad) oder Gradmaß (Einheit: deg oder °) ausgegeben.

Die Drehzahl ω ist der Messwert für die Drehgeschwindigkeit einer rotierenden Welle. Sie wird im industriellen und wissenschaftlichen Bereichen in der Einheit Umdrehung pro Minute oder kurz U/min [81] (engl. *revolution per minute* oder *U/min* [82]) angegeben. Dabei stammt sie aus der Winkelgeschwindigkeit w , die die Ableitung des Drehwinkels φ und diesbezüglich den Drehwinkeländerung $\Delta\varphi$ in einer definierten Zeitspanne t_m angibt:

$$w = \frac{d\varphi}{dt} = \frac{\Delta\varphi}{t_m} \quad [\text{rad/s}] \quad (2.1)$$

Die Umrechnung der Winkelgeschwindigkeit w (in der Einheit Winkelsekunden bzw. rad/s) zur Drehzahl ω (in der Einheit U/min) erfolgt über eine Multiplikation mit dem konstanten Faktor 60, da es der Umrechnung von Sekunde auf Minute entspricht:

$$\omega = 60 \cdot \frac{w}{2\pi} \quad [\text{U/min}] \quad (2.2)$$

Auch für die Messgröße Drehzahl existieren die gängigen Definitionen wie Auflösung und Genauigkeit zur Charakterisierung der Messqualität des Sensors oder der verwendeten Messmethode [83]. Die Auflösung in Position [84] oder Drehzahl [23] kennzeichnet die Abstufungen bzw. Schritte im jeweiligen Messbereich, welche in der digitalen Ausgabe des Messwertes zu finden sind. Sie wird meist in der Anzahl Bits angegeben, welche, wie in der Informationstechnik üblich, die Anzahl der Stellen einer Zahl im Binärformat verdeutlicht. Die Genauigkeit, beispielsweise in der Drehzahl, kennzeichnet dagegen die Abweichung des gemessenen Wertes ω zu dem wahren Wert bzw. einem Referenzwert ω_{ref} [85]:

$$E = \omega - \omega_{ref} \quad (2.3)$$

Zur besseren Vergleich wird meist die relative Abweichung ε angegeben, welches aus der absoluten Abweichung E durch Division mit der Referenz ω_{ref} berechnet werden kann [85]:

$$\varepsilon = \frac{E}{\omega_{ref}} = \frac{\omega - \omega_{ref}}{\omega_{ref}} \quad (2.4)$$

In industriellen Anwendungen wird die relative Abweichung auf dem Messbereichsendwert ω_{max} statt dem aktuellen Referenzwert bezogen [85]:

$$\varepsilon = \frac{E}{\omega_{max}} = \frac{\omega - \omega_{ref}}{\omega_{max}} \quad (2.5)$$

Diese Definition wird insbesondere bei der Deklaration von Messgeräteabweichungen verwendet [86], weil Messgeräte üblicherweise nach ihre Fehlergrenzen klassifiziert werden, sodass der gesamte, unterstützte Messbereich betrachtet wird.

In den Datenblättern der Hersteller ist meistens nur die Auflösung von deren Drehzahlgeberprodukte zu finden. In [87] wird die Auflösung in Bits mit dem Zusatz „Positionen/U“ versehen, was auf die Anzahl möglicher Positionen pro Umlauf hindeutet. Wie schon unter anderem in der Einleitung dieser Arbeit erwähnt, werden die heutigen Drehzahlgeber meist für die präzise Erfassung der Drehwinkelposition optimiert, weshalb eine hohe Auflösung in der Drehwinkel erfassung maßgeblich ist.

Da nach der Formel 2.2 eine lineare Beziehung zwischen Winkeländerung und Drehzahl besteht, führt eine höhere Auflösung in der Winkelerfassung bei gleichbleibender Abtastfrequenz zu einer höheren Auflösung in der Drehzahlerfassung. Je besser die Winkelauflösung, d.h. je kleiner eine Winkeländerung detektiert und ausgegeben werden kann, desto höher ist die Drehzahlauflösung. Eine höhere Drehzahlauflösung kann jedoch nicht zu einer höheren Genauigkeit der Drehzahlerfassung führen, da die Genauigkeit nicht nur von der Drehzahlauflösung, sondern auch von der Systemlinearität und dem Systemrauschen anhängig ist.

Dagegen führt eine niedrigere Auflösung in Hinblick auf die Digitalisierung und dem Quantisierungsfehler zu einer Verschlechterung der Genauigkeit $\Delta\omega$ [14]. Der Quantisierungs-

fehler bezeichnet dabei einen Auflösungsschritt. Je besser die Auflösung, d.h. je kleiner der Auflösungsschritt, desto kleiner der mögliche Fehler im ausgegebenem Messwert ω . Dementsprechend ist eine hohe Auflösung in der Regel erwünscht.

2.2 Einordnung der Drehzahl- und Winkelpositionsmessung in der Basisstruktur einer Servoantriebsregelung

Abbildung 2.1 zeigt die Basisstruktur einer Servoantriebsregelung, die gewöhnlich aus drei Regelkreisen in Kaskadenregelungsstruktur besteht: der äußere Positionregelkreis, der mittlere Drehzahlregelkreis und der innere Stromregelkreis.

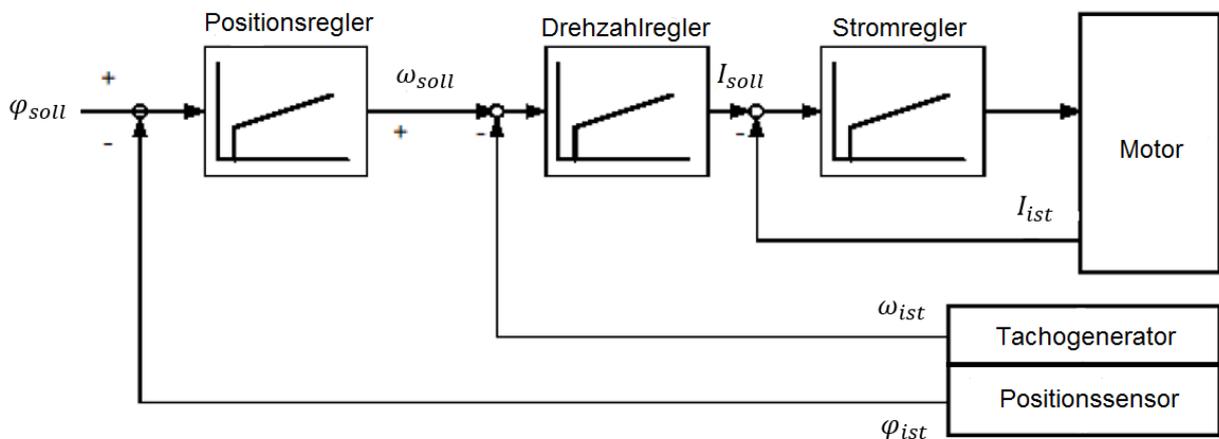


Abbildung 2.1: Dargestellt ist die Basisstruktur einer elektrischen Servoantriebsregelung, die aus einer Kaskadenregelung mit Positionen-, Drehzahl- und Stromregelkreis besteht ([88], [89]).

Folgende Merkmale zeichnen diese Struktur aus:

- Ein Merkmal dieser Regelungsstruktur ist die Aufteilung in Führungsregler und Folgeregler [2].
- Der äußerste Regelkreis bildet den Führungsregler, der mit der Hauptregelgröße (hier die Winkelposition φ) der elektrischen Maschine kommuniziert.
- Da die Regelung der Winkelposition langsamer als die der Drehzahl und des Stroms abläuft, werden Strom- und Drehzahlregelkreise als Folgeregler implementiert, um im Vergleich zum Hauptregelkreis schneller auf Störungen zu reagieren.
- Es ist zu erkennen, dass der innerste Regelkreis (hier der Stromregelkreis) am schnellsten auf Veränderungen oder Störungen reagieren kann.
- Für den Drehzahlregler stellt der schnelle Stromregelkreis einen Teil der zu regelnden Strecke dar [90].
- Genauso verhält es sich beim Positionregelkreis zu den anderen beiden Regelkreisen.
- Jeder Führungsregler liefert die Sollwerte (ω_{soll} und I_{soll}) für den nachfolgenden Regelkreis, der sich aus Sicht des nachfolgenden Regelkreises nur langsam ändert.
- Nur beim Sollwert der Winkelposition φ_{soll} wird von außen eingegriffen.

Die Istwerte der Regelgrößen werden von den jeweiligen Sensoren bzw. Geber geliefert. Dabei werden Positionsdaten φ_{ist} von einem für den Regler passenden Positionssensor bereitgestellt. Die Drehzahl-Istwerte ω_{ist} werden von einem Drehzahlsensor zurückgeführt. Vor 1990 wurden für die Drehzahlmessung Tachogeneratoren mit analogen Spannungsausgängen verwendet.

Mit der technologischen Weiterentwicklung wurden diese reinen Drehzahlsensoren überflüssig, da die Aufgaben heutzutage durch Positionsgeber wie dem Encoder übernommen werden können (siehe Abbildung 2.2). Encoder liefern ihre Messwerte aufgrund der zunehmenden Digitalisierung direkt über digitale Ausgabeschnittstellen. Auch analoge Ausgabeschnittstellen wie beim Tachogenerator sind denkbar. Die mathematische Modellierung der verschiedenen Realisierungen wird in nächsten Abschnitt dieses Kapitels näher erläutert.

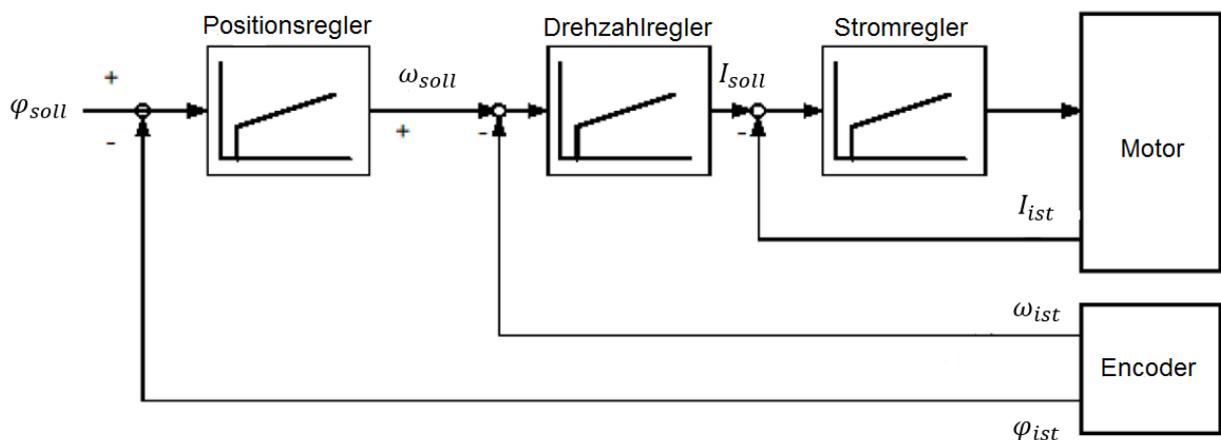


Abbildung 2.2: Heutige Encoder können zwei Rückführungssignale (Rotorlage φ_{ist} , Drehzahl ω_{ist}) für die Antriebsregelung liefern ([3], [89]).

Wie schon im Kapitel 1 angesprochen, liefern Encoder keine zufriedenstellenden Ergebnisse in der Drehzahlbestimmung, weshalb in Servoantriebssystem quasi keine Drehzahlrückführung vorhanden ist (siehe Abbildung 2.3). Verantwortlich dafür sind die bisherigen Signalverarbeitungsmethoden zur Drehzahlbestimmung. Deshalb werden neue Methoden der Signalverarbeitung zur Lösung dieses Problems benötigt.

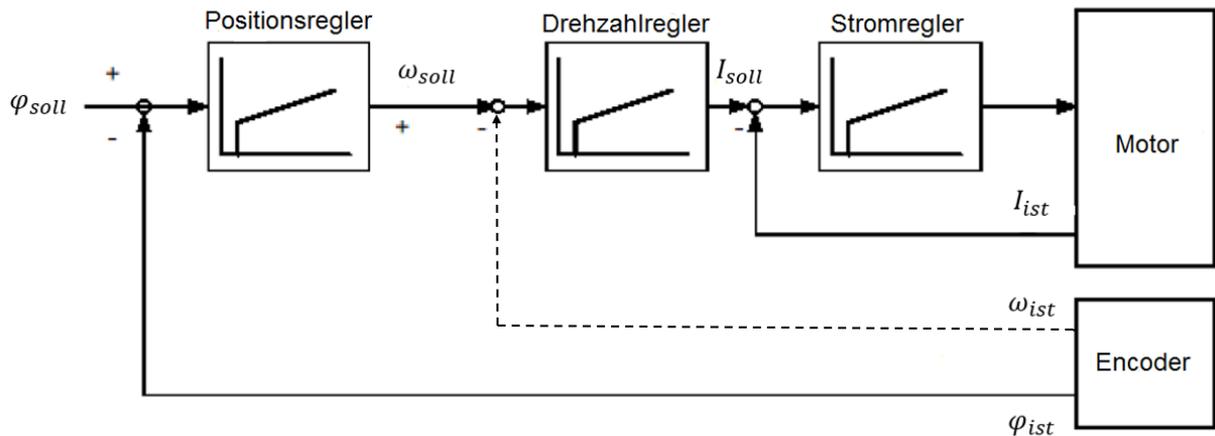


Abbildung 2.3: Die Drehzahlrückführung ist ungenau und unempfindlich, sodass sie in einem Antriebsregelungssystem quasi als inexistent wahrgenommen wird ([89], [91]).

2.3 Mathematische Modelle eines Winkelpositionssensors bzw. Drehzahlgebers

2.3.1 Analoges Modell

Das analoge Modell beschreibt die Vorgänge eines Sensor-/Gebersystems, bei dem die gemessene Größe als analoge Ausgangsspannung vorliegt. Abbildung 2.4 verdeutlicht dieses Modell, welches sich in zwei Teilen darstellen lässt.

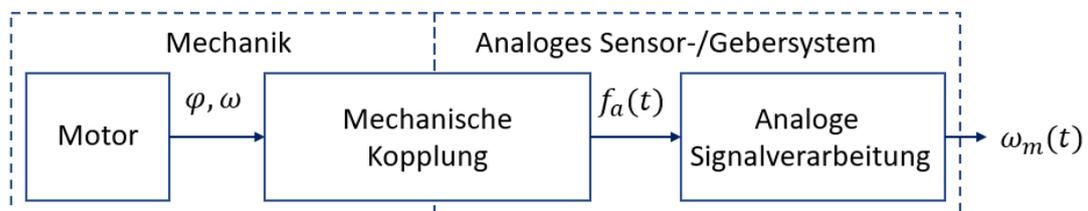


Abbildung 2.4: Aufbau des analogen Modells. Dieses Modell besteht aus der Mechanik und dem analogen Sensor-/Gebersystem. Beide Teile sind mechanisch miteinander gekoppelt.

Der mechanische Teil besteht im Wesentlichen aus dem Motor bzw. der elektrischen Maschine, der mit einer Drehzahl ω betrieben wird. φ bezeichnet dabei die aktuelle Rotorposition. Das Sensor- bzw. Gebersystem wird mechanisch an die elektrische Maschine gekoppelt. Diese mechanische Kopplung führt zu einer physikalischen Messgröße, die zunächst als $f_a(t)$ bezeichnet wird. Mithilfe dieser physikalischen Messgröße kann das Sensor- bzw. Gebersystem über analoge Signalverarbeitung eine Gleichspannung ausgeben, die proportional zur gemessenen Drehzahl $\omega_m(t)$ ist.

Ein konkretes Beispiel für dieses Modell ist der Tachogenerator bzw. Gleichspannungsgenerator [5]. Der prinzipielle Aufbau ist der Abbildung 2.5 zu entnehmen.

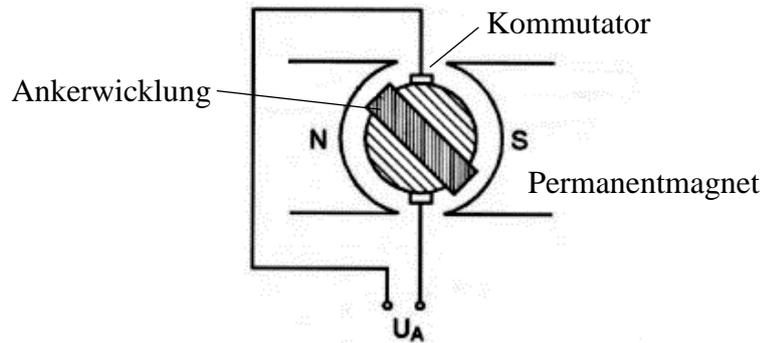


Abbildung 2.5: Prinzipieller Aufbau eines Tachogenerators. Er besteht aus einem fest montierten Permanentmagneten und einer sich drehenden Ankerwicklung, der das analoge sinusförmige Signal durch Induktion erzeugt [5].

Mechanisch ist der Rotor des Tachogenerators mit der angetriebenen Motorwelle gekoppelt. Ein ortsfester Permanentmagnet im Stator des Tachogenerators erzeugt ein konstantes Magnetfeld mit der Flussdichte B_0 . Der sich drehende Rotor besteht unter anderem aus einer Ankerwicklung. Durch die Drehung in dem permanenten Magnetfeld wird eine Spannung in der Ankerwicklung induziert. Dieser Vorgang kann mit dem Induktionsgesetz wie folgt beschrieben werden [92]:

$$f_a(t) = N_w \cdot B_0 \cdot A_0 \cdot \omega \cdot \sin(\omega \cdot t) = U_0 \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (2.6)$$

Dabei bezeichnet N_w die Wicklungszahl und A_0 die maximale Fläche der Ankerwicklung, die vom anliegenden Magnetfeld durchdrungen wird. Diese induzierte Spannung hat einen sinusförmigen Verlauf mit der Kreisfrequenz ω und der Amplitude U_0 , weshalb es vorerst einer Wechselspannung entspricht. Eine Gleichrichtung muss durchgeführt werden, um aus einer Wechselspannung eine Gleichspannung zu erzeugen. Es können mechanische Gleichrichter, wie der Kommutator, oder Gleichrichterschaltungen, die den analogen Signalverarbeitungsmethoden zugeordnet werden können, verwendet werden. Die daraus entstehende Spannung wird als $U_A(t)$ bezeichnet und erhält noch einige periodische Restwelligkeiten [93]. Deren Mittelwert \underline{U}_A ist daher proportional zur Signalamplitude U_0 und nach Gleichung 2.6 somit auch zur Drehzahl ω :

$$\underline{U}_A = K \cdot U_0 = K \cdot N_w \cdot B_0 \cdot A_0 \cdot \omega \quad (2.7)$$

Der Buchstabe K steht für einen konstanten Faktor, der sich je nach Art der Gleichrichtung unterscheidet ([93], [94]). Die am Ende messbare Drehzahl $\omega_m(t)$ ist folglich proportional zur gleichgerichteten Spannung $U_A(t)$:

$$\omega_m(t) = \frac{U_A(t)}{K \cdot N_w \cdot B_0 \cdot A_0} \quad (2.8)$$

2.3.2 Digitales Modell

Mit der zunehmenden Digitalisierung wurden analoge Sensor- und Gebersysteme durch digitale Varianten ersetzt. Diese basieren auf einem digitalen Modell, bei dem die gemessene Drehzahl als digitales Ergebnis vorliegt. Auch in der Bestimmung der Winkelposition hält die Digitalisierung Einzug. Abbildung 2.6 zeigt das Schema eines digitalen Modells.

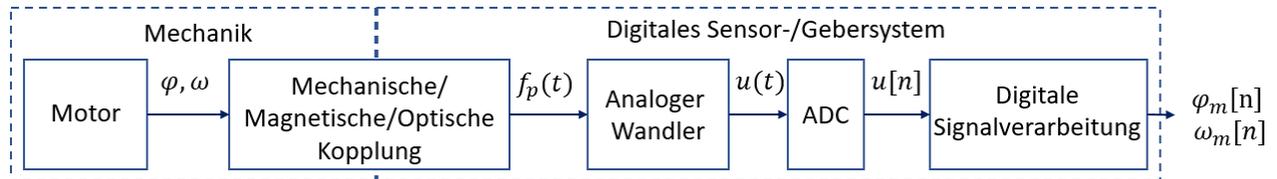


Abbildung 2.6: Aufbau des digitalen Modells. Dieses Modell besteht aus der Mechanik und dem digitalen Sensor-/Gebersystem. Beide Teile sind mechanisch oder optisch miteinander gekoppelt.

Dieses Modell besteht aus einem mechanischen Teil und einem nun digitalen Sensor-/Gebersystem. Beide Teile sind dabei mechanisch oder ggf. auch optisch miteinander gekoppelt. Im mechanischen Teil liefert der Motor weiterhin die zu messenden Größen Winkelposition φ und Drehzahl ω . In der Kopplung und im Sensor- bzw. Gebersystem erfolgen weitere Schritte, die anhand der folgenden Abschnitte näher erläutert werden.

2.3.2.1 Physikalische Grundlage der mechanischen bzw. optischen Kopplung

Wie auch im analogen Modell hat die Kopplung die Aufgabe, die zu messenden Größen φ und ω in eine physikalisch messbare Größe $f_p(t)$ umzuwandeln. In dieser Hinsicht existieren zahlreiche physikalische Prinzipien, z.B. Magnetismus, Elektrostatik oder Optik. Im Folgenden werden Beispiele für magnetische und optische Kopplungen betrachtet.

2.3.2.1.1 Magnetische Kopplung am Beispiel des Zahnradsensors

Zahnradsensoren definieren sich über ihre magnetische Kopplung mit der Antriebswelle, die aus einem herkömmlichen Zahnrad besteht. Beim Zahnradsensor spielt die Änderung des Luftspaltabstands zwischen Sensorkopf und Zahnradoberfläche eine entscheidende Rolle. Diese variiert periodisch mit der Rotation des Zahnrades.

Diese periodische Variation des Luftspalts kann mittels verschiedener physikalischer Verfahren gemessen werden. Der Sensorkopf enthält beispielsweise einen Permanentmagnet, der eine konstante magnetische Flussdichte an einem Hall-Sensor erzeugt. Wenn jedoch eisenhaltiges Material in die Nähe des Magnetfeldes gebracht wird, nimmt die Flussdichte aufgrund einer höheren Permeabilität des Materials am Hall-Sensor zu [35]. Beim magnetischen Zahnradsensor besteht das Zahnrad aus einem eisenhaltigen Material mit hoher Permeabilität, sodass dieser Effekt durch die Rotation des Zahnrades ausgenutzt wird. Die physikalische Wechselwirkung von Luftspalt und Materialvolumen führt zur periodischen Änderung der magnetischen Flussdichte.

Abbildung 2.7 zeigt ein Beispiel, in dem ein Zahnrad mit 50% geometrischer Einschaltdauer (Duty Cycle) verwendet wird. Wenn der Luftspalt am geringsten ist, erreicht die magnetische Feldstärke

B das Maximum (Zustand a). Das Gegenteil tritt ein, wenn der Luftspalt am größten wird (Zustand b). In diesem Zustand ist die die magnetische Flussdichte am geringsten. Befindet sich der Sensor ca. im mittleren Luftspaltabstand zur Zahnoberfläche, so wird die mittlere magnetische Flussdichte \underline{B} gemessen (Zustand c). Der ganze Verlauf der magnetischen Flussdichte entspricht einer Sinusschwingung.

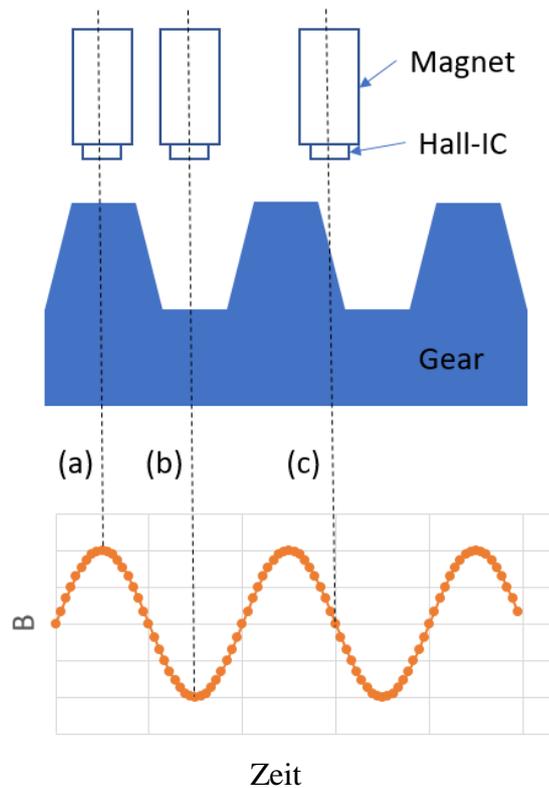


Abbildung 2.7: Die periodische Variierung des Luftspalts zwischen Sensorkopf und Zahnoberfläche führt zu einer magnetischen Flussdichtenänderung gleicher Periodizität am Hall-Sensor. Bei einem Zahnrad mit einer geometrischen Einschaltdauer von 50% ist das Verhalten der magnetischen Flussdichte nahezu sinusförmig.

Folglich kann mithilfe der Gleichung 2.9 ein Zusammenhang der magnetischen Flussdichte für dieses Beispiel formuliert werden (mit B_0 als die Amplitude):

$$f_p(t) = B(t) = \underline{B} + B_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) \quad (2.9)$$

Neben dem magnetischen Prinzip existieren auch elektrostatische und optisch-reflektive Zahnradsensoren (siehe [49] und [50]). Da die periodische Variation des Luftspalts ein Kennmerkmal aller Zahnradsensoren bildet, unterscheiden sie sich jedoch nur die physikalischen Messgrößen (elektrische Feldstärke bzw. Lichtintensität statt magnetische Flussdichte).

2.3.2.1.2 Optische Kopplung am Beispiel des Encoders

Anders als beim Zahnradsensor erfolgt bei einem optischen Encoder die Kopplung mit der rotierenden Motorwelle nicht über eine zusätzliche mechanische Größe (Luftspalt), sondern direkt durch die physikalische Messgröße. Diese sogenannte optische Kopplung wird über eine Strichgitter-Drehscheibe realisiert, siehe Abbildung 2.8.

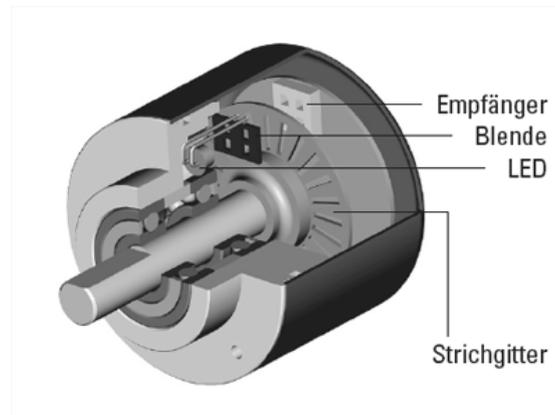


Abbildung 2.8: Aufbau eines optischen Encoders, bestehend aus einer Drehscheibe mit Strichgitter, einer LED als Lichtquelle, einer Blende und einem lichtempfindlichen Empfänger [18].

Eine Lichtquelle, wie z.B. eine LED, sendet das Licht aus, welches über das Strichgitter und eine Blende bzw. Maske auf dem Empfänger (Fotodiode, Fotozelle, Fotodetektor o.ä.) trifft. Das kann über optische Transmission oder auch optisch-reflektiv erfolgen. Aufgrund des Strichgitters und der Rotation der Drehscheibe entstehen periodische Variationen der gemessenen Lichtintensität, welche die physikalische Messgröße darstellt.

Abbildung 2.9 zeigt ein Beispiel mit optischer Transmission. Das Strichgitter besteht aus lichtdurchlässigen und lichtundurchlässigen Segmenten, die in der Abbildung farblich mit hell und dunkel dargestellt sind. Je nach Position des Strichgitters kann eine maximale Helligkeit (Zustand a), eine minimale Helligkeit (Zustand b) oder ein Helligkeitszustand zwischen Maximum und Minimum durch den lichtempfindlichen Detektor wahrgenommen werden. Bei einem Strichgitter, wo lichtdurchlässige und lichtundurchlässige Segmente dieselbe Breite besitzen und das den richtigen Abstand zur Blende/Maske aufweist, äußert sich dieses Verhalten in einem sinusförmigen Verlauf der gemessenen Lichtintensität. Folgende Gleichung beschreibt den physikalischen Vorgang, wo mittlere Lichtintensität und die Amplitude als \underline{I} und I_0 bezeichnet werden:

$$f_p(t) = \underline{I} + I_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) \quad (2.10)$$

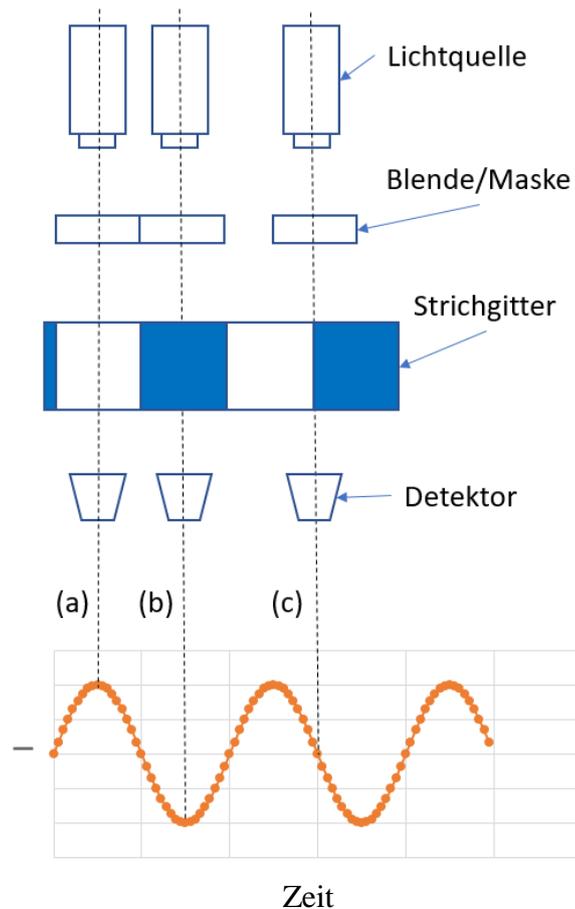


Abbildung 2.9: Durch die Bewegung des Strichgitters vor dem Detektor wird je nach Position die volle oder maximale Lichtintensität (Zustand a), keine oder minimale Lichtintensität (Zustand b) oder dazwischen (Zustand c) gemessen. Bei einem Strichgitter mit einer geometrischen Einschaltdauer von ca. 50% ist das Verhalten der Lichtintensität sinusförmig.

2.3.2.2 Funktionsweise der analogen Wandler

Der analoge Wandler hat die Aufgabe, die physikalische Messgröße $f_p(t)$ in ein elektrisches Signal $u(t)$ umzuwandeln. Für diesen Zweck stehen unterschiedliche Sensorelemente zur Verfügung, die meist empfindlich auf eine physikalische Messgröße reagieren.

Für das Beispiel des magnetischen Zahnradsensors kommen Hall-Elemente, magnetoresistive Elemente oder Messspulen infrage, da diese Sensorelemente auf äußere magnetische Größen und Änderungen reagieren und eine entsprechende Ausgangsspannung ausgeben. Am Beispiel des Hall-Elements kann über eine lineare Formel die sogenannte Hall-Spannung $u_H(t)$ aus der magnetischen Flussdichte $B(t)$ und berechnet werden:

$$u(t) = u_H(t) + U_0 = v_e \cdot l \cdot B(t) + U_0 \quad (2.11)$$

mit U_0 als Offsetspannung des Hall-Effekt Elements. v_e und l sind die Notationen für die Ladungsträgergeschwindigkeit und die Länge im Hall-Element und somit konstant [35]. So folgt eine sinusförmige Ausgangsspannung entsprechend der Gleichungen 2.9 und 2.11:

$$\begin{aligned}
u(t) &= u_H(t) + U_0 \\
&= v_e \cdot l \cdot (\underline{B} + B_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_0)) + U_0 \\
&= \underline{u} + u_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_0)
\end{aligned} \tag{2.12}$$

Beim optischen Encoder werden lichtempfindliche Empfänger wie Fotodiode, Fotozelle, Fotodetektor o.ä. verwendet, die aus Halbleitermaterial bestehen, z.B. Silizium. Je nach Leistung bzw. Intensität $I(t)$ des auftreffenden Lichtes werden zusätzliche Elektronen-Löcher-Paare im Verarmungsbereich des PN-Übergangs gebildet, die einen zur Lichteinfall proportionalen Stromfluss erzeugen. Dieser Strom ist bis zur Durchschlagsspannung (engl. *breakdown voltage*) linear zur Sperrvorspannung (engl. *reverse bias*) [95], die als Ausgangsspannung messbar ist. Somit ergibt sich folgender linearer Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung $u(t)$ und Lichtintensität $I(t)$ mit dem konstantem Faktor k_e :

$$u(t) = k_e \cdot (I + I_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_0)) = \underline{u} + u_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) \tag{2.13}$$

Neben sinusförmige Signale können analoge Wandler auch rechteckförmige Signale ausgeben (siehe Abbildung 2.10 b). Meist werden Sensoren- und Gebersysteme mit diesem Ausgang als TTL (Transistor-Transistor-Logik) oder HTL (Hochvolt-Transistor-Logik) [8] bezeichnet, was in beiden Fällen für Rechtecksignale im Bereich von 0 V bis 5 V („low“, „high“) steht [16]. Generell kann aus einem sinusförmigen Signal über ein Schmitt-Trigger oder eine Komparatorschaltung ein Rechtecksignal gewonnen werden. Die mathematische Darstellung eines Rechtecksignals erfolgt über die Fourier-Reihe und ist wie folgt definiert, wobei A für den Scheitelwert der Rechteckschwingung steht:

$$u(t) = \frac{4 \cdot A}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin((2k-1)\omega t)}{2k-1} \tag{2.14}$$

Weiterhin können beispielsweise durch Überlagerung mehrerer Sinusschwingungen verschiedener Ordnungen auch eine periodisch modulierte Ausgangsspannung entstehen (siehe Abbildung 2.10 c). Die allgemeine Formel bis zur N -ten Ordnung lautet:

$$u(t) = \sum_{k=1}^N (A_k \cdot \sin(k\omega t + \varphi_{0k}) + B_k) \tag{2.15}$$

Dabei steht A_k für die Signalamplitude, B_k für den Signaloffset und φ_{0k} für die Phasenverschiebung des jeweiligen harmonischen Anteils. Aus den Gleichungen 2.15 und 2.16 ist zu erkennen, dass alle periodische Signale, sei es rechteck-, dreieck- oder sägezahnförmig, allesamt die Grundwelle (Sinus 1. Ordnung) enthalten.

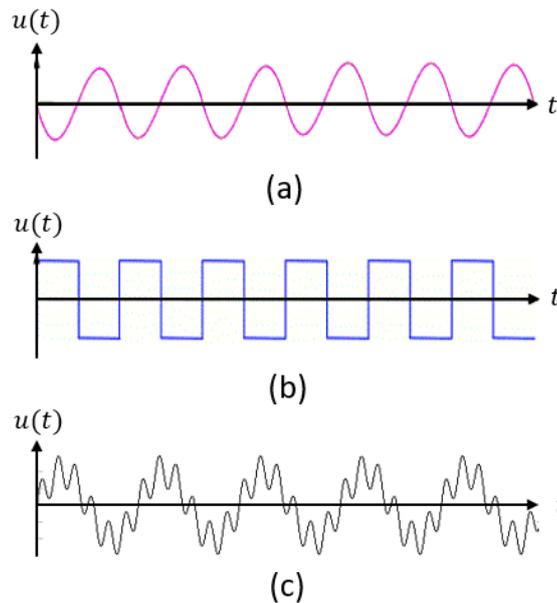


Abbildung 2.10: Die Ausgangssignale der analogen Wandler sind beispielsweise sinusförmig (a), rechteckförmig (b) oder periodisch moduliert (c).

2.3.2.3 Analog-zu-Digital-Wandlung und digitale Signalverarbeitung

Die Analog-zu-Digital-Wandlung (ADC) hat die Aufgabe, das analoge, periodische Ausgangssignal in diskrete Wertepunkte umzuformen. Die Abbildung 2.11 veranschaulicht, wie aus einem kontinuierlichen analogen Signal $u(t)$ eine Aneinanderreihung von diskreten Werten $u[n]$ gewonnen wird. Die nachfolgende digitale Signalverarbeitung kann mit diesen diskreten Werten arbeiten. Für ADC sind viele verschiedene Verfahren wie beispielsweise der Sigma-Delta-Wandler bekannt (siehe u.a. [96]–[98]).

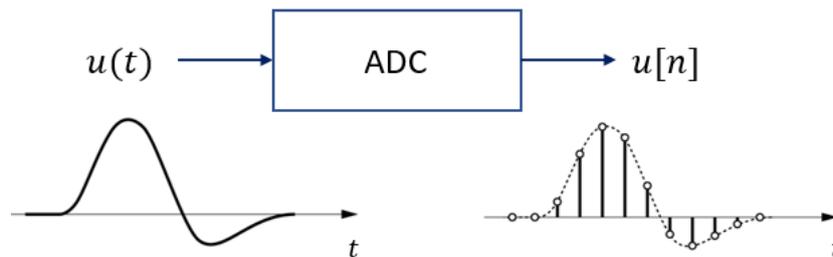


Abbildung 2.11: Bei der Analog-zu-Digital-Wandlung (ADC) werden aus einem analogen, kontinuierlichen Signal $u(t)$ die diskreten Werte $u[n]$ gewonnen. Diese diskreten Signalwerte können nun für die digitale Signalverarbeitung verwendet werden.

Digitale Signalverarbeitungen nehmen eine bedeutende Rolle in einem digitalen Sensor- bzw. Gebersystem ein. Angefangen bei den Zählverfahren für Rechtecksignale (vgl. u.a. auch [21] und [22]) bis zu den fortgeschrittenen Methoden für sinusförmige Signale (beispielsweise in [99]–[104]) existiert eine Vielzahl von Signalverarbeitungsmethoden. Jedoch liefern die bisherigen Methoden keine wirklich zufriedenstellenden Ergebnisse bei der Bestimmung der Signalfrequenz. Neben den

in Kapitel 1 schon erläuterten Abweichungen durch die asynchrone Abtastung infolge der Diskretisierung und durch die Approximation der zeitlichen Ableitung ist auch das Signalrauschen ein großes Problem, sodass Methoden wie die Nulldurchgangs-erfassung mit großen zufälligen Messabweichungen zu kämpfen haben.

Je nach angewandeter Signalverarbeitungsmethode können noch weitere spezifische Fehler zu Abweichungen führen. Beispielsweise wird im Anhang A eine Frequenzbestimmung mittels Fourier-Amplitudenspektrum vorgestellt. Aus den Simulationsergebnissen ist zu erkennen, dass diese Methode sehr von der Anzahl der Signalperioden, die gleichzeitig zur Berechnung eingesetzt werden, abhängig ist. Je mehr Signalperioden verwendet werden, desto besser gelingt eine Mittelwertbildung, wodurch auch die Abweichungen geringer werden.

Im Anhang B wird eine weitere Methode zur direkten Berechnung der Winkelposition und Drehzahl mittels linearer Ausgleichsrechnung erläutert. Aufgrund der Unstetigkeit einer Sinusschwingung an den Extrempunkten und der damit verbundenen Ausreißer kann auch diese Methode für die Praxis nicht verwendet werden. Eine Mittelwertbildung kann bessere Ergebnisse liefern. Dabei muss jedoch das Signalrauschen vermindert werden. Weiterhin muss Signalamplitude und Signaloffset sehr genau bestimmt und konstant gehalten werden, was viel Aufwand bei der realen Umsetzung bedeutet.

Obwohl in Abschnitt 2.1 beschrieben worden ist, dass Winkelposition von der Winkelgeschwindigkeit abhängig ist und ebenso von den Ungenauigkeiten und Fehler beeinflusst werden könnten, preisen Hersteller ihre Produkte als hochauflösend und präzise in der Positionsmessung an. Das liegt vor allem daran, dass sie digitale Interpolationsmethoden bei den Sin/Cos-Encodern und Encodern mit rechteckförmigen Ausgangssignalen verwenden (siehe [105]–[108]), um die Auflösung in der Winkelpositionsbestimmung drastisch zu erhöhen und das Quantisierungsrauschen zu minimieren. Nichtsdestotrotz spielen hier Fertigungstoleranzen, Signalrauschen, Aliasing-Fehler durch die digitale Abtastung sowie Änderungen in den Signalamplituden und -offsets usw. eine Rolle und verfälschen das Ergebnis, weshalb in [107] eine digitale Autokorrektur-Methode als zusätzliche Signalverarbeitung vorgeschlagen wird.

2.3.2.4 Möglichkeit des Digital-zu-Analogen Sensor- bzw. Gebersystems

Das digitale Modell aus Abbildung 2.6 kann mit einem Digital-zu-Analog-Wandler (DAC) erweitert werden (vgl. Abbildung 2.12). Die daraus resultierende Ausgangsspannung ist analog und kontinuierlich, aber weist sogenannte Quantisierungsstufen auf (siehe Abbildung 2.13). Daher handelt es sich um ein zeitkontinuierliches, aber wertdiskretes Signal ([96], [97]), da diese Wandlung die binären Informationen der diskreten Werte benutzt, die in quantisierter Form zugrunde liegen. Sensor- und Gebersysteme nach diesem Modell werden überall dort benötigt, wo noch analoge Messsignale für die Antriebsregelung verwendet werden. Unter anderem können Tachogeneratoren und Tachometer dadurch vollständig ersetzt werden, ohne das bisher verwendete Regelungssystem austauschen zu müssen.

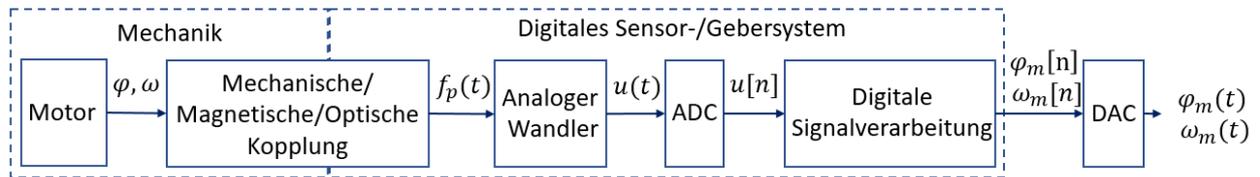


Abbildung 2.12: Aufbau des digital-zu-analogen Modells. Dieses Modell besteht aus der Mechanik, dem digitalen Sensor-/Gebersystem und einem DAC. Beide Teile sind mechanisch oder optisch miteinander gekoppelt.

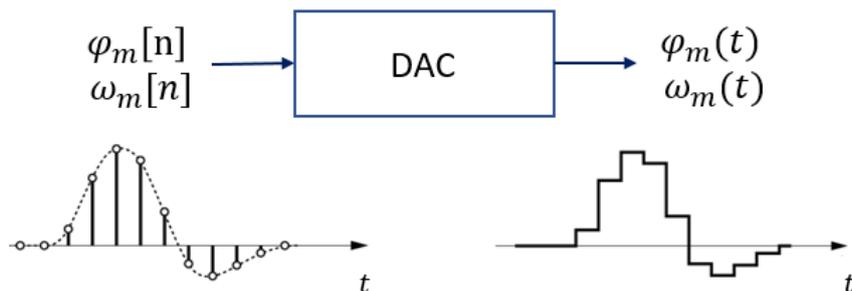


Abbildung 2.13: Bei der Digital-zu-Analog-Wandlung (DAC) werden aus diskrete Werte $\varphi_m[n]$ und $\omega_m[n]$ analoge, kontinuierliche Signale $\varphi_m(t)$ und $\omega_m(t)$ gewonnen. Die analogen Signale weisen aber Quantisierungsstufen auf.

2.4 Zusammenfassung

Dieser Kapitel hat sich mit Grundbegriffen, Definitionen und Strukturen der Antriebsregelung befasst. Weiterhin sind die analogen und digitalen Modelle für Winkelpositionssensoren und Drehzahlgeber vorgestellt worden. Analog-zu-Digital-Wandlung sowie digitale Signalverarbeitung werden benutzt, um Winkelposition und Drehzahl aus periodischen analogen Signalen berechnen zu können. Doch die bisherigen Signalverarbeitungsalgorithmen zur Drehzahlbestimmung liefern keine zufriedenstellenden Ergebnisse.

Dementsprechend liegt der Schwerpunkt dieser Arbeit im Bereich der digitalen Signalverarbeitung. Neue Signalverarbeitungsmethoden müssen vor allem in Hinblick auf die praktische Umsetzung in elektrischen Antriebssystemen für eine akkurate Erfassung von Drehzahlen entwickelt werden.

3. Neuartiger Signalverarbeitungsalgorithmus zur direkten Drehzahlerfassung

3.1 Einleitung

Eine neuartige Signalverarbeitungsmethode zur direkten Erfassung der Drehgeschwindigkeit soll unter anderem mit elektromagnetischen und opto-elektronischen Drehzahlgeber bzw. -sensoren realisiert werden. Da die Signale eines Drehzahlgebers ursprünglich sinusförmig sind und erst durch einen Schmitt-Trigger oder Komparator in eine Rechteckspannung umgeformt werden, werden im Folgenden vorzugsweise sinusförmige Ausgangssignale von Drehzahlsensoren betrachtet.

Entsprechend der Gleichung 2.2 kann die Drehzahl aus der Signalfrequenz f bzw. Periodendauer T und mit Kenntnis der Anzahl der Signalperioden pro Umdrehung N_u wie folgt berechnet werden [109].

$$\omega = \frac{60f}{N_u} = \frac{60}{TN_u} \quad (\text{U/min}), T \text{ in Sekunden} \quad (3.1)$$

Dabei soll das periodische Ausgangssignal in einem Zeitfenster T_F von länger als eine ganze Periodendauer abgetastet werden. Die Abtastwerte $x(k)$ werden wie folgt definiert:

$$x(k) = x(t_k), \text{ mit } t_k = kt_s \text{ und } k = 0, 1, 2, \dots, K-1 \quad (3.2)$$

wobei t_s das Abtastungszeitintervall und K die Zahl der gesamten Abtastpunkte innerhalb dem Abtastzeitfenster T_F repräsentieren. Die Abtastung eines sinusförmigen Signals wird in der Abbildung 3.1 veranschaulicht, wo beispielsweise ein Abtastzeitfenster mit zwei Periodendauern angegeben ist.

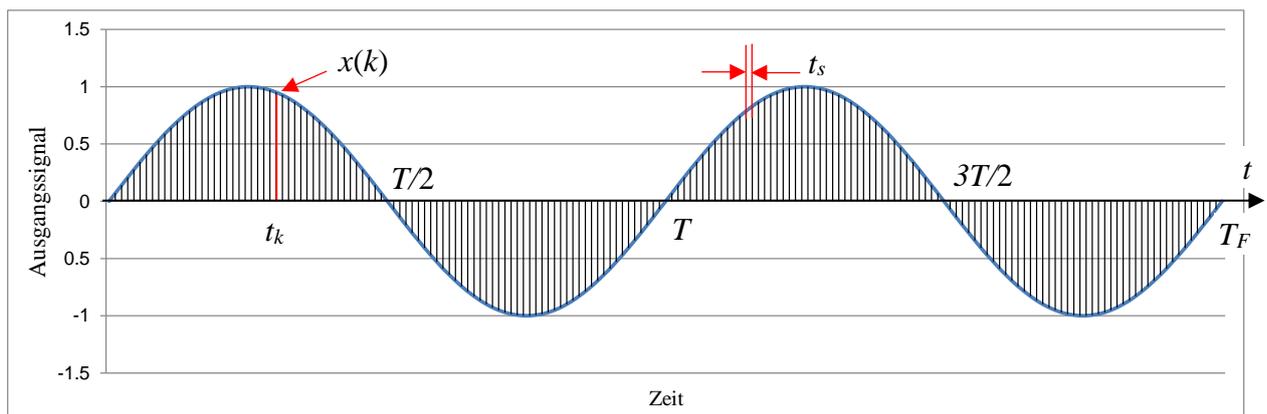


Abbildung 3.1: Abtastung eines sinusförmigen Signals mit Abtastzeitintervall t_s innerhalb des Zeitfensters T_F [109].

Unter Nutzung des Datensatzes von Gleichung 3.2 kann die Frequenz des sinusförmigen Signals durch folgende Algorithmen bestimmt werden [109]:

1. Bestimmung der Periodendauer T_0 des sinusförmigen Signals durch einen Software-Algorithmus, der einen Schmitt-Trigger simuliert, wobei T_0 eine Ganzzahl des Abtastzeitintervalls t_s darstellt (siehe Abschnitt 3.2). Hierbei wird angenommen, dass das Signal synchron abgetastet worden ist.
2. Berechnung der Frequenz f_0 und der Zahl N_0 der Abtastpunkte in einer Periode T_0 :

$$f_0 = \frac{1}{T_0} \quad (3.3)$$

$$N_0 = \frac{T_0}{t_s} \quad (3.4)$$

3. Bestimmung der genauen Frequenz f des sinusförmigen Signals, welches asynchron abgetastet worden ist, durch Fourier-Reihe und Parameteroptimierung (siehe Abschnitt 3.3).

3.2 Bestimmung der Periodendauer

3.2.1 Software-Schmitt-Trigger

Im ersten Schritt findet eine Bestimmung der groben Signalfrequenz statt, um eine gute Grundlage für die weitere Signalverarbeitung zu schaffen. Das kann mit einem Schmitt-Trigger Algorithmus durchgeführt werden. Dieser Schmitt-Trigger Algorithmus ist eine Methode, die per Software realisiert werden kann, um das sinusförmige, zeitdiskrete Signal in ein diskretes rechteckiges Signal umzuformen [109]. Die Implementierung dieser Methode gelingt wie folgt:

1. Zuerst findet eine Normierung des abgetasteten sinusförmigen Signals $x(k)$ statt:

$$x_n(k) = \frac{x(k)}{\max\{x(k)\}} \quad \text{mit } k = 0, 1, 2, \dots, K-1 \quad (3.5)$$

2. Anschließend werden die oberen und unteren Grenzen U_H und U_L definiert, die vom Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) des sinusförmigen Signals abhängig sind. Bei $U_H = 0,1$ und $U_L = -0,1$ ist im Signal ein Signal-Rausch-Verhältnis von ungefähr 90% vorhanden.
3. Das resultierende Rechtecksignal kann demnach wie folgt formuliert werden:

$$R(k) = \begin{cases} 0 & x_n(k) \leq U_L \quad \text{und} \quad U_L \rightarrow U_H \\ 1 & x_n(k) > U_H \quad \text{und} \quad U_H \rightarrow U_L \end{cases} \quad (3.6)$$

Das resultierende Rechtecksignal an der Stelle k ist gleich 0, wenn der normierte Signalwert $x_n(k)$ kleiner gleich U_L und beim Übergang von U_L auf U_H ist, während es wenn Wert 1 besitzt, falls $x(k)$ größer als U_H und sich gleichzeitig beim Übergang von U_H auf U_L befindet.

Die Anwendung der Methode an einem Sinussignal kann zu einem Ergebnis wie in Abbildung 3.2 führen. Es ist zu erkennen, dass der Schmitt-Trigger Algorithmus auch bei verrauschten Sinussignalen gute Ergebnisse liefern kann.

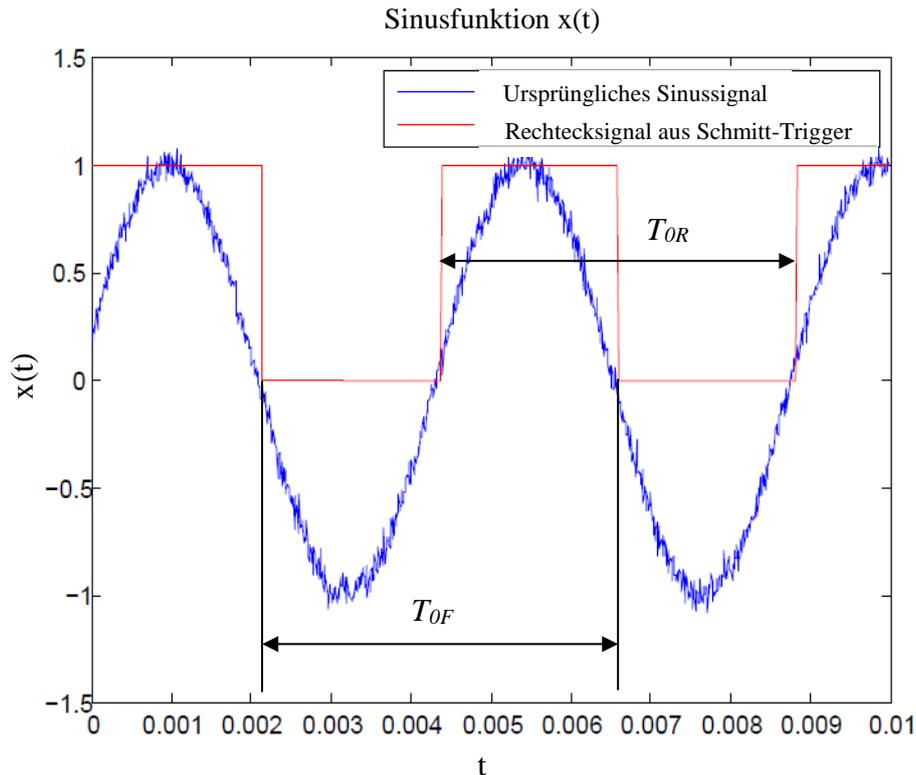


Abbildung 3.2: Ergebnis des Schmitt-Trigger Algorithmus an einem verrauschten Sinussignal [109].

Um die Periodendauer des sinusförmigen Signals zu bestimmen, müssen die Positionen der steigenden und fallenden Flanken aus dem Rechtecksignal ermittelt werden. Die beiden Flanken lassen sich erkennen, wenn die Differenz zwischen zwei Nachbarwerten genau ± 1 ergibt:

$$R(k+1) - R(k) = \begin{cases} 1 & \text{bei steigenden Flanken} \\ -1 & \text{bei fallenden Flanken} \end{cases} \quad (3.7)$$

Dann kann die Periodendauer entweder aus den Positionen von zwei steigenden Flanken oder aus den Positionen von zwei fallenden Flanken errechnet werden. Die grobe Periodendauer T_0 ergibt sich aus dem Mittelwert der beiden ermittelten Werte:

$$T_0 = \frac{T_{0R} + T_{0F}}{2} \quad \text{bzw.} \quad N_0 = \text{int} \left(\frac{T_0}{t_s} \right) \quad (3.8)$$

wobei T_{0R} die Periodendauer zwischen den beiden steigenden Flanken, und T_{0F} die Periodendauer zwischen den beiden fallenden Flanken ist (vgl. Abbildung 3.2). Durch die Mittelwertbildung kann der Einfluss eines Offsets minimiert werden. Die Zahl N_0 der Abtastpunkte in der Periode T_0 soll ganzzahlig sein (z.B. $N_0 = 45$ wenn $T_0/t_s = 44,6$, und $N_0 = 44$ falls $T_0/t_s = 44,4$).

Die Bestimmung der Periodendauer T_0 nach der Gleichung 3.8 eignet sich nur für die synchrone Abtastung des sinusförmigen Signals entsprechend Gleichung 3.4 bzw. Gleichung 3.16. Für die Bestimmung der Periodendauer T_0 von asynchron abgetasteten sinusförmigen Signalen ist die Nulldurchgangdetektion geeignet.

3.2.2 Nulldurchgangsdetektion

Eine alternative Methode zur Periodendauerbestimmung besteht in der Messung der Zeitpunkte, in dem das periodische Signal einen Nullpunkt oder Offset über- bzw. unterschreitet. Es gilt, diese Zeitpunkte in einem abgetasteten Messsignal möglichst genau zu bestimmen, und die Periodendauer und auch die Signalfrequenz mit einer hohen Genauigkeit zu erhalten [110]. Diese Methode nennt sich Nulldurchgangserfassung (engl. *Zero Crossing Detection*, oder kurz: *ZCD*) und wurde in Kapitel 2 kurz angesprochen.

In der untenstehenden Abbildung 3.3 ist ein abgetastetes Sinussignal mit der Periodendauer T_0 und der Abtastzeit t_s zu sehen. Das Offset befindet sich in diesem Fall bei y_0 . Aufgrund der Abtastung, dessen Frequenz kein ganzzahliges Vielfache der Signalfrequenz sein muss, kann der wahre Nulldurchgang nur über zwei benachbarte Punkte bestimmt werden. Es werden bei einem aufsteigenden Sinuszweig die beiden orange markierten Punkte ausgewählt, die unmittelbar vor und nach dem Offset zu finden sind. Der Nullpunkt kann anschließend durch eine lineare Interpolation unter Nutzung der beiden Punkte bestimmt werden [113].

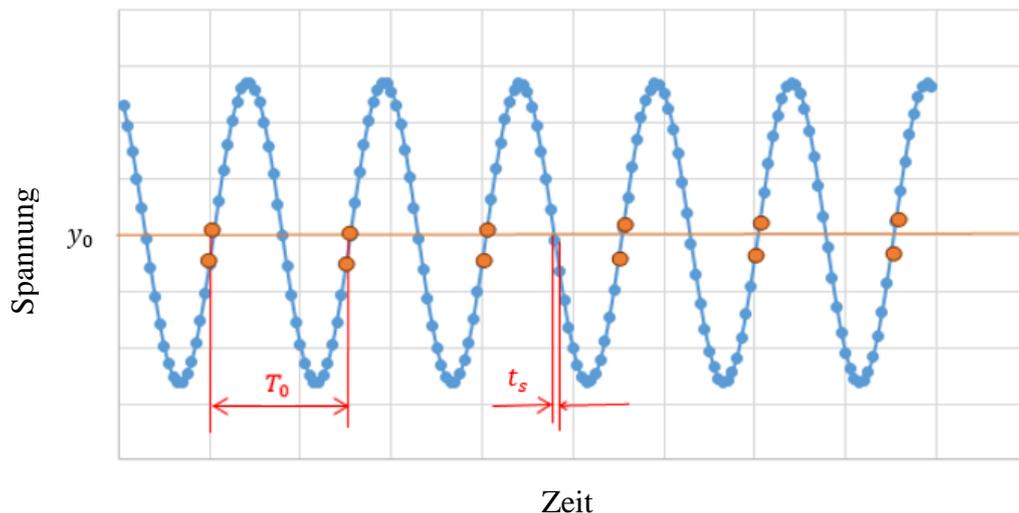


Abbildung 3.3: Ein abgetastetes Sinussignal mit der Periodendauer T_0 und der Abtastzeit t_s wird für die Nulldurchgangsdetektion am Offset bei y_0 verwendet.

An einem Nulldurchgang kann ein periodisches Signal annähernd als eine lineare Gerade approximiert werden. So lässt sich der exakte Nulldurchgang aus den zwei benachbarten Punkten bestimmen, wobei hier ein Vorzeichenwechsel stattfindet. Folgende Formel wird hierbei verwendet, um den exakten Zeitpunkt der Nulldurchgangsdetektion zu bestimmen:

$$t_0 = \left(i + \frac{y_0 - y_i}{y_{i+1} - y_i}\right) \cdot t_s \quad (3.9)$$

Dabei bezeichnet t den berechneten Zeitpunkt, i die Anzahl der abgetasteten Werte und y_i sowie y_{i+1} die beiden gemessenen Werte vor und nach dem Nulldurchgang. t_s ist die Abtastzeit eines Samples, welches aus dem Kehrwert der Abtastfrequenz berechnet wird.

Die folgende Abbildung 3.4 wirft nochmals einen genaueren Blick auf die lineare Approximation an einem Nulldurchgang aus der Abbildung 3.3. Zwei rot markierte Punkte tragen die Bezeichnungen (t_i, y_i) und (t_{i+1}, y_{i+1}) . An beiden Punkten wird die lineare Interpolation nach Gleichung 3.9 durchgeführt. Dabei beschreibt sie konkret die Kleinwinkelnäherung am Offset y_0 , die durch eine Gerade visualisiert wird. Mittels Dreieckssatz kann der genaue Zeitpunkt t_0 bestimmt werden.

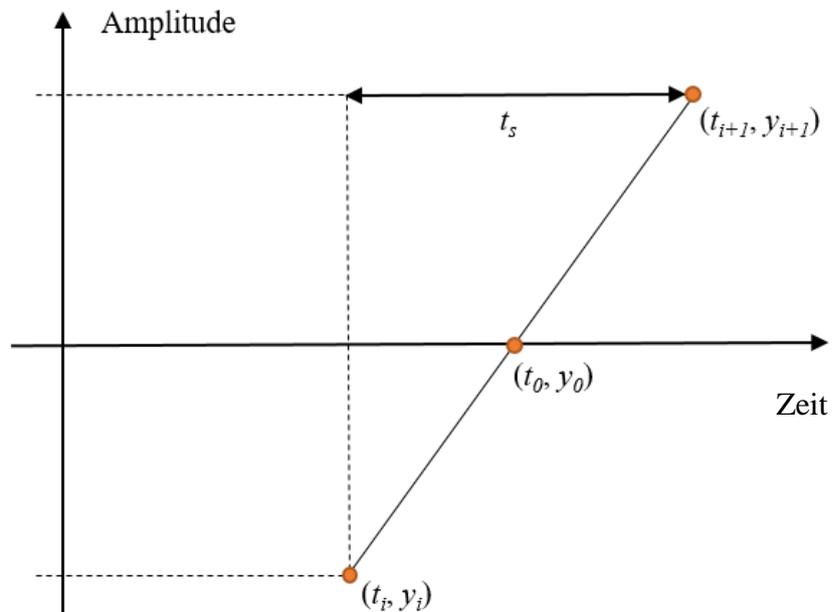


Abbildung 3.4: An den zwei Messpunkten (t_i, y_i) und (t_{i+1}, y_{i+1}) kann die Lineare Interpolation am Offset y_0 durchgeführt werden. Dabei wird der genaue Zeitpunkt des Durchgangs t_0 mithilfe des Dreieckssatzes ermittelt.

Mit zwei Nulldurchgangszeitpunkten t_{01} und t_{02} ist es möglich, die Periodendauer T_0 zu berechnen:

$$T_0 = t_{02} - t_{01} \quad (3.10)$$

Diese Methode führt zu einer genaueren Periodendauerbestimmung, die auch bei einer asynchronen Abtastung realisierbar ist (vgl. 3.21 und 3.22).

3.3 Bestimmung der genauen Frequenz

3.3.1 Darstellung des sinusförmigen Signals durch Fourier-Reihe

Ein abgetastetes sinusförmiges Signal $x(k)$ kann am besten durch eine diskrete Fourier-Reihe (DFR) unter Nutzung der Grundwelle dargestellt werden [96]. Das diskrete Signal $x(k)$, $k=0, 1, \dots, N_0-1$, innerhalb der Periode T_0 wird durch

$$x(k) = x(t_k) = \frac{a_0}{2} + C_1 \sin(2\pi f_0 t_k + \Phi_1) \quad \text{mit } t_k = kt_s \quad (3.10)$$

beschrieben ([111], [112]).

Durch Einsatz von $f_0 = 1/T_0 = 1/N_0 t_s$ und $t_k = kt_s$ ergibt sich das diskrete Signal

$$x(k) = \frac{a_0}{2} + C_1 \sin\left(2\pi \frac{k}{N_0} + \Phi_1\right) \quad (3.11)$$

mit

$$C_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}, \quad \Phi_1 = \tan^{-1}\left(\frac{a_1}{b_1}\right) \quad (3.12)$$

und

$$a_0 = \frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{N_0-1} x(k) \quad (3.13)$$

$$a_1 = \frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{N_0-1} x(k) \cos\left(2\pi \frac{k}{N_0}\right) \quad (3.14)$$

$$b_1 = \frac{2}{N_0} \sum_{k=0}^{N_0-1} x(k) \sin\left(2\pi \frac{k}{N_0}\right) \quad (3.15)$$

Die hier dargestellten Berechnungen sind nur für die Verarbeitung synchron abgetasteter Signale günstig. Für das synchrone Abtasten gilt zwischen der Signalfrequenz f_0 , der Abtastfrequenz f_s und der Zahl N_0 der Abtastwerte bzw. -punkte pro Signalperiode folgendes:

$$f_s = N_0 \cdot f_0 \quad \text{bzw.} \quad T_0 = N_0 \cdot t_s \quad (3.16)$$

Für asynchron abgetastete Signale nach der Gleichung 3.21 bzw. Gleichung 3.22 soll daher der folgende iterative Selbstkorrekturalgorithmus verwendet werden [112].

3.3.2 Iterativer Selbstkalibrierungsalgorithmus für asynchron abgetastete Signale

Der Selbstkalibrierungsalgorithmus (siehe Abbildung 3.5) versucht, die Abweichungen in den berechneten Koeffizienten a_0 , C_1 und Φ_1 der Fourier-Reihe herauszurechnen, indem das Signal rekonstruiert wird und anschließend die Fourier-Koeffizienten aus dem Rekonstruktionssignal berechnet werden [111]. Dadurch ergeben sich die Abweichungen der Koeffizienten

$$\Delta Y = Y_r - Y^* \quad \text{mit } Y = a_0, C_1, \Phi_1 \quad (3.17)$$

aus den ursprünglichen Koeffizienten Y^* und den berechneten Koeffizienten Y_r des Rekonstruktionssignals. Dieser Vorgang wird Selbst- oder Eigenkalibrierung genannt. Die Abweichungen können von den zuerst berechneten Koeffizienten abgezogen werden, sodass das Ergebnis nach jedem Selbstkorrekturschritt genauer wird:

$$Y = Y^* - \Delta Y = 2Y^* - Y_r \quad \text{mit } Y = a_0, C_1, \Phi_1 \quad (3.18)$$

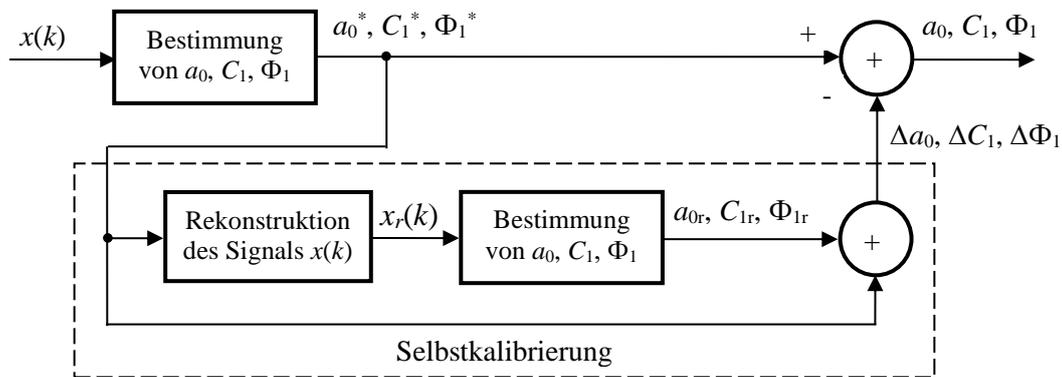


Abbildung 3.5: Funktionsweise des Selbstkalibrierungsalgorithmus der Koeffizienten a_0 , C_1 und Φ_1 [111].

Um eine gewünschte Genauigkeit der Koeffizienten a_0 , C_1 und Φ_1 zu erreichen, sollte die Selbstkalibrierung mehrmals hintereinander durchgeführt werden. Diese Vorgangsweise führt zum iterativen Selbstkalibrierungsalgorithmus (vgl. Abbildung 3.6).

Bei einem Algorithmus mit zweimal hintereinander durchgeführtem iterativen Selbstkalibrierungen werden die Koeffizienten a_0 , C_1 und Φ_1 wie folgt bestimmt:

$$Y = Y_2 = 3Y^* - (Y_{r1} + Y_{r2}) \quad \text{mit } Y = a_0, C_1, \Phi_1 \quad (3.19)$$

wobei Y_{r1} und Y_{r2} die Koeffizienten unter Nutzung des rekonstruierten Datensatzes in den ersten und zweiten Selbstkalibrierungen sind.

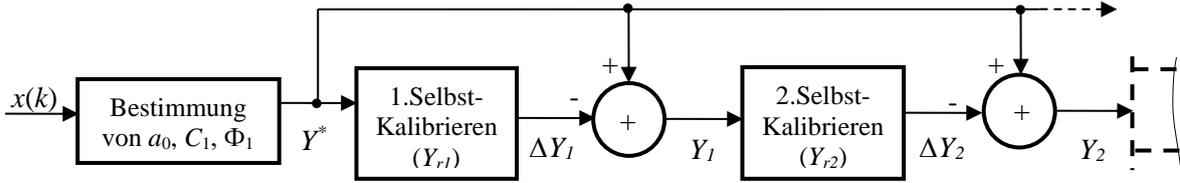


Abbildung 3.6: Funktionsweise des zweimal hintereinander durchgeführten iterativen Selbstkalibrierungsalgorithmus der Koeffizienten a_0, C_1 und Φ_1 [111].

In Allgemeinen können die Koeffizienten beim Algorithmus mit J iterativen Selbstkalibrierungen durch folgende Formel dargestellt werden:

$$Y = Y_J = (J + 1)Y^* - \sum_{j=1}^J Y_{rj} \quad \text{mit } Y = a_0, C_1, \Phi_1 \quad (3.20)$$

wobei Y_{rj} ($j = 1, 2, \dots, J$) die Koeffizienten unter Nutzung des rekonstruierten Datensatzes in der j -ten Selbstkalibrierung sind.

3.3.3 Algorithmus zur Bestimmung der genauen Signalfrequenz für asynchron abgetastete Signale

Die entsprechend der Gleichung 3.8 berechnete Periodendauer T_0 ist in dem meisten Fällen schon sehr genau, wenn das Signal synchron unter der Bedingung (siehe Gleichung 3.16) abgetastet wird. In diesem Fall ist die Signalfrequenz $f = 1/T_0$. Jedoch ist diese Erscheinung eher Ausnahme als Regel. Die Abtastfrequenz f_s ist normalerweise fest vorgegeben, während die Signalfrequenz f unbekannt bzw. noch zu ermitteln ist. Aus diesem Grund muss die Berechnung der Signalfrequenz optimiert werden.

Für eine asynchrone Abtastung gilt folgende Beziehung zwischen der Signalfrequenz f und der Abtastfrequenz f_s bzw. zwischen der Signalperiodendauer T und dem Abtastintervall t_s [111]:

$$f_s = (N_0 + \alpha)f \quad (3.21)$$

bzw.

$$T = (N_0 + \alpha)t_s \quad (3.22)$$

Dabei bedeutet N_0 die Zahl der Abtastpunkte pro Signalperiode und α die asynchrone Abweichung (normalerweise $|\alpha| < 1$). Bei $\alpha = 0$ vereinfachen sich die asynchronen Bedingungen 3.21 und 3.22 zu der synchronen Bedingung in Gleichung 3.16.

Um die Signalfrequenz f bzw. Periodendauer T genau bestimmen zu können, muss die asynchrone Abweichung α möglichst exakt ermittelt werden. Dafür wird folgender Algorithmus verwendet [109]:

1. Bestimmung der genaueren Koeffizienten a_0, C_1, Φ_1 des sinusförmigen Signals mithilfe des iterativen Selbstkorrektur-Algorithmus innerhalb einer Periode mit der Dauer T_0 .

2. Einstellung der Intervallbreite Int und Schrittweite S für die erste Bestimmung von α , d.h.

$$\alpha_j = jS - Int \quad \text{mit} \quad j=1,2,3,\dots \quad (3.23)$$

Die Optimierung dieser Variable α findet im Intervall $[-Int, Int]$ mit Schrittweite S statt. Um Rechenzeit zu sparen, sind $Int = 1$ und $S = 0,01$ bei der ersten Optimierung gewählt worden. Der Optimierungsvorgang läuft wie folgt ab:

a. Rekonstruktion des sinusförmigen Signals mit

$$x_r(k) = \frac{a_0}{2} + C_1 \sin\left(2\pi \frac{k}{N_0 + \alpha} + \Phi_1\right) \quad \text{mit} \quad k=0, 1, 2, \dots, N_0-1 \quad (3.24)$$

b. Berechnung der Standardabweichung σ des rekonstruierten Signals $x_r(k)$ gegenüber dem abgetasteten Signal $x(k)$ innerhalb der Periodendauer T_0

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N_0} \sum_{k=1}^{N_0-1} (x(k) - x_r(k))^2} \quad (3.25)$$

c. Suche nach der Position der kleinsten Standardabweichung, welche dem optimierten Wert von α angehört. Die optimierte Wert α ist als der grobe Ausgangswert α_l vorgesehen.

Für eine höhere Genauigkeit kann der Schritt 2 wiederholt angewendet werden. Jedoch müssen 100-fach kleineren Werten ($Int = 0,01$ und $S = 0,0001$) und die Ergebnisse der ersten Optimierung verwendet werden. In der weiteren Optimierung soll α wie folgt berechnet werden:

$$\alpha_j = \alpha_l + jS - Int \quad \text{mit} \quad j=1,2,3,\dots \quad (3.26)$$

Der Ausgangswert von α kann nun sehr genau berechnet werden. So kann letztlich die Signalperiodendauer T mit der Gleichung 3.21 und der Signalfrequenz f genau bestimmt werden:

$$f = \frac{f_s}{N_0 + \alpha} \quad (3.27)$$

Die mehrfache Optimierung spart im Vergleich zu einer sehr kleinen Schrittweite $S = 0,0001$ bei einer einzelnen Optimierung im Intervall $Int = 1$ mehr Rechenzeit.

3.3.4 Simulationsergebnisse an einem idealen sinusförmigen Signal

Die vorgeschlagene Methode wird zunächst mit einem simulierten Sinussignal ausprobiert. Das Sinussignal ist ideal und ohne Rauschen. Die Signalfrequenz und die Anzahl der Abtastpunkte pro Periode sowie die Zahl der Abtastperioden lassen sich einstellen. Für eine zuverlässige Bestimmung der Periodendauer werden mindestens zwei volle Perioden benötigt. Daher werden immer ca. zwei Perioden aus dem Signal gefenstert. Die Anzahl der Perioden während einer

Umdrehung muss dabei ganzzahlig sein. In diesem Fall werden zehn Perioden während einer vollen Umdrehung angenommen. Somit erhalten wir die Ergebnisse, die in der Tabelle 3.1 dargestellt sind. Dabei wurden 2,244 Perioden und 500,245 Abtastpunkte pro Signalperiode verwendet, um asynchrone Abtastung zu simulieren.

Wie man erkennen kann, liefert die Methode beim idealen Sinussignal für alle Geschwindigkeiten eine sehr kleine und fast konstante Messabweichung, sodass sie die korrekte Funktionalität der vorgestellten Signalverarbeitungsmethode aufzeigen.

Tabelle 3.1: Simulationsergebnisse der Methode an einem idealen Sinussignal [109].

Eingestellte Signalfrequenz (Hz)	Erfasste Frequenz (Hz)	Absolute Abweichung (Hz)	Relative Abweichung (%)
$3,3333 \times 10^{-6}$	$3,3335 \times 10^{-6}$	$1,666 \times 10^{-13}$	$4,998 \times 10^{-6}$
0,166666667	0,166666675	$8,329 \times 10^{-9}$	$4,998 \times 10^{-6}$
1,66666667	1,66666675	$8,329 \times 10^{-8}$	$4,998 \times 10^{-6}$
16,6666667	16,6666675	$8,329 \times 10^{-7}$	$4,998 \times 10^{-6}$
166,666667	166,666675	$8,329 \times 10^{-6}$	$4,998 \times 10^{-6}$
333,33333	333,33335	$1,666 \times 10^{-5}$	$4,998 \times 10^{-6}$
500,00000	500,00003	$2,499 \times 10^{-5}$	$4,998 \times 10^{-6}$
666,66667	666,66670	$3,332 \times 10^{-5}$	$4,998 \times 10^{-6}$
833,33333	833,33337	$4,165 \times 10^{-5}$	$4,998 \times 10^{-6}$
1000,0000	1000,00005	$4,998 \times 10^{-5}$	$4,998 \times 10^{-6}$

3.3.5 Simulationsergebnisse an verrauschten sinusförmigen Signalen

Unter realen Bedingungen hat das gemessene Signal meist einen Rauschanteil (vgl. Abbildung 3.7), der je nach Komponenten, Umgebung und Vorverarbeitung unterschiedlich stark ausfällt. Daher wird die Frequenzbestimmungsmethode an einem simulierten Sinussignal mit einstellbarem Signal-Rausch-Verhältnis (SNR, vgl. Gleichung 4.1 nach der Definition) eingesetzt. Bei der Simulation werden eine Drehgeschwindigkeit von 6000 U/min (entspricht Signalfrequenz von 100Hz bei 1 Signalperiode pro Umdrehung) und die Abtastpunkte per Periode auf 500,245 festgelegt, um asynchrone Signalabtastung nachzubilden.

Die Tabelle 3.2 beinhaltet die Ergebnisse mit 2,24423 Signalperioden. Dabei wird jeweils das Rauschen auf SNR=50dB, 40dB, 30dB usw. gelegt, um durch 10-fache Messung den Mittelwert und die Standardabweichung zu erhalten.

Tabelle 3.2: Simulationsergebnisse der Methode an einem verrauschten Sinussignal [109].

SNR (dB)	Prozentualer Rauschanteil im Signal (%)	Durchschnittliche Abweichung (%)	Standardabweichung (%)
50	0,316	0,0525	0,0012
40	1,000	0,0498	0,0376
35	1,778	0,0781	0,0532
34	1,995	0,0736	0,0526
33	2,239	0,1005	0,1029
32	2,512	0,1128	0,0987
31	2,818	0,1188	0,1016
30	3,160	0,1372	0,1020
29	3,548	0,1326	0,1257
28	3,980	0,1820	0,1710
27	4,467	0,1588	0,1634
26	5,012	0,1950	0,1719
25	5,623	0,1884	0,1934
24	6,310	0,2515	0,2266
23	7,080	0,2035	0,2275
22	7,940	0,4339	0,3934
21	8,910	4,4885	12,8030
20	10,00	28,6259	36,6301
19	11,22	53,1831	45,8489
18	12,59	78,1906	38,1018

3.3.6 Deutung der Simulationsergebnisse

Aus den Ergebnissen an einem verrauschten Sinussignal ist ersichtlich, dass die systematischen und zufälligen Messunsicherheiten ab SNR=40dB jeweils den Wert 0,05% übersteigen. Gewünscht sind sehr niedrige Abweichungsfehler. Weiterhin nehmen die Abweichungen ab SNR=21dB und darunter erheblich zu. Bei SNR=20dB beträgt die durchschnittliche Abweichung ca. 28%, was auf dem ersten Blick unverständlich ist, da der prozentuale Rauschanteil im Signal nur bei 10% liegt. Normalerweise können die Abweichungen nicht größer als das Rauschen sein, welches als die hauptsächliche Fehlerquelle angesehen wird. Zudem wird durch die Nutzung der diskreten Fourier-Reihe eine Mittelwertbildung über alle Werte einer oder mehrerer Signalperioden durchgeführt, was das Rauschen vermindern sollte. Systematische und zufällige Abweichungen von jeweils unter 0,1% sind dementsprechend erwartet worden.

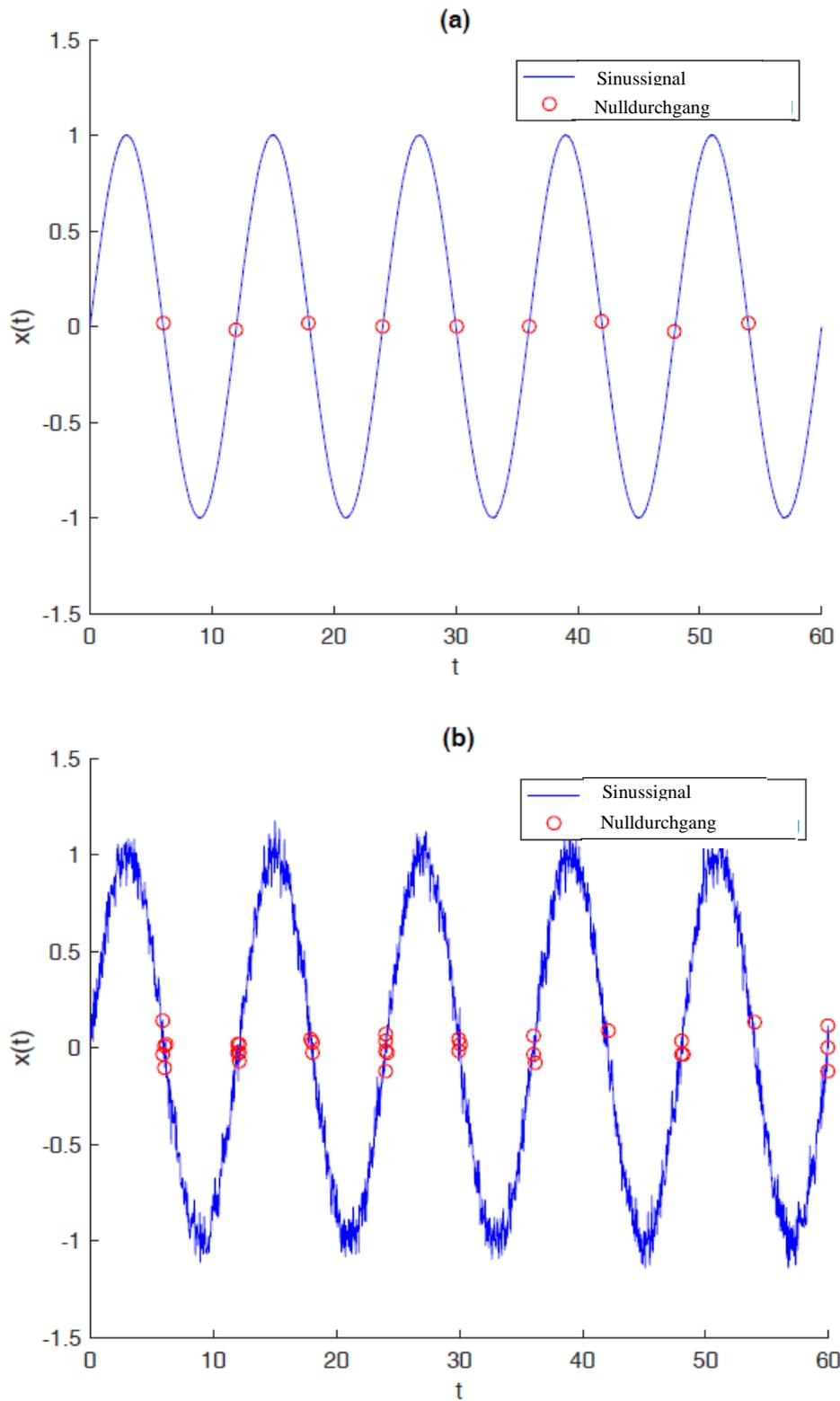


Abbildung 3.7: Detektion von Nulldurchgängen an einem wenig verrauschten Signal mit $\text{SNR}=50\text{dB}$ (a) und an einem stark verrauschten Signal mit $\text{SNR}=20\text{dB}$ (b). Das Rauschen führt zu falscher Ermittlung der Stellen, an denen Nulldurchgänge stattfinden (kreisrunde Punkte, vgl. Legende).

Der Grund für diesen starken Anstieg liegt derweil in der Bestimmung der Periodendauer mittels Software-Schmitt-Trigger bzw. Nulldurchgangsdetektion. Das Rauschen verursacht die falsche Detektion von Stellen, an denen Nulldurchgänge und Vorzeichenänderungen stattfinden. Das führt zu falscher Berechnung der Periodendauer, da diese Stellen sehr dicht beieinanderliegen können. Die Abbildung 3.7 verdeutlicht diesen Umstand. Zustand (a) zeigt ein Signal mit wenig Rauschen (ca. SNR=50dB). Nulldurchgangsstellen sind dabei nach jeder halben Signalperiode feststellbar und eindeutig. Die Periodendauer kann somit mit minimalen Abweichungen bestimmt werden. Ganz anders sieht es bei Zustand (b) aus. Dort wird ein stark verrauschtes Sinussignal mit SNR=20dB gezeigt. Durch dieses starke Rauschen und den Schwankungen an den Nulldurchgängen liegen die detektierten Stellen sehr dicht beieinander und sind somit nicht mehr eindeutig. Dadurch ergibt sich häufig sehr kurze Periodendauer. Dieser Fehler in der Berechnung der Periodendauer, die folglich als grobe Signalfrequenz zur Signalrekonstruktion verwendet wird, pflanzt sich somit auf die genaue Bestimmung der Drehzahl aus, weshalb es zu hohen statischen und zufälligen Abweichungen kommt.

Aus diesem Grund müssen Maßnahmen zur Reduzierung der Auswirkungen des Signalrauschen auf die Periodendauerbestimmung und der anschließenden Drehzahlberechnung unternommen werden. Die möglichen Maßnahmen werden im nächsten Kapitel näher behandelt.

4. Methoden zur Rauschunterdrückung

Die Stärke des Rauschens in einem Signal wird in Signal-zu-Rausch-Verhältnis (SNR) oder Störabstand angegeben. Das SNR wird wie folgt definiert ([85], [96], [113]):

$$SNR = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{signal}}{P_{rausch}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{U_{eff,signal}}{U_{eff,rausch}}\right) \text{ dB} \quad (4.1)$$

Der Störabstand gibt die Differenz zwischen den Pegeln des Nutzsignals und der Störschwelle an [92]. Meist wird der Störabstand ebenfalls als logarithmisches Verhältnis von Nutzsignal und Störschwelle berechnet, was ihn zu einem Synonym für das Signal-zu-Rausch-Verhältnis darstellt. Um bessere Ergebnisse bei der Bestimmung der Periodendauer T , der Fourier-Koeffizienten a_0 , C_1 , Φ_1 und der asynchronen Abweichung α zu erhalten, sollte das Rauschen aus einem reellen Sensorsignal vermindert werden (bestenfalls zu einem SNR von 40 dB oder höher). Das kann durch analoge Filtertechniken, aber auch durch digitale Signalverarbeitungsmethoden realisiert werden. Daher werden im Folgenden verschiedene Verfahren zur Rauschunterdrückung vorgestellt.

4.1 Analoge Filterung

Das Rauschen im sinusförmigen Signal soll zunächst durch einen analogen Tiefpass gefiltert werden. Ein typischer Tiefpass-Filter besteht aus einer RC Schaltung mit Operationsverstärker, der auch bekannt als aktiver Tiefpassfilter 1. Ordnung ist ([97], [114], [115]) (siehe Abbildung 4.1).

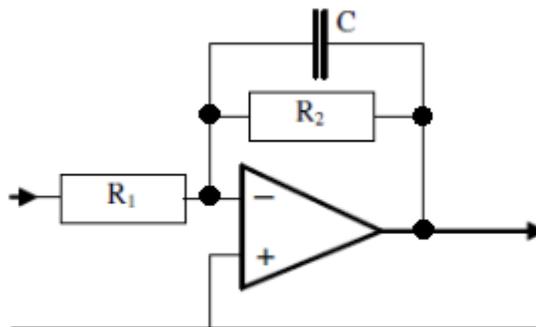


Abbildung 4.1: Analoger Tiefpass-Filter. Dargestellt ist ein aktiver Tiefpassfilter 1. Ordnung [97].

Die Grenzfrequenz des Tiefpass-Filters soll entsprechend der maximalen Drehgeschwindigkeit parametrisiert werden. Für eine maximale Drehgeschwindigkeit von 6000 U/min ist die maximale Frequenz f_{max} des sinusförmigen Signals unter Nutzung eines Messrads mit den maximalen Zähnen $N_u = 10$ nach Gleichung 4.2 zu berechnen:

$$f_{max} = \frac{\omega_{max}}{60} \times N_u = \frac{6000}{60} \times 10 \text{ Hz} = 1000 \text{ Hz} = 1 \text{ kHz} \quad (4.2)$$

Deshalb sollte die Grenzfrequenz f_g des Tiefpass-Filters auf die maximale Signalfrequenz parametrisiert werden. Die Übertragungsfunktion dieses Filters lautet (mit $s = j\omega$)

$$H(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + sR_2C} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_2C} = -\frac{K}{1 + j\omega R_2C} = -\frac{K}{1 + sR_2C} \quad (4.3)$$

mit $K = R_2/R_1$ als maximalen Verstärkungsfaktor bei $\omega = 0$. Aus der Übertragungsfunktion können die Formeln für den Betrag der Verstärkung und für die Grenzfrequenz abgeleitet werden:

Grenzfrequenz:

$$\omega_g = \frac{1}{R_2C} \text{ bzw. } f_g = \frac{1}{2\pi R_2C} \quad (4.4)$$

Betrag:

$$|H(s)| = \frac{K}{\sqrt{1 + (\omega R_2C)^2}} = \frac{K}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} \quad (4.5)$$

Beispielsweise kann mit einer Konfiguration von $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ und $C = 7,9 \text{ nF}$ eine Grenzfrequenz von ca. 1007,3 Hz erreicht werden. Der maximale Verstärkungsfaktor beträgt $K = 20$. Der Betrag in Abhängigkeit von der Frequenz kann wie folgt grafisch dargestellt werden:

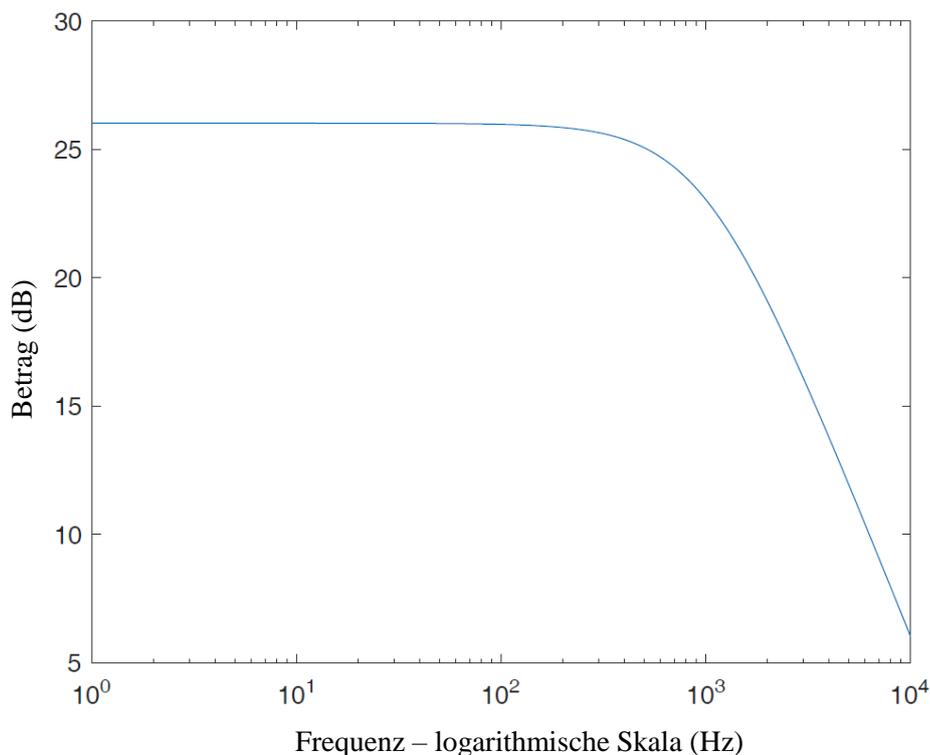


Abbildung 4.2: Grafischer Verlauf der Betragsfunktion eines aktiven analogen Tiefpassfilters 1. Ordnung mit $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ und $C = 7,9 \text{ nF}$.

Bei periodischen Signalen mit Frequenzen niedriger als die Grenzfrequenz sind kaum Dämpfungen zu erwarten. Zum Beispiel wird eine Drehzahl von 3000 U/min die Signalfrequenz 500 Hz zur Folge haben. Die Verstärkung K_{signal} durch den aktiven analogen Tiefpass beträgt 17,9145.

Hochfrequente Rauschteile werden hingegen gedämpft. Tabelle 4.1 listet einige Verstärkungsfaktoren K_{rausch} von Rauschsignalen mit SNR=20dB und bei höheren Frequenzen auf. Mithilfe dieser Verstärkungsfaktoren und der Gleichung 4.1 können die neuen SNR-Werte berechnet werden. Die Formel lautet hierfür:

$$SNR = 20 \cdot \log \left(\frac{K_{signal} \cdot U_{eff,signal}}{K_{rausch} \cdot U_{eff,rausch}} \right) \text{dB} \quad (4.6)$$

Bei SNR=20dB ist der prozentuale Rauschanteil 10% des Nutzsignalanteils ($U_{eff,rausch} = 10\% U_{eff,signal}$ bzw. $U_{eff,signal} = 10 U_{eff,rausch}$) (vgl. Tabelle 3.2). Um die folgenden SNR-Ergebnisse mit einem Nutzsignal von 500 Hz zu erhalten (siehe Tabelle 4.1), kann dieses Verhältnis in Formel 4.6 eingesetzt werden:

$$SNR = 20 \cdot \log \left(10 \cdot \frac{K_{signal}}{K_{rausch}} \right) \text{dB} \quad (4.7)$$

Tabelle 4.1: Verstärkung und SNR-Resultate des aktiven analogen Tiefpasses 1. Ordnung ($R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ und $C = 7,9 \text{ nF}$) bei Rauschen mit SNR=20dB und Nutzsignal bei 500 Hz.

Rauschfrequenz (Hz)	Verstärkung	Verbessertes SNR des Nutzsignals (dB)
2000	0,89965	45,98
5000	0,39499	53,13
10000	0,20045	59,02

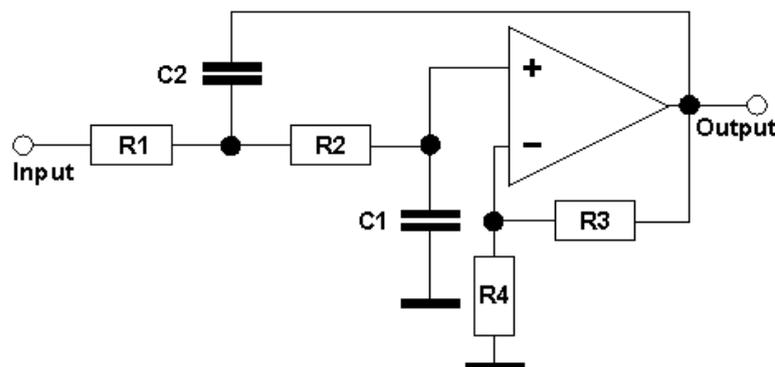


Abbildung 4.3: Dargestellt ist ein aktiver Tiefpassfilter 2. Ordnung nach der Sallen-Key-Topologie [116].

Noch bessere Ergebnisse können bei einem Tiefpassfilter höherer Ordnung erwartet werden. Als Beispiel wird hier ein aktiver analoger Tiefpassfilter 2. Ordnung vorgestellt, der nach der Sallen-Key-Topologie aufgebaut ist (siehe Abbildung 4.3).

Es ist zu beobachten, dass hochfrequentes Rauschen abgeschwächt wird, da die Verstärkungen unter 1 liegen. Der Einsatz eines aktiven analogen Tiefpassfilters verstärkt das Nutzsignal und dämpft zugleich hochfrequentes Rauschen ab, woraus ein besseres SNR resultiert.

Die Übertragungsfunktion dieses Filters ist wie folgt definiert:

$$H(s) = \frac{K}{1 + s(R_1C_1 + R_2C_1 + (1-K)R_1C_2) + s^2R_1R_2C_1C_2} \quad (4.8)$$

mit dem maximalen Verstärkungsfaktor:

$$K = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \quad (4.9)$$

und der Grenzfrequenz:

$$\omega_g = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \text{ bzw. } f_g = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \quad (4.10)$$

Der Betrag der Übertragungsfunktion lautet:

$$|H(s)| = \frac{K}{\sqrt{(1 - \omega^2R_1R_2C_1C_2)^2 + (\omega(R_1C_1 + R_2C_1 + (1-K)R_1C_2))^2}} \quad (4.11)$$

Es ist zu erkennen, dass R_3 und R_4 nur für die Einstellung der maximalen Signalverstärkung bei $\omega = 0$ zuständig sind, während die restlichen Komponenten zur Festlegung der Grenzfrequenz benötigt werden. Es ist die folgende Parametrierung gewählt worden, um eine Grenzfrequenz von ca. 1007,6 Hz und eine Verstärkung von 20 zu erreichen: $R_1 = 6,3 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1,8 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 19 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \text{ nF}$, $C_2 = 22 \text{ nF}$. Die grafische Darstellung des Betrags in Abhängigkeit zur Frequenz wird in Abbildung 4.4 dargestellt.

Die Dämpfung dieses Filters ist nun viel stärker als ein Tiefpassfilter der 1. Ordnung. Bei einem Signal von 500 Hz liegt die Verstärkung nun bei 3,4615. Bei 100 Hz, was einer Drehzahl von 600 U/min entspricht, liegt sie noch bei 13,2078. Folglich sind noch niedrigere Verstärkungen und bessere SNR-Resultate für hochfrequente Rauschanteile zu verzeichnen. Die Tabellen 4.2 und 4.3 geben die Ergebnisse mit einem Nutzsignal von 500 Hz bzw. 100 Hz bei Rauschen von SNR=20dB wieder.

Bei den gleichen Frequenzen werden nun die Rauschanteile nochmals um den Faktor 10 verringert. Das Nutzsignal wird dagegen weniger stark gedämpft (bei 500 Hz von 17,9145 auf 3,4615, entspricht ca. Faktor 5), was zu noch besserem SNR des resultierenden Signals führt.

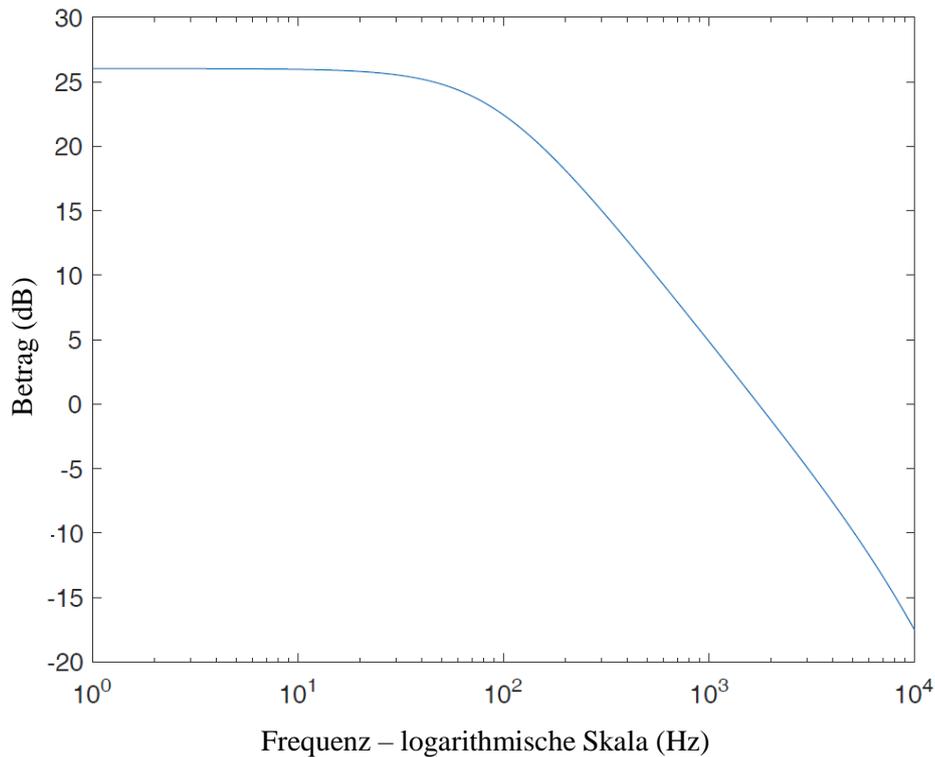


Abbildung 4.4: Grafischer Verlauf der Betragsfunktion eines aktiven analogen Tiefpassfilters 2. Ordnung mit $R_1 = 6,3 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1,8 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 19 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \text{ nF}$, $C_2 = 22 \text{ nF}$.

Tabelle 4.2: Verstärkung und SNR-Resultate des aktiven analogen Tiefpasses 2. Ordnung ($R_1 = 6,3 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1,8 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 19 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \text{ nF}$, $C_2 = 22 \text{ nF}$) bei Rauschen mit $\text{SNR}=20\text{dB}$ und Nutzsignal bei 500 Hz.

Rauschfrequenz (Hz)	Verstärkung	Verbessertes SNR des Nutzsignals (dB)
2000	0,08658	52,04
5000	0,03228	60,61
10000	0,01329	68,31

Tabelle 4.3: Verstärkung und SNR-Resultate des aktiven analogen Tiefpasses 2. Ordnung ($R_1 = 6,3 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1,8 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 19 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \text{ nF}$, $C_2 = 22 \text{ nF}$) bei Rauschen mit $\text{SNR}=20\text{dB}$ und Nutzsignal bei 100 Hz.

Rauschfrequenz (Hz)	Verstärkung	Verbessertes SNR des Nutzsignals (dB)
2000	0,08658	63,67
5000	0,03228	72,24
10000	0,01329	79,95

Analoge Tiefpassfilter sind optimal zur Rauschunterdrückung von Störungen außerhalb der genutzten Frequenzbandbreite (hier: 0 – 1000 Hz). Insbesondere bei hochfrequentem Rauschen ist die Wirkung groß. Niederfrequente Rauschanteile, die die gleichen Frequenzbereiche wie das

Nutzsignal verwenden, können dagegen nicht mit analogen Filtern verringert werden, ohne dass das Nutzsignal ebenfalls gedämpft wird. Dadurch kann das SNR nicht verbessert werden. Aus diesem Grund müssen digitale Methoden eingesetzt werden, die im nächsten Abschnitt vorgestellt werden.

Jedoch gibt es Vorteile, einen analogen Tiefpassfilter als Vorfilterung einzusetzen. Zum einen werden die hochfrequenten Störungen im Messsignal für die nachfolgenden digitalen Methoden verringert. Und zum anderen treten bei analoger Filtertechnik keine nennenswerten zeitlichen Verzögerungen des Ausgangssignals auf, sodass diese nur unwesentlich zu den zeitlichen Verzögerungen im Regelkreis beitragen.

4.2 Methoden zur digitalen Rauschunterdrückung

Zusätzlich zu der analogen Vorfilterung gegen hochfrequente Störungen werden Methoden zur digitalen Rauschunterdrückung eingesetzt, denn diese bieten mehr Flexibilität und können an das jeweilige Eingangssignal angepasst werden [77]. Da die Frequenz eines sinusförmigen Eingangssignals zunächst unbekannt ist, kann ein Tief- oder Bandpassfilter mit unveränderlichen Grenzfrequenzen nicht eingesetzt werden. Ein zu knapper Durchlassbereich würde das Messsignal ebenfalls filtern und abschwächen. Werden jedoch zu viele Frequenzen durchgelassen, wird der gewünschte Effekt der Rauschverminderung nicht erzielt. Aus diesen Gründen müssen andere digitale Signalverarbeitungsmethoden für die Rauschunterdrückung im Sinussignal gefunden werden. Es gibt eine Vielzahl von digitalen Verfahren wie z.B. den Savitzky-Golay-Filter ([117]–[119]), die Wavelet-Dekomposition ([120]–[133]), die Autokorrelation [134] sowie die Faltung mit einer Fensterfunktion ([135]–[137]), um das Rauschen bei Sinussignalen zu reduzieren.

Der folgende Abschnitt widmet sich insbesondere der Fehlervermeidung bei der Periodendauerbestimmung. Zum einen werden einige Methoden vorgestellt, die direkt in die Nulldurchgangsdetektion oder Software-Schmitt-Trigger implementiert werden können. Zum anderen sind digitale Filterungsmethoden denkbar, die das Eingangssignal für die Periodendauerbestimmung und die anschließende Drehzahlberechnung verbessern.

4.2.1 Einsatz von Hysteresebedingungen

Eine Hysterese sollte eingebaut werden, um Periodendauerbestimmung zuverlässiger zu machen. Dieser Gedanke entstammt der analogen Schaltungstechnik, bei dem eine Komparatorschaltung diese Methode einsetzt, um zuverlässig ein verrauschtes Sinussignal in ein zufriedenstellendes Rechtecksignal umzuwandeln [138]. Daher kann dieses Verfahren auch in ein digitales Verfahren (Software-Schmitt-Trigger, Nulldurchgangsdetektion) implementiert werden, um Störungen durch Rauschen zu minimieren. Folgende zwei Bedingungen werden daher hinzugefügt:

- $y_{i+1} \geq y_0 + \Delta y$ und $y_i < y_0 + \Delta y$ für aufsteigende Nulldurchgangsdetektion
- $y_{i+1} < y_0 - \Delta y$ und $y_i \geq y_0 - \Delta y$ für absteigende Nulldurchgangsdetektion

Dabei bezeichnet y_0 den ursprünglichen Offsetpunkt, und Δy das zusätzliche Hystereseoffset. Erst an der oberen Grenze $y_0 + \Delta y$ oder der unteren Grenze $y_0 - \Delta y$ wird die Detektion ausgeführt (siehe

Abbildung 4.5). Das Rauschen bzw. zufällige Steigungsänderungen im Signal führen nicht zwangsläufig zu falscher Detektion.

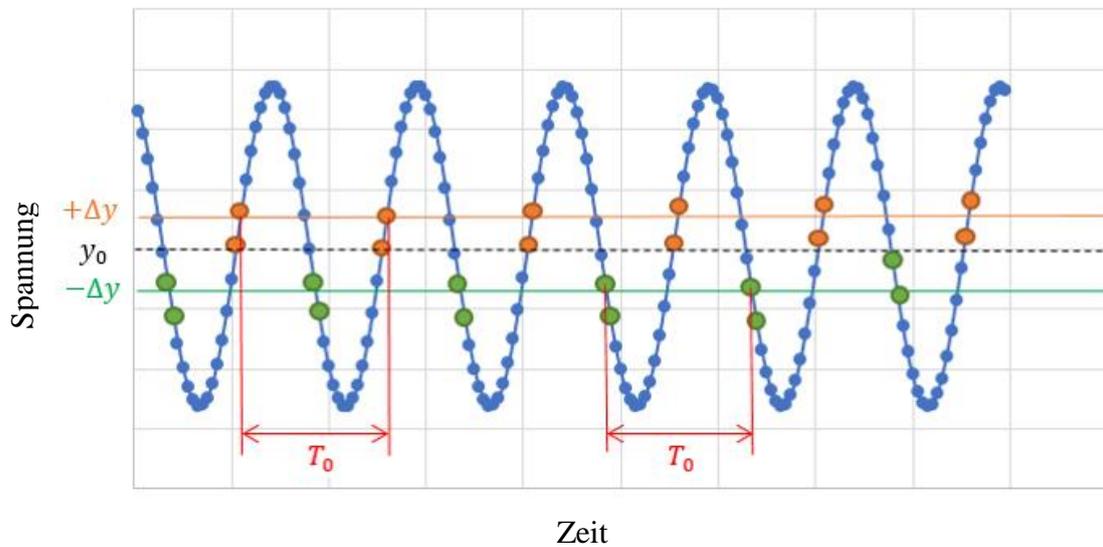


Abbildung 4.5: Die Detektionen der Nulldurchgänge erfolgen nur bei Über- bzw. Unterschreiten der oberen und unteren Grenzen $\pm\Delta y$.

Bei Anwendung dieser Bedingungen ($\Delta y = 0,2$ bei Amplitude = 1, entspricht ca. 20% Rauschanteil) in die Simulation aus Abschnitt 3.3.5 ergeben sich die in der Tabelle 4.4 aufgeführten Resultate.

Letztlich sind die extremen Abweichungen bei niedrigen SNR von 21dB und darunter verschwunden, was auf die wirkungsvolle Entstörung in der Periodendauerbestimmung hinweist. Die restlichen Abweichungen sind nahezu gleichgeblieben, daher liegen noch weitere Fehlerquellen vor. Dennoch können mit dieser Methode alle systematischen Abweichungen und Standardabweichungen auf unter 1% verbessert werden.

Tabelle 4.4: Simulationsergebnisse an einem verrauschten Sinussignal mit zusätzlicher Hysteresebedingung $\Delta y = 0,2$.

SNR (dB)	Prozentualer Rauschanteil im Signal (%)	Durchschnittliche Abweichung (%)	Standardabweichung (%)
50	0,316	0,0507	0,0119
40	1,00	0,0798	0,1021
35	1,78	0,0842	0,0994
34	2,00	0,0827	0,0965
33	2,24	0,0752	0,1007
32	2,51	0,0949	0,1010
31	2,82	0,1135	0,1284
30	3,16	0,1318	0,1548
29	3,55	0,1428	0,1577
28	3,98	0,1947	0,2284
27	4,47	0,1759	0,2207
26	5,01	0,2446	0,2368
25	5,62	0,2541	0,2264
24	6,31	0,3064	0,2696
23	7,08	0,3207	0,2400
22	7,94	0,4232	0,2826
21	8,91	0,3733	0,3160
20	10,0	0,6010	0,4633
19	11,2	0,5960	0,5624
18	12,6	0,5923	0,6593

4.2.2 Lineare Regression am Nulldurchgang

In einigen Literaturen (siehe z.B. [139]) ist von einer linearen Regression am Nulldurchgang die Rede, die gute Ergebnisse bei verrauschten Signalen in der Nulldurchgangsdetektion bieten können. Bei der Linearen Regression handelt es sich um eine Approximation einer geraden Linie an Messpunkten. Diese Messpunkte sollten in der Regel einen linearen Verlauf aufzeigen. Durch Störungen, Rauschen usw. weichen sie jedoch so stark ab, dass auf dem ersten Blick kein lineares Verhältnis erkennbar ist. Die lineare Regression nutzt diese Punkte (t_k, y_k) als Stützpunkte, um durch weitere Berechnungen eine gerade Linie $y = at + b$ an den Werten zu erhalten.

Die Theorie hinter der Linearen Regression ist die Methode der kleinsten Quadrate (Least-Square-Methode, siehe [140]). Die beiden Koeffizienten a und b werden so modifizieren, dass die daraus entstehende Gerade die kleinste Summe der quadratischen Fehler ε_i^2 zu den Stützpunkten (x_i, y_i) besitzt. Die Minimierungsaufgabe lautet demnach:

$$\sum_{i=1}^N \varepsilon_i^2 = \sum_{i=1}^N (y_i - (a \cdot t_i + b))^2 \triangleright \min \quad (4.12)$$

Die beiden Regressionskoeffizienten a und b können durch die lineare Ausgleichsrechnung (siehe [141]) ermittelt werden. Lineare Regression ist daher hervorragend dazu geeignet, Nulldurchgänge an verrauschten Signalen zu finden. Dazu wird eine bestimmte Anzahl von Punkten vor und nach dem Nullübergang zur Berechnung der linearen Ausgleichsgerade herangezogen. Die lineare Interpolation aus Gleichung 3.9 kann daher mithilfe der Regressionskoeffizienten wie folgt umgeschrieben werden:

$$t_0 = \frac{y_0 - b}{a} \quad (4.13)$$

Mithilfe dieser Methode kann die Genauigkeit der Nulldurchgangsdetektion und der Periodendauerbestimmung bei verrauschten Signalen verbessert werden. Tabelle 4.5 zeigt die Ergebnisse der linearen Regression an den Nulldurchgängen mit 22 Messpunkten und der Hysteresebedingung $\Delta y = 0,2$.

Tabelle 4.5: Simulationsergebnisse an einem verrauschten Sinussignal mit Linearer Regression an den Nulldurchgängen mit 22 Messpunkten und zusätzlicher Hysteresebedingung $\Delta y = 0,2$.

SNR (dB)	Prozentualer Rauschanteil im Signal (%)	Durchschnittliche Abweichung (%)	Standardabweichung (%)
50	0,316	0,0114	0,0106
40	1,00	0,0168	0,0161
35	1,78	0,0434	0,0455
34	2,00	0,0523	0,0431
33	2,24	0,0755	0,0575
32	2,51	0,0974	0,1002
31	2,82	0,1118	0,0912
30	3,16	0,1102	0,1585
29	3,55	0,1872	0,1716
28	3,98	0,2016	0,2432
27	4,47	0,2237	0,1649
26	5,01	0,1853	0,2352
25	5,62	0,2493	0,2597
24	6,31	0,3004	0,2461
23	7,08	0,2943	0,3062
22	7,94	0,2771	0,2408
21	8,91	0,2587	0,2809
20	10,0	0,3300	0,3609
19	11,2	0,4498	0,3413
18	12,6	0,5547	0,4911

Im Vergleich mit Tabelle 4.5 haben sich die Ergebnisse etwas verbessert. Trotzdem liefern beide Methoden zusammen bei starkem Rauschen von ca. SNR=20dB keine zufriedenstellenden Genauigkeiten. Daraus kann abgeleitet werden, dass die Fehlerursache bei der anschließenden Frequenzbestimmung liegt, da diese noch mit dem verrauschten Originalsignal arbeitet. Daher muss das Originalsignal zunächst gefiltert werden.

4.2.3 Gleitender Mittelwert

Die einfachste zu implementierende Filtermethode ist der Gleitende Mittelwert von Abtastwerten in einem kleinen Zeitfenster T_m . Die gleitende Mittelwertbildung funktioniert entsprechend der Darstellung in der Abbildung 4.6. Es wird immer der Mittelwert aus einer zu definierten Anzahl von Punkten M gebildet. Das Zeitfenster verschiebt sich jeweils um einen Punkt, um den nächsten Mittelwert zu berechnen. Das verrauschte Signal wird durchgeglättet, sodass eine Tiefpassfilterung mit endlicher Impulsantwort stattfindet [142]. Daher gehört dieser Filter zu der Kategorie der FIR-Filter.

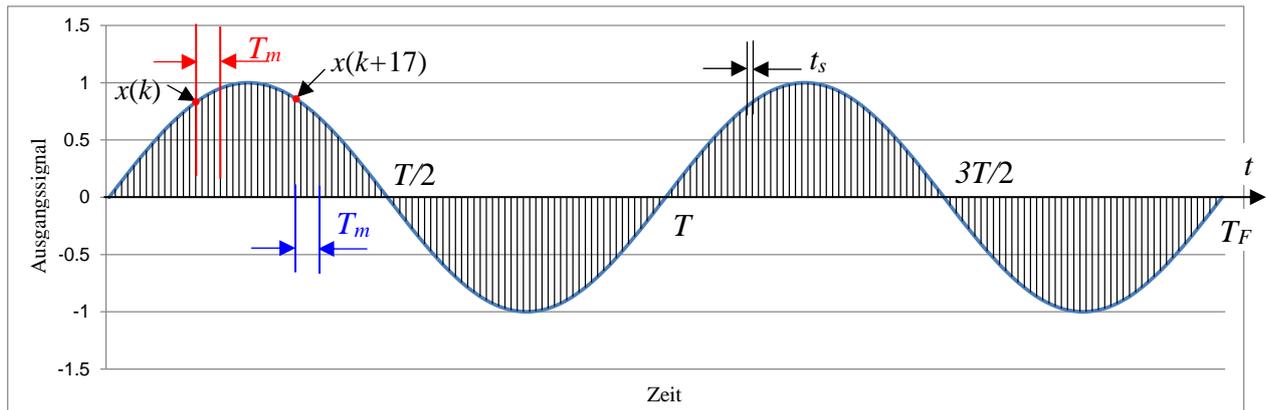


Abbildung 4.6: Mittelwertbildung innerhalb des Zeitfenster T_m ($T_m < 10\% T$) bei einem sinusförmigen Signal [109].

Beispielsweise ergibt sich folgende Berechnung für eine Mittelwertbildung mit fünf Punkten:

$$y(k) = \frac{1}{5} \sum_{p=0}^4 x(k+p), \quad k = 0, 1, 2, \dots, K-4 \quad (4.14)$$

Allgemein lässt sich dieses Prinzip als folgende Formel darstellen:

$$y(k) = \frac{1}{M} \sum_{p=0}^{M-1} x(k+p), \quad k = 0, 1, 2, \dots, K-M+1 \quad (4.15)$$

Dabei wird M als die Anzahl der Punkte für die Mittelwertbildung bezeichnet, und K als Anzahl der Datenpunkte im Ursprungssignal $x(k)$. Durch den Gleitenden Mittelwert wird das nicht korrelierte und zufällige Rauschen durch mehr Abtastpunkte um das jeweils \sqrt{M} -fache reduziert [143]. Die Anwendung dieses Filters führt zu einem Phasenversatz, einer kürzeren Datenvektorenlänge und unter Umständen auch zu einer Veränderung der Signalamplitude. Die Frequenz des Signals bleibt davon aber unberührt. Daher kann die Frequenzbestimmung auch auf dem mittelwertgebildeten Signal eingesetzt werden.

In der Literatur ist auch häufig der symmetrisch aufgebaute Mittelwertfilter zu finden (u.a. in [144]). Hier handelt es sich um eine symmetrische Mittelwertberechnung, der auch die vorigen und nächsten Punkte in der Berechnung berücksichtigt. Die Länge des Datenvektors bleibt zwar

unverändert, doch die Abtastpunkte werden am Anfang und am Ende weniger bzw. gar nicht geglättet, wodurch sich Abweichungen ergeben könnten.

Der Gleitende Mittelwert wird nun zusätzlich zu den beiden bisherigen Methoden an einem verrauschten Sinussignal angewendet, um die Verbesserung durch diese digitale Filterungsmethode deutlich zu machen. Die Reihenfolge ist dabei folgende: Gleitender Mittelwert – Hysterese – Lineare Regression. Tabelle 4.6 listet die Ergebnisse aus dieser Konstellation auf, wobei der Gleitende Mittelwert mit nur zehn Punkten arbeitet, um Rechenzeit einzusparen. Insbesondere werden die Ergebnisse mit SNR unter 30 dB betrachtet, was zu verbessern gilt.

Tabelle 4.6: Simulationsergebnisse an einem verrauschten Sinussignal mit Gleitender Mittelwert von 10 Punkten, Linearer Regression an den Nulldurchgängen mit 22 Messpunkten und zusätzlicher Hysteresebedingung $\Delta y = 0,2$.

SNR (dB)	Prozentualer Rauschanteil im Signal (%)	Durchschnittliche Abweichung (%)	Standardabweichung (%)
30	3,16	0,0574	0,0528
29	3,55	0,0804	0,0561
28	3,98	0,0894	0,0741
27	4,47	0,0872	0,1022
26	5,01	0,1270	0,1532
25	5,62	0,1048	0,1347
24	6,31	0,1165	0,1039
23	7,08	0,1395	0,1217
22	7,94	0,2286	0,1866
21	8,91	0,1686	0,2244
20	10,0	0,2131	0,1688
19	11,2	0,2880	0,2426
18	12,6	0,2673	0,2287
17	14,1	0,2739	0,2004
16	15,9	0,3631	0,3105
15	17,8	0,4952	0,3576
14	20,0	0,4747	0,3077
13	22,4	0,6163	0,5480
12	25,1	0,6007	0,6965
11	28,2	0,7583	0,6200
10	31,6	0,7083	0,6997

Schon bei SNR=27dB sind Abweichungsfehler von ca. 0,1% nachweisbar (vorher bei SNR=32dB), was eine Verbesserung von ungefähr 5 dB entspricht. Weiterhin können bei ganz starkem Rauschen (SNR=10dB, entspricht mehr als 30% Rauschanteil) die Abweichungen jeweils auf unter 1% reduziert werden. Aus diesen Gründen ist der gemeinsame Einsatz der bisherigen drei vorgestellten Methoden (Hysterese, Lineare Regression, Gleitender Mittelwert) eine Möglichkeit, genauere Drehzahlerfassung auch bei starkem Signalrauschen zu realisieren. Je nach Rauschanteil im Sensorsignal muss diese Methode optimiert werden, um das bestmögliche Ergebnis zu erzielen.

4.2.4 Frequenz-Selektive Adaptive Filterung

Wie schon in der Einleitung zu diesem Abschnitt erwähnt, ist die Frequenz des sinusförmigen Eingangssignals zunächst unbekannt und ändert sich je nach Drehzahl. Ein fester Tief- oder Bandpass ist daher nicht effizient. Bei einer adaptiven Filterung sind dagegen die Filterkoeffizienten nicht konstant, sondern werden je nach Eingangssignal und gewünschtem Ausgangssignal eingestellt, um ein bestmögliches Ergebnis zu gewährleisten.

Um die Suche nach den passenden Filterkoeffizienten zu automatisieren und zu optimieren, wird eine Frequenzselektion des Eingangssignals durchgeführt. So kann das Frequenzspektrum des Nutzsignals selektiert und Rauschanteile gefiltert werden, damit das Ausgangssignal möglichst rausch- und störungsfrei wiedergegeben werden kann. Diese Rauschunterdrückungsmethode wird daher als Frequenz-selektiv adaptive Filterung bezeichnet [145]. Aus dem verrauschten werden die relevanten Frequenzanteile mithilfe der Autokorrelation und der diskreten Fourier-Reihe extrahiert. Anschließend können die ermittelten Frequenzanteile für die Signalrekonstruktion verwendet werden, um eine optimale Filterung eines sinusförmigen Eingangssignals zu ermöglichen.

Dieses Prinzip kann auch über das Fourier-Amplituden-/Leistungsspektrum realisiert werden. Zunächst geht es um die Bestimmung der Grundfrequenz. Dabei kann im einfachsten Fall die Fast-Fourier-Transformation (vgl. Anhang A) betrachtet werden, welches eine Weiterentwicklung der diskreten Fourier-Reihe darstellt. Über die FFT lässt sich annähernd die Grundfrequenz anhand des Amplituden-/Leistungsspektrums im Frequenzbereich ermitteln. Symmetrisch um diese Grundfrequenz kann ein Durchlassbereich von beispielsweise ± 1 Hz gewählt werden. Der restliche Bereich im Amplituden-/Leistungsspektrum wird nun sehr stark gedämpft bzw. auf den Wert 0 gesetzt, sodass nach der Multiplikation mit dem unveränderten Phasenspektrum sowie der Fourier-Rücktransformation theoretisch ein nahezu ideales sinusförmiges Signal entsteht. Dieses Verfahren wird als FFT Bandpass bezeichnet.

Den Effekt dieses sogenannten anpassungsfähigen Bandpassfilters im Frequenzbereich ist in der folgenden Abbildung 4.7 zu begutachten. Es lässt sich gut erkennen, dass die Störungen und die höheren Signalordnungen allesamt sehr stark abgeschwächt werden. Nur die Grundfrequenz bleibt nahezu unverändert

Die Tabelle 4.7 zeigt die Ergebnisse der SNR-Berechnungen, die mithilfe dieser Methode aus realen Messsignalen ermittelt worden sind und allesamt bei ca. SNR=38dB liegen.

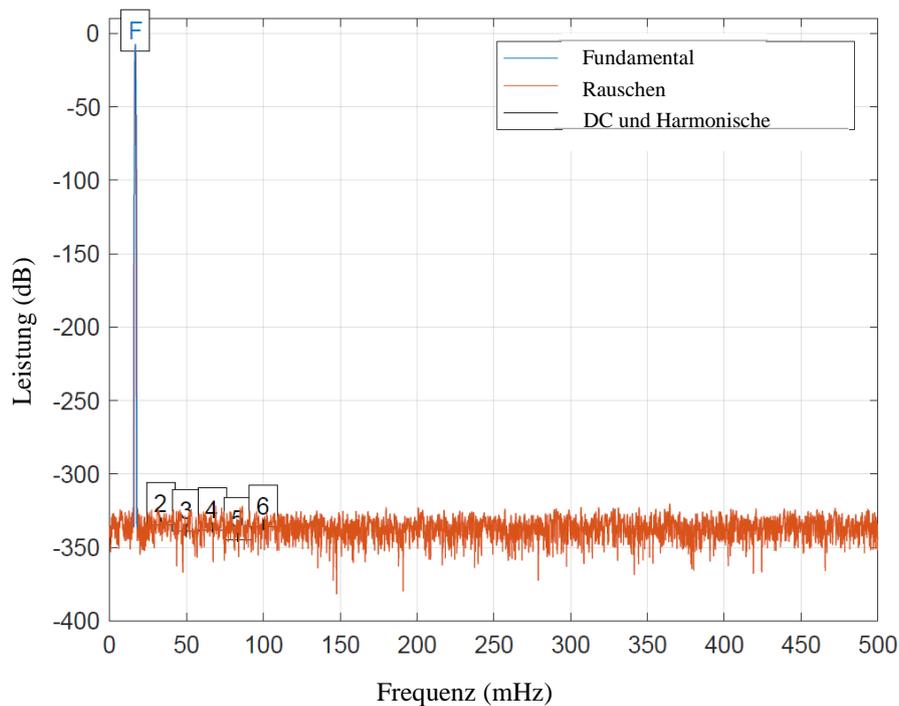


Abbildung 4.7: Leistungsspektrum nach Anwendung des FFT Bandpasses. Rauschen und höhere Signalordnungen werden bis zu -300 dB gedämpft.

Tabelle 4.7: SNR-Ergebnisse unter verschiedene Drehzahlen aus fünfmaligen Messungen mit und ohne Nutzung des FFT Bandpasses.

Eingestellte Drehzahl in U/min	Messung	SNR (vor Filterung) in dB	SNR (nach Filterung) in dB
10	1	36,95	291,9
	2	37,21	292,1
	3	37,14	292,2
	4	37,49	292,0
	5	36,30	291,9
500	1	38,21	90,31
	2	38,30	69,82
	3	38,64	292,1
	4	38,40	292,1
	5	38,43	71,78
1000	1	39,01	292,0
	2	38,57	71,21
	3	38,81	292,2
	4	38,65	292,0
	5	38,97	70,52
2000	1	38,78	291,9
	2	38,81	292,2
	3	38,34	69,89
	4	38,51	58,75
	5	38,23	292,2

Erwartungsgemäß zeigt diese Methode die sehr guten Ergebnisse. Die Messsignale sind allesamt zu SNR=50dB oder höher verbessert worden, sodass auch ohne Hysterese und lineare Regression die Periodendauer- und anschließende Frequenzbestimmung mit hoher Genauigkeit gelingt. Die vereinzelt Schwankungen in der SNR (z.B. SNR=58,75dB) kommen dadurch zustande, dass die eingesetzte Fensterung im Frequenzspektrum noch geringes Rauschen durchlässt (siehe Abbildung 4.8).

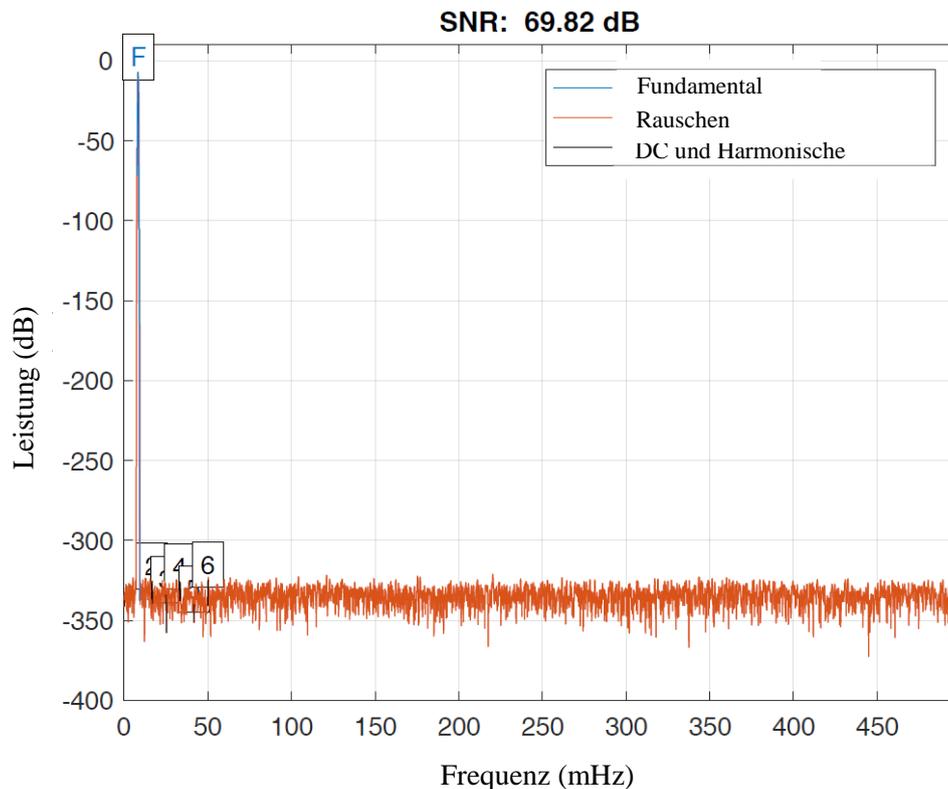


Abbildung 4.8: Leistungsspektrum nach Anwendung des FFT Bandpasses bei 500 U/min (2. Messung). Es ist zu sehen, dass noch geringfügige Rauschteile (rot) sich nah dem Nutzsignal befinden, und zu einem niedrigen SNR führt.

In der frequenz-selektiven adaptiven Filterung spielt Fensterung eine wichtige Rolle. Bei der Nutzung der Fourier-Reihe oder der Fourier-Transformation ist insbesondere auf die optimierte Fensterung einer oder mehreren vollen Signalperioden zu achten, denn die Periodendauer der Grundwelle des diskreten Signals wird als den Zeitgrenzwert der Summen- bzw. Integralberechnungen in der Fourier-Reihe definiert.

Bei einer ungeeigneten Fensterung kann die Grundfrequenz von periodischen Signalen mit dieser Methode falsch ermittelt werden. Weiterhin führt diese Abweichung beim gefilterten Signal unter anderem zu einem Phasenversatz im Vergleich mit dem Originalsignal (siehe Abbildung 4.9).

Diese Fehler können durch eine rekursive Optimierung der Zeitfensterbreite (Fensterung) des diskreten Signals wesentlich korrigiert werden. Dabei soll das gefilterte Signal mit dem originalen Signal verglichen werden, um den Phasenversatz und die Abweichung der Grundfrequenz zu minimieren.

Diese Herangehensweise findet jedoch nicht mehr im Rahmen dieser Arbeit statt, sondern wird als ein weiteres Forschungsthema in diesem Bereich verstanden.

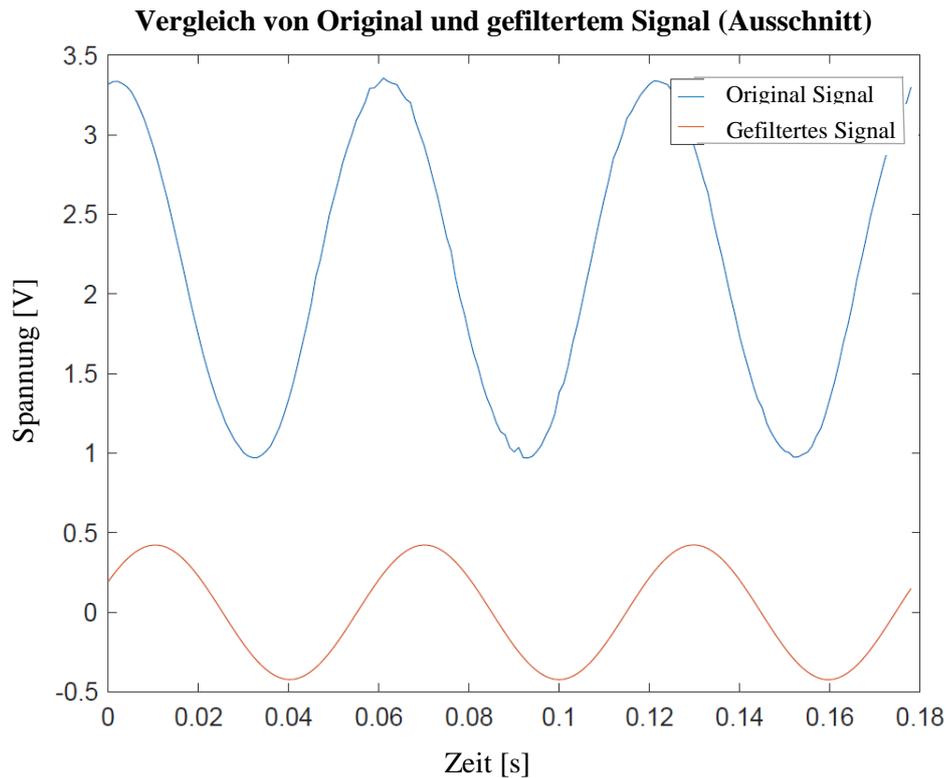


Abbildung 4.9: Vergleich des ursprünglichen Signals und des durch das FFT Bandpass gefilterten Signals bei hohen Drehzahlen. Ein Phasenversatz ist erkennbar wegen einer ungeeigneten Fensterung der Fourier-Reihe bzw. Fourier-Transformation.

4.2.5 Verzögerungszeit

Die Analog-zu-Digital-Wandlung, die digitale Rauschunterdrückung und die Berechnungen der Drehzahl und Winkelposition beanspruchen allesamt Verarbeitungszeiten, die zusammen als Verzögerungszeit durch die digitalen Methoden angesehen werden können. Abbildung 4.10 zeigt das entsprechende Blockdiagramm.

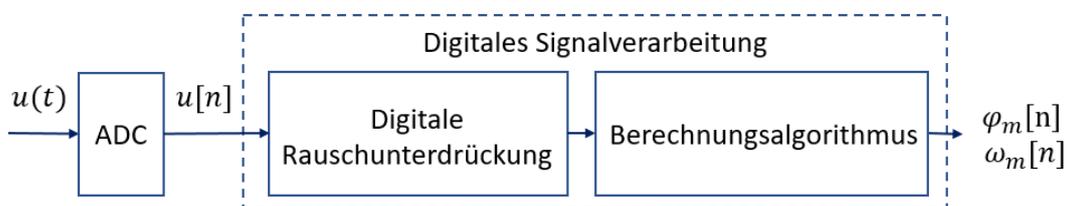


Abbildung 4.10: Die Verzögerungszeit wird hauptsächlich von der Analog-zu-Digital-Wandlung, der digitalen Rauschunterdrückung und dem Berechnungsalgorithmus für Drehzahl und Winkelposition verursacht.

Dabei stellt die digitale Rauschunterdrückung den Teil mit der geringsten Verzögerung dar, da die Algorithmen und Berechnungen in diesem Bereich relativ einfach gehalten sind und auch keine weitere Abtastung von Messwerten stattfindet. Beispielsweise benötigt der Gleitende Mittelwert nur mehrere Additionen und eine Division. Auf einem Mikrocontroller oder DSP würden jeder

dieser Operationen mit Gleitzahlen ungefähr 0,3 Mikrosekunden beanspruchen. Bei einem Gleitenden Mittelwert mit 10 Abtastwerten dauert die Berechnungszeit folglich ca. 3 Mikrosekunden pro Operation (9x Addition + 1x Division). Dabei werden noch die vorher berechneten Ergebnisse zwischengespeichert, um weitere unnötige Operationen zu vermeiden. Aufgrund der FIFO-Struktur bei der Signalabtastung wird bei jedem neuen Abtastwert nur eine Mittelwertberechnung durchgeführt, weshalb die Verzögerung durch den Gleitenden Mittelwert bei der kontinuierlichen Messung nur 3 Mikrosekunden beträgt. Aus diesem Beispiel lässt sich schlussfolgern, dass die digitalen Rauschunterdrückungsmethoden nur wenig Einfluss in der Verzögerungszeit aufweisen und somit die Regelung nur wenig beeinträchtigen.

4.3 Zusammenfassung dieses Kapitels

In diese Kapitel wurden verschiedene Methoden zur analogen und digitalen Signalfilterung vorgestellt. Diese wurden an verrauschten Sinussignalen getestet, um den Effekt der Rauschunterdrückung anhand der Genauigkeit und des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses bzw. Störabstands nachzuprüfen. Dabei stellt sich heraus, dass das Signalrauschen u.a. durch Kombinationen aus verschiedenen Methoden effektiv reduziert werden kann. Beispielsweise kann eine analoge Vorfilterung durchgeführt werden, um anschließend die Rauschanteile über eine schnelle und einfache digitale Filterungsmethode wie dem gleitenden Mittelwert nochmals zu verringern. Eine möglichst störungsfreie Periodendauerbestimmung ist Voraussetzung für die anschließende Frequenzbestimmung, weshalb hier Hysterese und lineare Regression angewendet werden sollen. So sind zufriedenstellende Ergebnisse schon bei ca. $\text{SNR} = 27 \text{ dB}$ zu verzeichnen.

Um Rauschen in einem Sinussignal nahezu komplett zu eliminieren, kann eine frequenz-selektive adaptive Filterungsmethode wie der FFT Bandpass eingesetzt werden. Das daraus resultierende gefilterte Signal ist praktisch ideal, sodass sowohl Periodendauer als auch die Signalfrequenz mit hoher Genauigkeit anschließend berechnet werden können.

Letztlich ist es wichtig, dass die Rauschunterdrückungsverfahren für das jeweilige verrauschte Eingangssignal angepasst werden, um ein optimiertes Resultat zu erhalten. Daher müssen zunächst auch Signale mit beispielsweise $\text{SNR}=38\text{dB}$ eventuell durch einen Glättungsfilter verbessert werden, damit gute Genauigkeiten in der Drehzahlbestimmung möglich werden.

5. Reduzierung von Abweichungen bei der Drehzahlmessung

5.1 Geometrische Abweichungen eines Zahnrads

Durch Fertigungstoleranzen treten bei einem Zahnrad bzw. bei einer Drehscheibe Teilungsabweichungen auf. Wie in der Abbildung 5.1 zu erkennen ist, bewirken die Toleranzen eine Abweichung des Abstands p zweier benachbarter Zähne.

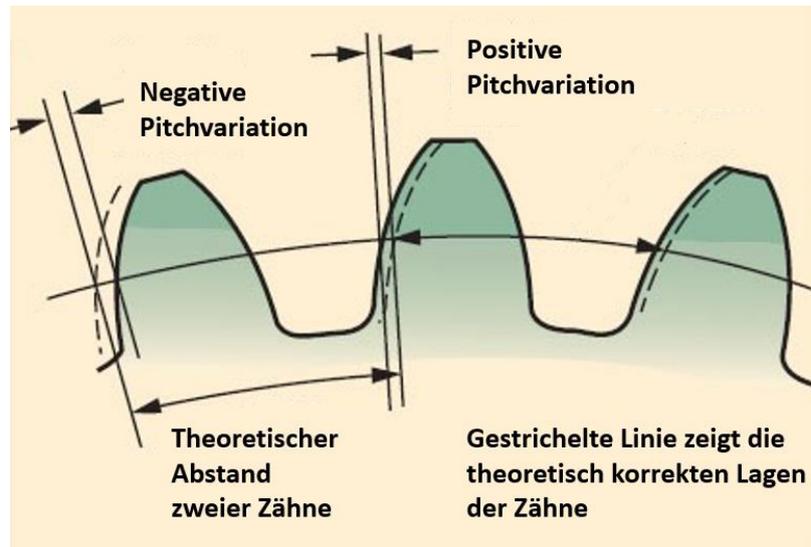


Abbildung 5.1: Teilungsabweichung bei einem Zahnrad aufgrund von Fertigungstoleranzen [146].

Bei einem Zahnrad mit einer Bogenlänge $p=4\text{mm}$ kann die Abweichung ca. $\pm 0,05\text{mm}$ und schlimmstenfalls $\pm 0,1\text{mm}$ betragen. Die relativen Abweichungen würden somit folgende Werte besitzen:

$$\Delta p = \frac{\pm 0,05}{4} \times 100\% = \pm 1,25\% \quad (5.1)$$

bzw.

$$\Delta p = \frac{\pm 0,1}{4} \times 100\% = \pm 2,5\% \quad (5.2)$$

Die Teilungsabweichung Δp wirkt sich direkt in die Frequenzbestimmung aus, da die Bestimmung der Periodendauer durch diese Abweichung beeinflusst wird.

Mit der Messung und Auswertung mehrerer Perioden lässt sich diese Abweichung minimieren. In einem ganzen Kreis des Zahnrads verschwindet diese Abweichung automatisch. Das lässt sich durch die folgende Herleitung erklären:

Die Bogenlänge p von zwei benachbarten Zähnen kann auch mithilfe des Teilwinkels ϕ (in Gradmaß) und des Teilkreisdurchmessers D des Zahnrades formuliert werden:

$$p = D\pi \frac{\phi}{360^\circ} \quad (5.3)$$

So ist ersichtlich, dass die Teilungsabweichung Δp linear von dem Winkelfehler $\Delta\phi$ abhängt. Für jedes Zahnpaar bzw. jede Signalperiode ist eine solche Abweichung vorhanden. Somit gilt für $i = 1, 2, \dots, N_u$:

$$\phi_i = \phi + \Delta\phi_i \quad (5.4)$$

Und

$$p_i = p + \Delta p_i \quad (5.5)$$

Da die Summe aller Zahnwinkel ϕ_i immer 360° beträgt, d.h.,

$$\sum_{i=1}^{N_u} \phi_i = N_u \phi + \sum_{i=0}^{N_u} \Delta\phi_i = N_u \phi = 360^\circ \quad (5.6)$$

ergibt sich

$$\sum_{i=0}^{N_u} \Delta\phi_i = 0 \quad (5.7)$$

Das bedeutet, dass die Summe der gesamten Winkelabweichung kompensiert wird.

Gleichfalls entspricht die Summe aller Bogenlänge p_i immer dem vollen Umfang:

$$\sum_{i=1}^{N_u} p_i = N_u p + \sum_{i=0}^{N_u} \Delta p_i = N_u p = D\pi \quad (5.8)$$

So erhält man:

$$\sum_{i=0}^{N_u} \Delta p_i = 0 \quad (5.9)$$

Aus diesem Grund sollte immer ein ganzer Umlauf betrachtet werden, um den Einfluss vom Fehler Δp auf die Frequenzbestimmung zu vermeiden.

Das Lösungsverfahren sieht vor, dass immer alle Perioden in einem Umlauf für die Frequenzbestimmung verwendet werden. Dabei wird die Signalfrequenz f ermittelt. Mit der Kenntnis über die Anzahl der Perioden N_u kann die Drehgeschwindigkeit in U/min berechnet werden. Zur Verifikation wird dieses Verfahren an einem Testsystem umgesetzt.

5.1.1 Aufbau des Testsystems

Das Testsystem besteht aus den Komponenten (Motor, Referenzmesssystem, PC), die im nächsten Kapitel genauer vorgestellt werden. Als Sensor wird hier ein Hall-Effekt Zahnradsensor verwendet, welches an einem Zahnrad mit zwölf Zähnen eingesetzt wird. Eine Umdrehung liefert zwölf Signalperioden.

Für die Aufzeichnung der Messdaten wird ein NI USB-6009 von National Instruments verwendet. Die analoge Datenerfassung erfolgt über den differentiellen Analogeingang mit einer Auflösung

von 14 Bit. Es wurde eine feste Abtastrate von 42 kS/s verwendet. Die aufgezeichneten Daten werden am PC mithilfe des Algorithmus der verbesserten Periodendauer weiterverarbeitet.

5.1.2 Ergebnisse der Messungen

In den folgenden drei Unterabschnitten werden die Ergebnisse aus den Messungen mit unterschiedlichen Drehzahlen aufgelistet. Weiterhin sind die Berechnungen mit einer verschiedenen Anzahl an Perioden durchgeführt worden, um die Verbesserung der Genauigkeiten durch Betrachtung mehrerer Signalperioden zu bestätigen. Während der statische Fehler durchgehend konstant bleibt, variieren die zufälligen Messfehler und daher auch die Standardabweichungen mit den verschiedenen Perioden, die in die Berechnung einfließen. In jedem Fall nimmt die Standardabweichung mit der Berechnung von mehr Perioden immer weiter ab. Aus den Ergebnissen lässt sich ableiten, dass ab ca. zehn Perioden die gesamte relative Genauigkeit bei ca. 0,4% in dem Messbereich von 5-50 U/min liegt. In den beiden anderen Messbereichen liegen die Genauigkeiten niedriger.

Generell ist eine Berechnung der Drehzahl mit zwölf Perioden zu raten, da sie die niedrigsten Abweichungen bieten. Es sind Berechnungen mit 13 und 14 Perioden in den beiden Messbereichen [50 U/min; 1800 U/min] und [2000 U/min; 6000 U/min] erstellt worden. In diesen Fällen ist eine Verschlechterung der Standardabweichungen zu erkennen, weil durch die ein bzw. zwei zusätzlichen Perioden einige mechanische Toleranzen des Zahnrades in die Ergebnisse einfließen. Nur bei genau einer Umdrehung bzw. zwölf Signalperioden treten diese Einflüsse nicht auf.

a) Ergebnisse im Messbereich [5 U/min; 50 U/min]

Tabelle 5.1: Relative Abweichungen und Standardabweichungen im Messbereich [5 U/min; 50 U/min].

Perioden für Berechnung	Relative Abweichung	Standardabweichung
1	0,20%	1,00%
2	0,10%	0,90%
3	0,15%	0,90%
4	0,20%	0,90%
5	0,20%	0,80%
6	0,15%	0,60%
7	0,20%	0,60%
8	0,20%	0,45%
9	0,40%	0,25%
10	0,25%	0,14%
11	0,15%	0,07%
12	0,03%	0,02%

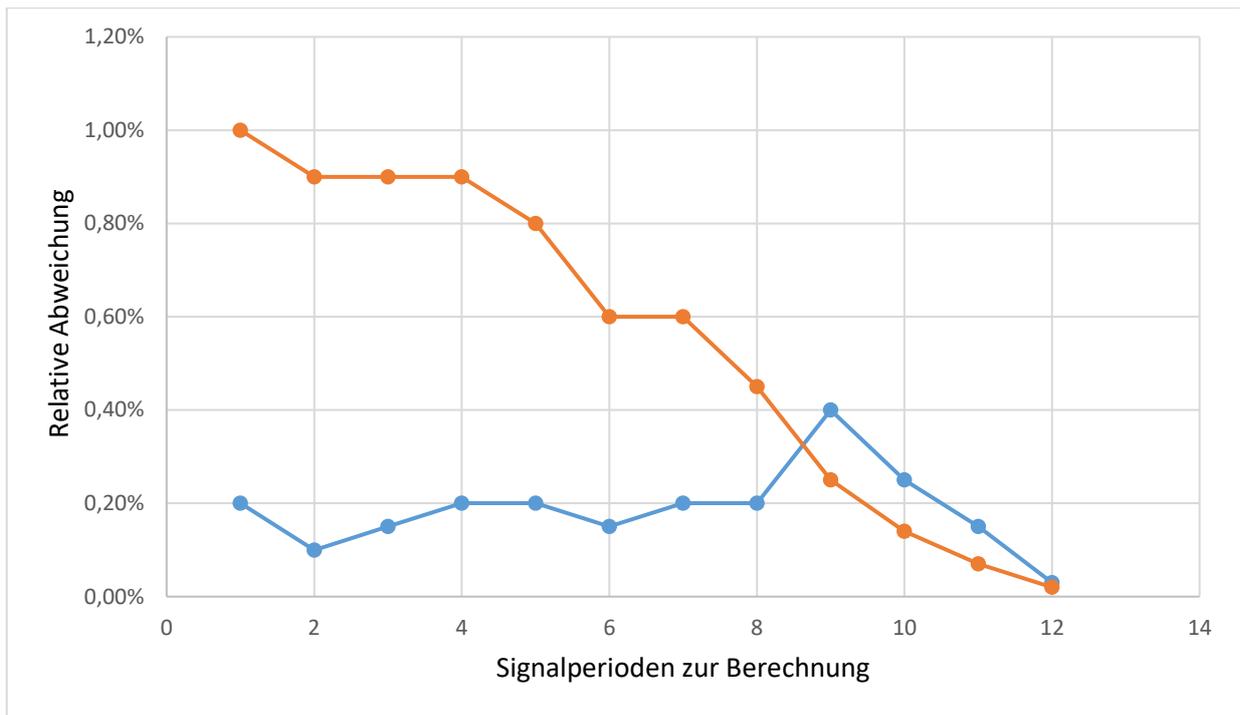


Abbildung 5.2: Relative Abweichungen (blaue Linie) und Standardabweichungen (orange Linie) im Messbereich [5 U/min; 50 U/min].

b) Ergebnisse im Messbereich [50 U/min; 1800 U/min]

Tabelle 5.2: Relative Abweichungen und Standardabweichungen im Messbereich [50 U/min; 1800 U/min].

Perioden für Berechnung	Relative Abweichung	Standardabweichung
1	0,10%	0,60%
2	0,10%	0,35%
3	0,10%	0,30%
4	0,10%	0,30%
5	0,10%	0,20%
6	0,10%	0,25%
7	0,10%	0,14%
8	0,10%	0,14%
9	0,10%	0,10%
10	0,10%	0,07%
11	0,10%	0,05%
12	0,10%	0,04%
13	0,10%	0,04%
14	0,10%	0,05%

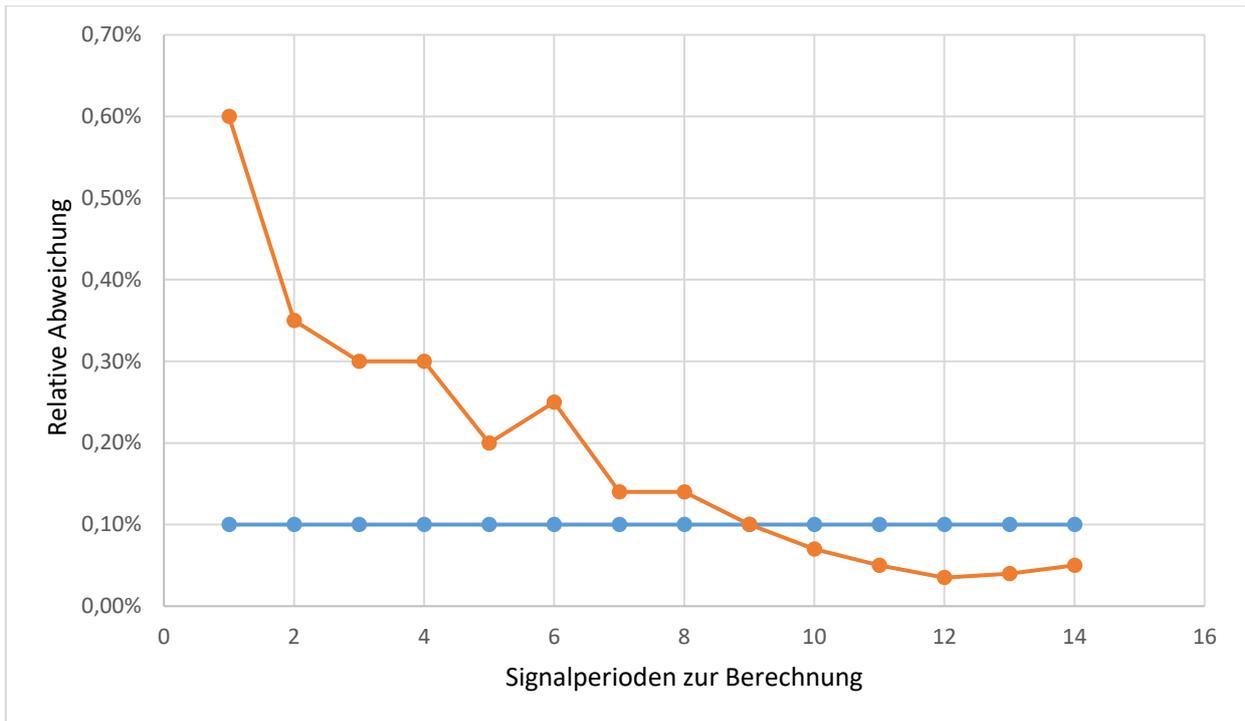


Abbildung 5.3: Relative Abweichungen (blaue Linie) und Standardabweichungen (orange Linie) im Messbereich [50 U/min; 1800 U/min].

c) Ergebnisse im Messbereich [2000 U/min; 6000 U/min]

Tabelle 5.3: Relative Abweichungen und Standardabweichungen im Messbereich [2000 U/min; 6000 U/min].

Perioden für Berechnung	Relative Abweichung	Standardabweichung
1	0,04%	1,60%
2	0,05%	0,90%
3	0,05%	0,80%
4	0,05%	0,70%
5	0,05%	0,60%
6	0,05%	0,70%
7	0,05%	0,40%
8	0,05%	0,35%
9	0,05%	0,30%
10	0,05%	0,18%
11	0,05%	0,14%
12	0,05%	0,12%
13	0,05%	0,12%
14	0,05%	0,14%

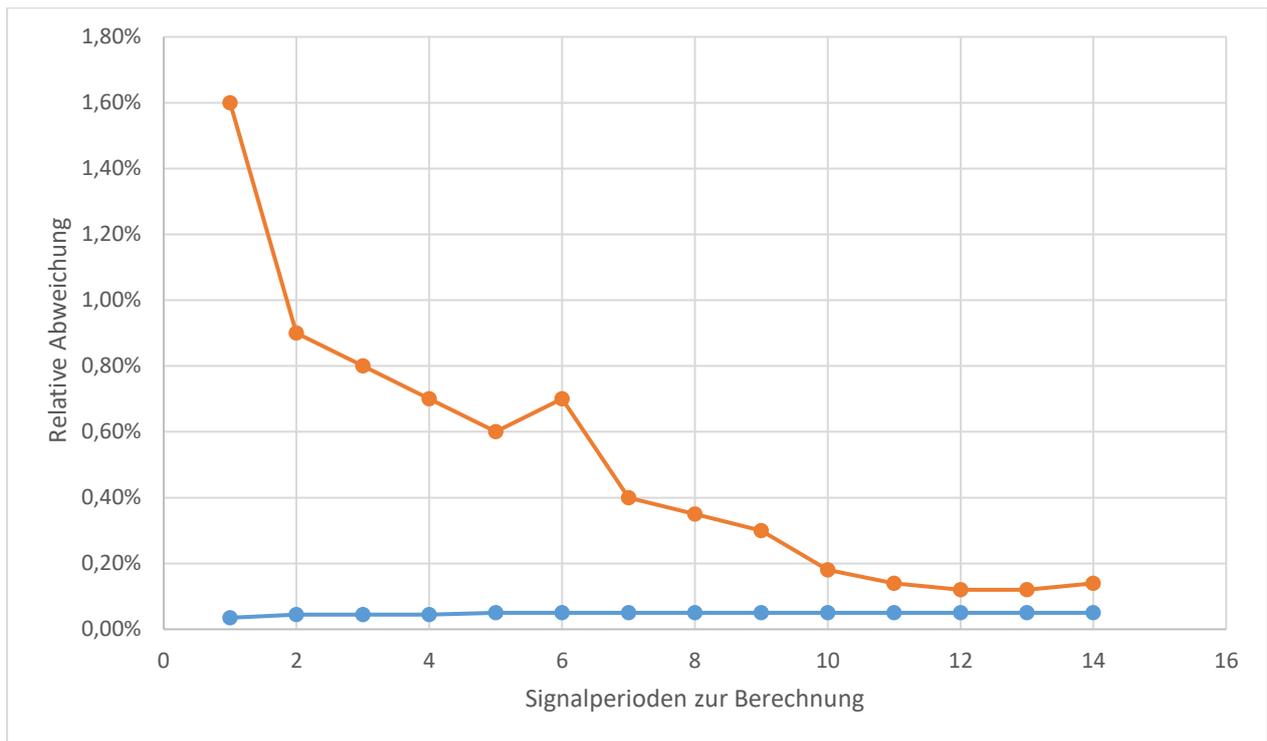


Abbildung 5.4: Relative Abweichungen (blaue Linie) und Standardabweichungen (orange Linie) im Messbereich [2000 U/min; 6000 U/min].

5.2 Abweichung durch Geschwindigkeitsänderung

Eine weitere Problematik betrifft die Geschwindigkeitsänderung, insbesondere wenn es innerhalb einer Periode auftritt. Die folgende Abbildung 5.5 verdeutlicht diese Problematik.

In der ersten Periode stimmt das rekonstruierte Signal aus der Frequenzbestimmung noch sehr gut mit dem Original überein. Während der zweiten Periode weicht die Geschwindigkeit schon ab, sodass sie in der dritten Periode schon gar nicht mehr übereinstimmt. Da unsere Methode der Frequenzbestimmung auf mehrere volle Perioden beruht, kann diese Änderungen eine Abweichung auslösen. Die Größe dieser Abweichung ist abhängig von der aktuellen Periodenlänge und der Schnelligkeit der Geschwindigkeitsänderung.

Darüber hinaus spielen auch die Dauer der Geschwindigkeitsänderung sowie die Anzahl der benötigten Perioden für die Frequenzbestimmung eine Rolle. Je mehr Perioden zur Frequenzbestimmung benötigt werden, desto langsamer kann auf Geschwindigkeitsänderungen reagiert werden, sodass eine große Abweichung entsteht.

Abhilfe kann man durch mehr Zähne bei einem Zahnradsensor oder mehr Gitter beim Encoder schaffen. So können mehrere Perioden (ca. zehn) für die Frequenzbestimmung eingesetzt werden und der Geber gleichzeitig schneller auf Geschwindigkeitsänderungen reagieren (wenn z.B. die Encoderscheibe 1000 Striche bietet, sind 100 verschiedene Geschwindigkeiten pro Umlauf möglich).

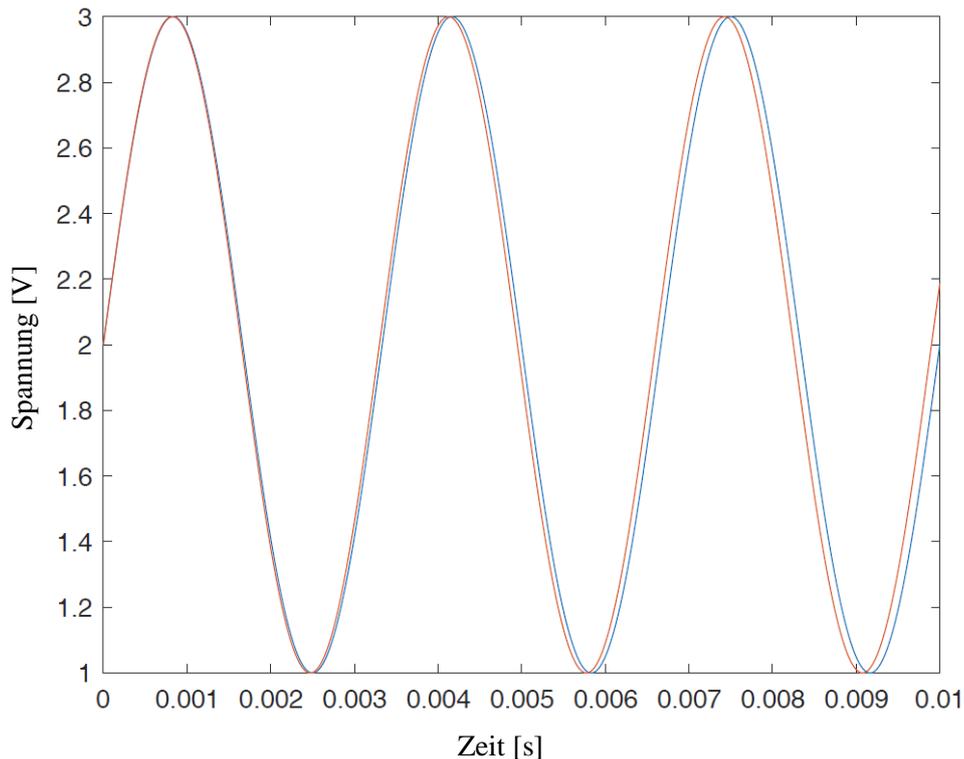


Abbildung 5.5: Änderung der Geschwindigkeit während einer Periode, erkennbar an der Abweichung vom reellen, sich ändernden Signal (blau) und dem rekonstruierten Signal (rot).

Um eine periodische Reaktion auf Geschwindigkeitsänderungen zu ermöglichen, besteht eine zweite Lösungsmöglichkeit darin, gleitende Perioden einzusetzen. Für unsere Methode der Frequenzbestimmung wird mindestens eine ganze Periode benötigt. Die Anzahl von Perioden können immer gleich gelassen werden, wenn alte Datenpunkte verworfen und neue Datenpunkte im Speicher abgelegt werden, was ebenfalls zum FIFO-Prinzip zählt. So kann der Sensor schneller auf Änderungen der Geschwindigkeiten reagieren und die Abweichung gering bleiben.

Problematisch ist hier die Verknüpfung mit dem Lösungsverfahren gegen die geometrische Abweichung des Zahnrades. Das Verfahren gegen die geometrische Abweichung basiert auf die Betrachtung der Anzahl der Perioden in einer Umdrehung, während das Verfahren gegen die Geschwindigkeitsänderung möglichst dynamisch und daher auf wenige Perioden beschränkt ist. Theoretisch widersprechen sich beide Lösungsverfahren. In der Praxis würde sich dies aber nicht sehr stark auswirken. Bei schnellen Geschwindigkeiten ist auch eine volle Umdrehung meist schnell genug, um auf Änderungen zu reagieren. Eine gewisse Abweichung ist hier aber auf jeden Fall noch vorhanden. Bei langsamen Geschwindigkeiten geschieht die Änderung meist langsamer, daher ist auch die Abweichung zunächst kleiner.

5.3 Optimierung der Abtastpunkte bei Nulldurchgangserfassung

Da die vorgestellte Signalverarbeitungsmethode in einem Mikrocontroller, DSP oder FPGA implementiert wird, kann es vorkommen, dass sich die Abtastfrequenz konstant einstellt. Das bedeutet mehr Abtastpunkte bei niedrigeren Drehzahlen und weniger Punkte bei höheren. Es ist

daher zu beachten, unter welchen Umständen die lineare Interpolation der Nulldurchgangserfassung, bei dem die Kleinwinkelnäherung angewendet wird, eingesetzt werden kann.

Generell ist es zu prüfen, wie groß der Fehler der linearen Approximation am Nulldurchgang ist, und wie viele Periodenpunkte theoretisch benötigt werden, um einen Fehler von unter 0,1% zu realisieren.

Es ist zunächst zu beachten, dass diese Kleinwinkelnäherung mit Winkeln im Radiant und nicht im Gradmaß berechnet wird. Der relative Fehler E_n wird in der folgenden Gleichung berechnet:

$$E_n = \frac{\sin(x) - x}{\sin(x)} \times 100\% \quad (5.10)$$

Um einen relativen Fehler $E_n \leq 0,1\%$ zu ermöglichen, muss der Winkel x bei ca. 0,0773 als Radiant vorliegen, was einem Gradmaß φ von ca. $4,43^\circ$ entspricht. Der daraus berechnete relative Fehler beträgt somit 0,0997%.

Das Verhältnis von Winkel φ , Signalfrequenz f und Abtastfrequenz f_s kann anhand der folgenden Herleitung veranschaulicht werden:

$$\sin\left(\frac{2\pi \cdot \varphi}{360^\circ}\right) = \sin(2\pi \cdot f \cdot t) \quad (5.11)$$

$$\frac{\varphi}{360^\circ} = ft \quad (5.12)$$

$$\frac{\varphi_2 - \varphi_1}{360^\circ} = f(t_2 - t_1) = f \cdot \Delta t \quad (5.13)$$

$$\frac{\Delta\varphi}{360^\circ} = f \cdot T_s = \frac{f}{f_s} \quad (5.14)$$

Aus der vorherigen Berechnung darf die maximale Winkeländerung $\Delta\varphi \approx 4,43^\circ$ betragen, um eine lineare Approximation um den Nulldurchgang mit zwei Abtastpunkten mit einer Genauigkeit von ca. 0,1% zu ermöglichen. Mithilfe der oben hergeleiteten linearen Gleichung 5.14 können die nötigen Punkte in einer Signalperiode konkretisiert werden:

$$N = \frac{f_s}{f} = \frac{360^\circ}{4,43^\circ} \approx 81,264 \approx 82 \quad (5.15)$$

Das bedeutet, dass in einer Signalperiode mindestens 82 Abtastpunkte vorliegen müssen, damit die lineare Approximation für genaue Ergebnisse sorgen kann.

Wenn die Abtastfrequenz bei 1 MHz liegen würde, was laut Datenblatt der maximalen Abtastrate des Blackfin BF707 DSPs [147] entspricht, dann darf das Signal maximal eine Frequenz von 12195 Hz haben. Da der DSP aber nicht nur das Signal abtastet, sondern nach der Abtastung gleich Berechnungen durchführt, liegt die Abtastrate bedeutend niedriger. Bei einem Sinussignal mit 500 Hz sind nur 29 Punkte in einer Periode gezählt worden. Die Abtastfrequenz liegt demnach bei

$f_s=14500$ Hz. Um das obige Kriterium für die lineare Approximation anwenden zu können, darf die maximale Signalfrequenz demnach bei maximal 176 Hz liegen:

$$f = \frac{f_s}{82} \approx 176,83\text{Hz} \approx 176\text{Hz} \quad (5.16)$$

Mit Kenntnis der genauen Abtastfrequenz kann diese Grenzfrequenz exakt bestimmt werden.

5.4 Weitere Abweichungen

5.4.1 Abweichung durch den Quarzoszillator

Im Gegensatz zu anderen Frequenzerzeugungsmethoden (z.B. durch Keramikresonatoren) sind Quarzoszillatoren sehr genau und erreichen relative Abweichungen von unter 100 ppm [148], was Genauigkeiten von $< 0,01\%$ entspricht.

Da unsere Frequenzbestimmungsmethode auf Messungen der Periodendauer sowie konstante Abtastfrequenz beruht, muss die relative Abweichung des Quarzoszillators mitberücksichtigt werden.

5.4.2 Abweichung durch Quantisierung

Diese Abweichung ist abhängig von den Eigenschaften des verwendeten Mikroprozessors und des AD-Wandlers. Der Mikroprozessor sollte bestenfalls mit 32-Bit Genauigkeit rechnen, um die hohe Auflösung der Drehgeschwindigkeit zu realisieren.

Die Auswahl des ADC-Bit hängt vom Signal-Rausch-Verhältnis ab. Ein Signal mit 50 dB hat eine relative Abweichung von 0,316%. Die relative Abweichung eines 10-Bit AD-Wandlers ist $1/1024 = 0,1\%$. Der relative Fehler ist 0,0244% für 12-Bit ADC. Normalerweise hat ein Signal einen SNR von 40 dB, wenn ein guter analoger Tiefpass-Filter verwendet wird. Daher reicht ein 10-Bit AD-Wandler aus. Besser ist natürlich die Verwendung eines 12-Bit AD-Wandlers, die häufig im Handel zu finden sind.

5.5 Zusammenfassung dieses Kapitels

Dieses Kapitel befasst sich mit den Abweichungen der direkten Drehzahlmessung, die zum Großteil sowohl bei Rechtecksignalen als auch bei sinusförmigen Signalen auftreten können. Diese Fehler sind im Detail analysiert worden, womit Lösungswege und Methoden zur Reduzierung dieser Abweichungen vorgeschlagen werden. Beispielsweise kann der Einbezug aller Signalperioden in einer Umdrehung für die Drehzahlberechnung schon in heutige Drehzahlgeber implementiert werden, um genauere und reproduzierbare Drehzahlergebnisse zu erhalten.

6. Experimentelle Messungen

6.1 Mess- und Kalibrierungssystem für Drehzahlsensoren

6.1.1 Komponenten und Aufbau

Das Mess- und Kalibrierungssystem besteht aus den folgende Komponenten, wie in der Abbildung 6.1 zu sehen ist: einem Polytec LSV-1000 (1), einem Motorprüfstand (2), einem Oszilloskop bzw. Datenerfassungsgerät (3) und einem PC-System zur Datenerfassung (4).

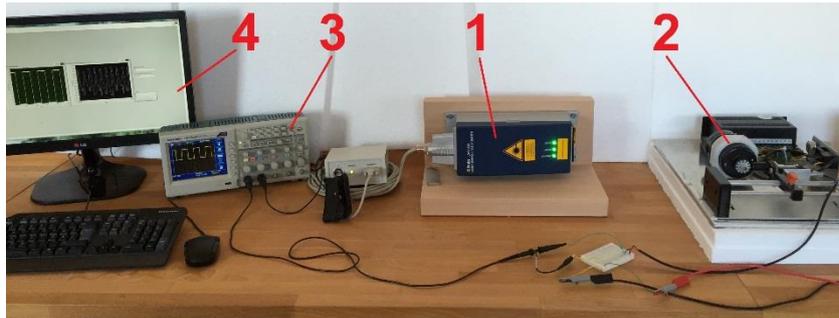


Abbildung 6.1: Mess- und Kalibrierungssystem für Drehzahlsensoren, bestehend aus einem Polytec LSV-1000 (1), einem Motorprüfstand (2), einem Oszilloskop bzw. einem Datenerfassungsgerät (3) und einem PC-System zur Datenerfassung (4) [149].

Der Motorprüfstand besteht aus einem Servomotor (5) und dem getesteten Drehzahlsensor (8), der unter Umständen mit einem Zahnrad (7) gekoppelt werden muss. Für die Referenzmessung der Drehgeschwindigkeit wird eine Referenzscheibe (6) benötigt, die aus einem nicht-magnetisierbaren Material gefertigt ist.

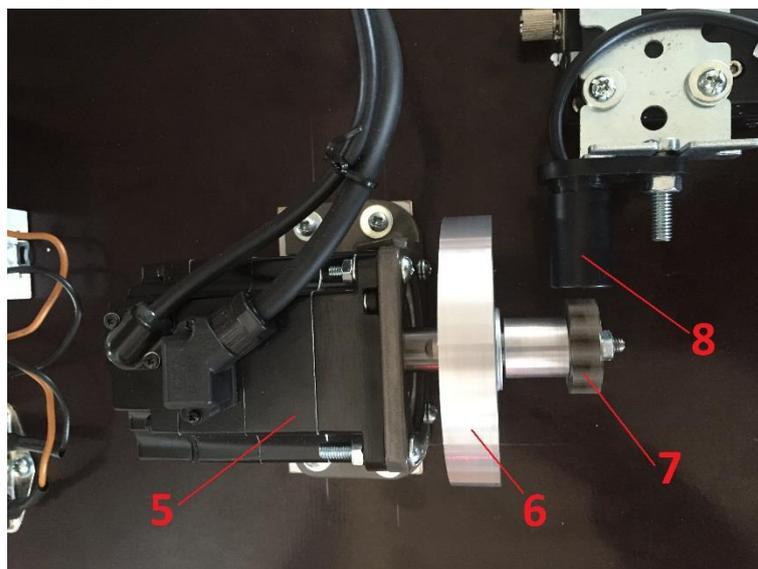


Abbildung 6.2: Motorprüfstand, bestehend aus Servomotor (5), Referenzscheibe (6), Zahnrad (7) und Hall-Effekt Zahnradsensor (8) [150].

Die folgende Abbildung 6.3 zeigt ein Blockschaltbild des Systems, welches die Funktionsweise genau beschreibt. Der Motor dreht sich mit einer eingestellten Drehzahl, welches die Referenzscheibe und zugleich den zu testenden Sensor antreibt. Es können nun zwei Kanäle definiert werden. Zum einen der Referenzmesskanal, der aus der Referenzscheibe und dem Polytec LSV-100 besteht. Dieser Kanal liefert die Referenzwerte für die Kalibrierung des Sensors. Zum anderen gibt es den Sensormesskanal, wo die gemessenen Sensorwerte von einem Oszilloskop oder einem Datenerfassungsgerät aufgezeichnet werden. Beide Kanäle sind mit einem PC verbunden, der das Messsystem steuert und zugleich die Auswertungen aus Sensormesskanal und Referenzmesskanal übernimmt. Im Folgenden werden zwei wichtige Komponenten des Messsystems näher erläutert.

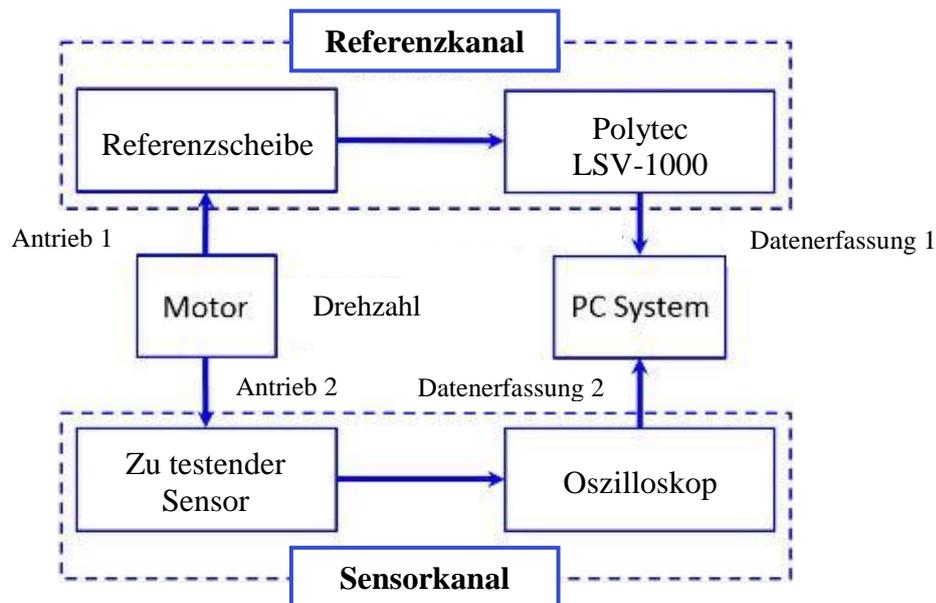


Abbildung 6.3: Blockschaltbilder über die Funktionsweise des Mess- und Kalibrierungssystems [149].

6.1.1.1 Servoantriebssystem

Beim verwendeten Servoantrieb handelt es sich um einen Yaskawa Sigma-7 Servomotor SGM7J mit dem zur Ansteuerung passenden Servopack SGD7S. Der Sigma-7 Servopack wird per USB an den PC angeschlossen, damit Sollwerte über die SigmaWin+ Software von Nutzer eingegeben werden kann. Zudem sorgt der Servopack für die korrekte Versorgung des dreiphasigen AC Servomotors, da hierfür schon eine einphasige Spannungsversorgung am Servopack ausreichend ist. Der Servomotor SGM7J bietet Leistungen von 50W bis 750W und schafft Drehzahlen bis 6000 U/MIN. Zudem hat es einen eingebauten 24 Bit-Encoder, damit die Regelung und Steuerung seitens des Servopacks gewährleistet wird [151].

6.1.1.2 Laser Doppler Velozimeter für Drehzahlmessung

Mit Laser-Interferometrie lassen sich Drehzahlen direkt erfassen. Anders als bei den herkömmlichen optischen Verfahren wird das gebündelte Licht direkt als Messgröße verwendet, um ein drehzahlabhängiges Ausgangssignal zu erhalten. Gängige Verfahren in diesem Bereich stellen die Laser Speckle Interferometrie (vgl. [63]–[65], [70]–[73], [152]), die Laser Self-Mixing

Interferometrie (vgl. [59]–[64], [66]–[69], [153]) und die Laser Doppler Velozimetrie dar, deren physikalisches Prinzip im Folgenden näher betrachtet wird.

Ein Laser Doppler Velozimeter (LDV), auch bekannt als Laser Doppler Anemometer (LDA), ist ein interferometrisches Messsystem, welches lineare Geschwindigkeiten von Objekten über das Laserlicht mit einer hohen Genauigkeit von 0,05% und einer hohen Auflösung von 5 mm/min erfasst [154]. Als Objekte können sowohl feste Oberflächen als auch Partikel in einer Flüssigkeit betrachtet werden. Die maximal erfassbare Geschwindigkeit liegt bei 7200 m/min (laut [155]).

Laser Doppler Velozimetrie basiert auf das Prinzip des Laser-Doppler-Effekts, welches ähnlich wie der Doppler-Effekt funktioniert [55]. Anstatt der Akustik wird hier Licht als Messgröße verwendet. Beim konventionellen Doppler-Effekt kann eine Verschiebung der akustischen Frequenz des vorbeikommenden Objektes an einem stationären Initialpunkt erfasst werden. Der gleiche Effekt kann mit streuendem Licht an einem bewegten Objekt beobachtet werden [56]. Konkret nennt sich das Prinzip Differenz-Doppler-Prozess. Beim Differenz-Doppler-Prozess werden zwei Laserstrahlen zu einer optischen Achse jeweils in einem Winkel δ ausgerichtet. Beide Strahlen interferieren auf der Oberfläche des bewegten Objektes. Dadurch ist ein Interferenzmuster aus hellen und dunklen Streifen erfassbar (siehe Abbildung 6.4).

Wenn beide Laserstrahlen von der gleichen Lichtquelle stammen, haben sie die gleiche Wellenlänge λ . Die Streifen haben einen Abstand von Δs und können aus der Wellenlänge λ und dem Winkel δ berechnet werden:

$$\Delta s = \frac{\lambda}{2 \cdot \sin \delta} \quad (6.1)$$

Es kann ein Punkt P innerhalb des Interferenzbereichs angenommen werden, der sich mit einer Geschwindigkeit v_p bewegt. Nach dem Laser-Doppler-Effekt verursachen beide Laserstrahlen an den Punkt P eine verschobene Dopplerfrequenz. Da die Oberfläche des Objektes nicht idealerweise glatt ist, emittiert das Objekt verstreute Lichtwellen, die auch eine durch die Geschwindigkeit v_p verschobene Dopplerfrequenz aufweisen.

Durch das Interferenzmuster und die überlagerten Lichtwellen aus der Streuung fällt ein mit der Doppler-Frequenz f_D modulierte AC-Signal auf den Fotodetektor. Da die optische Achse senkrecht zur Objekt Oberfläche und zur Bewegungsrichtung steht, kann die Doppler-Frequenz über folgende Formel beschrieben werden:

$$f_D = \frac{2 \cdot v_p \cdot \sin \delta}{\lambda} \quad (6.2)$$

Für die Erfassung der Bewegungsrichtung arbeitet der Interferometer im sogenannten Heterodyne-Modus [57]. In diesem Modus hat einer der beiden Laserstrahlen eine eingestellte Offset-Frequenz f_B . So kann die modulierte Doppler-Frequenz wie folgt geschrieben werden:

$$f_D = \frac{2 \cdot v_p \cdot \sin \delta}{\lambda} + f_B \quad (6.3)$$

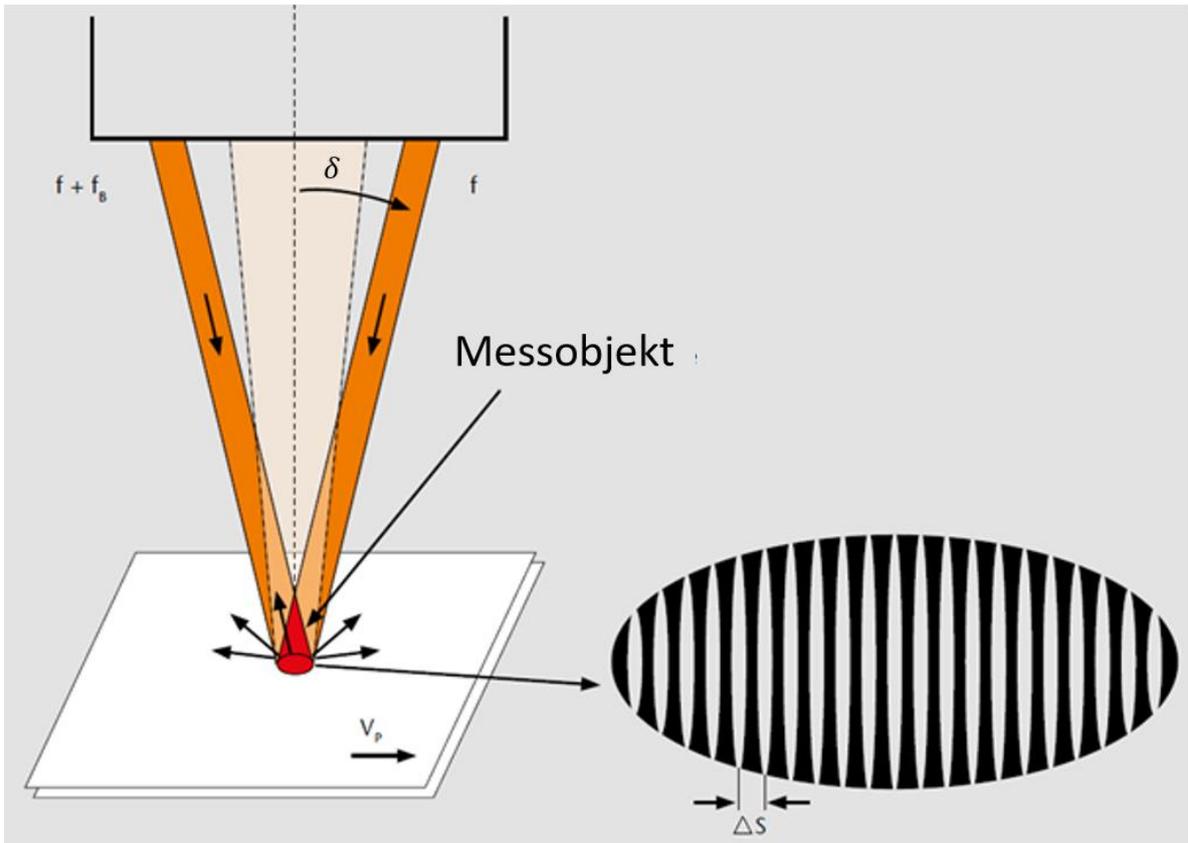


Abbildung 6.4: Funktionsprinzip eines Laser Doppler Velozimeters. Zwei Laserstrahlen werden zu einer optischen Achse jeweils in einem Winkel von δ ausgerichtet. Beide Strahlen interferieren auf der Oberfläche des bewegten Objektes. Dadurch ist ein Interferenzmuster aus hellen und dunklen Streifen erfassbar, das von einem Detektor aufgenommen wird. Daraus kann die Doppler-Frequenz berechnet werden [156].

Diese Offset-Frequenz sollte in den MHz-Bereichen gewählt werden. Beispielsweise ist bei Produkten von Polytec 40 MHz empfehlenswert ([156], [157]). Weitere Anwendungsbeispiele für die Laser-Doppler-Sensorik sind unter anderem in der Strömungsmechanik, in der Festplattenmechanik und in der klassischen Mechanik zu finden [58].

Daher eignet sich grundsätzlich die Differenz-Doppler-Technologie zur Messung der linearen Bewegungsgeschwindigkeit und zur Erkennung der Bewegungsrichtung ([158], [159]). Dementsprechend kann der Polytec LSV-1000 und sein Arbeitsprinzip für die Drehzahlmessung eingesetzt werden.

6.1.2 Analyse von Fehlerquellen und Verbesserung der Messgenauigkeit

Mittels Polytec LSV-1000 wird die tangentielle lineare Geschwindigkeit v einer Referenzscheibe gemessen. So kann die Drehzahl ω_{ref} aus der Geschwindigkeit v und dem Umfang $U = \pi D = 2\pi R$ berechnet werden (siehe Abbildung 6.5):

$$\omega_{ref} = \frac{v}{U} = \frac{v}{\pi D} = \frac{v}{2\pi R} \quad (6.4)$$

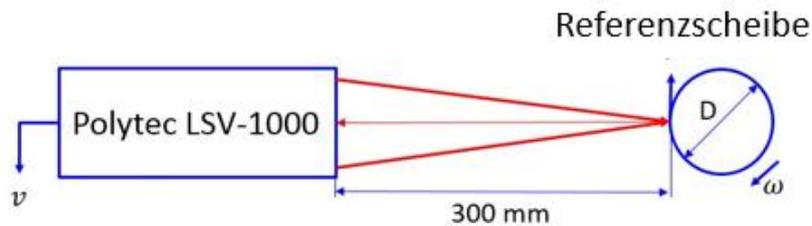


Abbildung 6.5: Prinzip der Drehzahlmessung mit dem Polytec LSV-1000 und der Referenzscheibe. Es wird die lineare Geschwindigkeit v gemessen und anschließend mit Kenntnis des Scheibendurchmessers D auf die Drehzahl ω zurückgerechnet [149].

Aufgrund von Toleranzen aus der Fertigung und der Installation existieren zwei grundsätzliche Fehler bei der Referenzscheibe: die Mittelpunktabweichung a und die Radiusabweichung ΔR . Beide Fehler führen zu Abweichungen beim Umfang U und demnach Messabweichungen im Referenzmesskanal.

6.1.2.1 Mittelpunktabweichung

Die Mittelpunktabweichung einer Scheibe ist in Abbildung 6.6 visualisiert. $M1$ ist der Mittelpunkt des Kreises, das einen Radius R besitzt. $M2$ kennzeichnet den Drehpunkt der Scheibe. P ist der Punkt, an dem die beiden Laserstrahlen des Lasers auftreffen. Der Abstand zwischen $M1$ und $M2$ wird als a bezeichnet. Der Abstand X zwischen P und $M2$ ändert sich mit dem Winkel β . Daher kann mit der Bedingung $R \gg a$ folgendes hergeleitet werden:

$$X = R + a \cdot \cos \beta \quad (6.5)$$

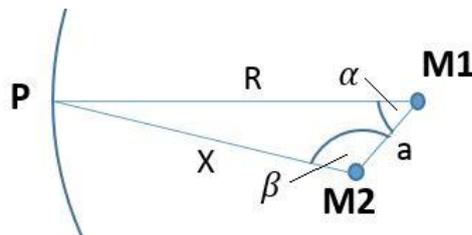


Abbildung 6.6: Abweichung a zwischen dem Mittelpunkt des Kreises $M1$ und Drehpunkt $M2$ [149].

Für eine weitere Analyse kann ein kleines Kreissegment dS angenommen werden, welches in Abbildung 6.7 gezeigt wird.

Dieses Segment wird durch den Radius X und den Winkel $d\gamma$ beschrieben:

$$dS = X \cdot d\gamma \quad (6.6)$$

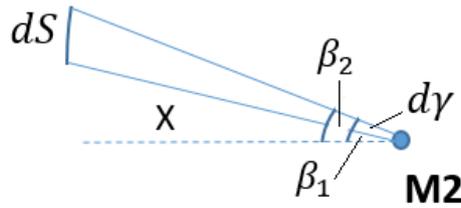


Abbildung 6.7: Kreissegment dS mit Winkel $d\gamma$ und veränderlichen Radius X [149].

Da dieses Segment sehr klein ist, kann die Näherung $d\beta = \beta_2 - \beta_1$ angenommen werden. So kann die Gleichung wie folgt formuliert werden:

$$dS = \frac{R + a \cdot \cos \beta}{\beta_2 - \beta_1} \cdot d\gamma \cdot d\beta \quad (6.7)$$

Um den Umfang U bestimmen zu können, sollte dS über alle Kreissegmente integriert werden. So kann der Umfang wie folgt berechnet werden:

$$U = \int dS = \int_0^\alpha \int_{\beta_1}^{\beta_2} \frac{R + a \cdot \cos \beta}{\beta_2 - \beta_1} \cdot d\gamma \cdot d\beta \quad (6.8)$$

Durch Lösen dieser Doppelintegration kann gezeigt werden, dass der Umfang von einer sinusförmigen Funktion des Winkels α abhängig ist:

$$U = 2\pi R + a \cdot \sin \alpha \quad (6.9)$$

Dementsprechend beträgt die maximale Abweichung des Umfangs $\Delta U = \pm a$, wenn $\sin \alpha = \pm 1$ ist. Um diese unerwünschte Abweichung zu kompensieren, müssen Messwerte nach einer halben oder vollen Umdrehung in Betracht gezogen werden. Konkret bedeutet dies, dass $\alpha = 2n\pi$, $n \in \mathbb{N}$ und somit $\sin \alpha = 0$ gilt. So kommt die Abweichung ΔU nicht mehr vor und der Umfang beträgt $U = 2\pi R$.

6.1.2.2 Radiusabweichung

Die maximale relative Abweichung der Drehzahlmessung berechnet sich aus der Summe der relativen Abweichungen der linearen Geschwindigkeit und des Radius der Scheibe:

$$\frac{\Delta \omega_{ref}}{\omega_{ref \max}} = \frac{\Delta v}{v_{\max}} + \frac{\Delta R}{R_{\max}} \quad (6.10)$$

Die Messabweichung der linearen Geschwindigkeit ist bekannt und beträgt 0,05% [160]. Dementsprechend besteht die Aufgabe darin, die maximale Abweichung des Scheibenradius zu bestimmen. Der Radius R kann wie folgt beschrieben werden:

$$R(\alpha) = r + \Delta r(\alpha) = R_i \quad (6.11)$$

Die Abweichung des Radius R zum Winkel α ist gegeben als $\Delta r(\alpha) = \Delta r_i$. Weil dieser Fehler eine Gaußsche Verteilung zeigt, kann der mittlere Radius wie folgt berechnet werden:

$$r = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n R_i = r_s \quad (6.12)$$

Durch die Annahme einer großen Anzahl von Messungen $n < \infty$, kann das Ergebnis r_s , welches für den geschätzten Wert steht, als wahrer Wert angenommen werden [8].

Der Durchmesser der Referenzscheibe kann mit einem präzisen Längenmessgerät ermittelt werden. So ergeben sich n Messpunkte, an dem n Messwerte R_i erfasst werden. Dadurch lässt sich der mittlere Radius r_s nach der obigen Formel berechnen, sodass die Referenzdrehzahl ω_{ref} mit

$$\omega_{ref} = \frac{v}{2\pi r_s} \quad (6.13)$$

bestimmt werden kann.

So können die jeweiligen Fehler Δr_i komplett kompensiert werden:

$$\sum_{i=1}^n \Delta r_i = \sum_{i=1}^n (R_i - r_s) = 0 \quad (6.14)$$

Dadurch spielt nur die Toleranz des präzisen Längenmessgeräts eine Rolle. Wenn ein solches Instrument beispielsweise eine Messtoleranz e_G von 0,001mm hat, bedeutet dies bei einer Scheibe mit einem mittleren Radius von 40mm eine relative Abweichung von

$$\frac{\Delta R}{R_{\max}} = \frac{e_G}{r_s} \approx 0,0025 \% \quad (6.15)$$

Das würde in einer relativen Abweichung $\Delta\omega_{ref}/\omega_{ref}$ von 0,0525% für das gesamte Messsystem resultieren.

6.1.3 Genauigkeit des Mess- und Kalibrierungssystems für Drehzahlsensoren

Die folgende Abbildung 6.8 zeigt den gemessenen Durchmesser einer realen Referenzscheibe mit einem elektronischen Messschieber. Die Referenzscheibe ist mit einem Durchmesser von 40mm entworfen worden. Dabei hat der Messschieber eine Messtoleranz von $\pm 0,01$ mm. Dementsprechend beträgt die relative Abweichung für den Durchmesser und den Radius $\pm 0,025\%$. Das entspricht einer Gesamtabweichung von $\pm 0,075\%$, sodass für das Messsystem eine Genauigkeit von $\pm 0,1\%$ definiert werden kann.

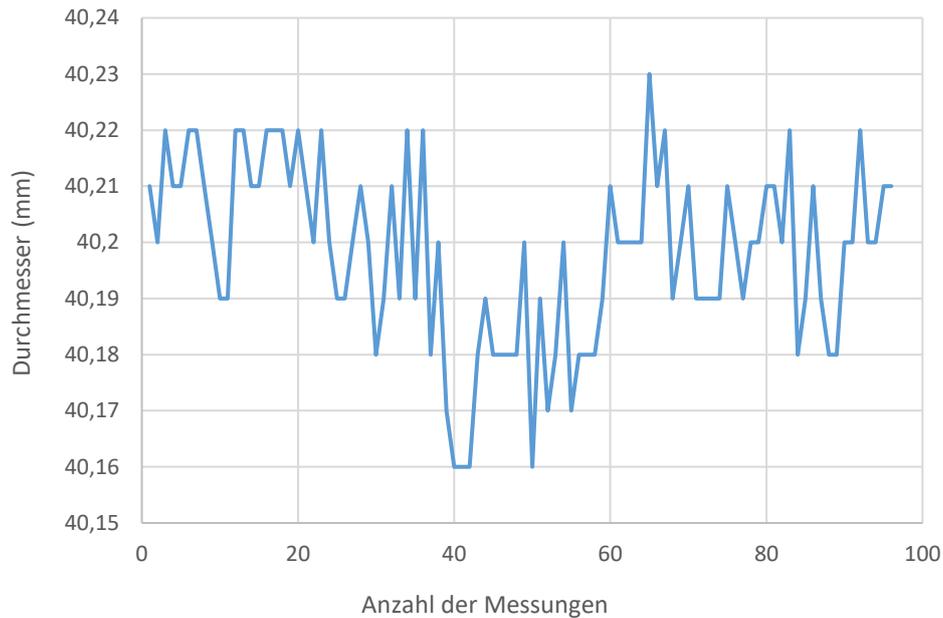


Abbildung 6.8: Gemessene Durchmesser einer Referenzscheibe mit einem Messschieber der Genauigkeit $\pm 0,01\text{mm}$. Die Referenzscheibe hat einen Durchmesser von 40mm , sodass die entsprechende relative Abweichung $\pm 0,025\%$ beträgt [149].

Aus diesen Messungen kann ein mittlerer Durchmesser von $40,198\text{ mm}$ bestimmt werden, der für weitere Referenzdrehzahlberechnungen verwendet wird.

6.2 Messungen mit Zahnradsensoren

Um den neuartigen Signalverarbeitungsalgorithmus zu verifizieren, müssen Messungen an realen Drehzahlgebern durchgeführt werden. Mit einer Systemgenauigkeit von $\pm 0,1\%$ kann das Mess- und Kalibrierungssystem für die Kalibrierung von Drehzahlsensoren mit einer relativen Genauigkeit von $\pm 0,3\%$ eingesetzt werden [161]. Aus diesem Grund wird das System für Drehzahlgeber zur Verifikation der neuartigen Signalverarbeitungsmethode verwendet.

Die ersten Messungen sind mit einem Zahnradsensor durchgeführt worden. Die Verwendung von linearen Sensorelemente, wie beispielsweise ein linearer Hall-IC, ermöglicht ein sinusförmiges Ausgangssignal, aus dem der neuartige Signalverarbeitungsalgorithmus die genaue Frequenz und somit die Drehzahl errechnen kann. Im Folgenden werden die Messungen und die Ergebnisse mit diesen Sensoren präsentiert.

6.2.1 Aufbau

Für die kontinuierliche Datenerfassung und der einfacheren Verwendung in der LabVIEW-Entwicklungsumgebung, wurde das Datenerfassungsgerät NI USB-6009 verwendet und die Messsoftware in LabVIEW verwirklicht. Das NI USB-6009 kann analoge Signale mit 14 Bit differentiell abtasten, wobei die maximale Abtastrate bei 48000 Samples/s liegt [162].

Um zeitgleiche Messungen zu gewährleisten, kann der Polytec LSV-1000 auch über die gleiche Messsoftware in LabVIEW angesteuert werden. Die Messwerte beider Messkanäle werden in einer Messdatei gespeichert, sodass die Auswertung zunächst gemeinsam in MATLAB erfolgt. Als Sensor kommt das lineare magnetoresistive Modul TMR4003 zum Einsatz (siehe [163]), welches sich für den Einsatz in Zahnradsensoren sehr gut eignet. Auch ein Zahnradsensor auf Basis eines linearen Hall-ICs (siehe [164]) oder sogar ein optisch-reflektierender Zahnradsensor (siehe [50]), die beide im Kapitel 2 schon vorgestellt worden sind, wäre hierfür geeignet. Für die Tests wurde unter anderem ein Zahnrad mit zwölf Zähnen gewählt (vgl. Abbildung 6.9), der zwölf Signalperioden in einer Umdrehung ermöglicht. Dabei ist es wichtig gewesen, dass die Zähne eine dreieckige Form aufweisen, um ein möglichst gutes, sinusförmiges Ausgangssignal zu erzeugen [48].



Abbildung 6.9: Verwendeter Zahnrad mit zwölf Zähnen. Es liefert zwölf Signalperioden pro Umdrehung und kann durch seine Form ein besseres sinusförmiges Ausgangssignal erzeugen.

6.2.2 Messergebnisse

Im Folgenden werden die Ergebnisse mit dem Zahnradsensor und dem neuartigen Signalverarbeitungsalgorithmus präsentiert und mit den Messwerten vom Polytec LSV-1000 verglichen. Dabei sind das Ausgangssignal des Drehzahlsensors mittels NI USB-6009 abgetastet und als Excel-Tabelle zur Weiterarbeit mit MATLAB gespeichert worden. In MATLAB wurde die neuste Version des neuartigen Signalverarbeitungsalgorithmus verwendet, um die Drehzahl aus dem Signal zu berechnen.

Es werden stichprobenartig einige Drehzahlen mehrmals auf dem Prüfstand gemessen. Die folgende Tabelle zeigt die vom Signalverarbeitungsalgorithmus gemessenen Drehzahlen mit einem Zahnrad von zwölf Zähnen in den eingestellten Drehzahlen 100 U/min, 300 U/min, 600 U/min, 1000 U/min und 6000 U/min. Dabei werden die gemittelten Werte in einem kleinen Zeitfenster eingetragen:

Tabelle 6.1: Ergebnisse der gemessenen und berechneten Drehzahlen vom Signalverarbeitungsalgorithmus am Testzahnrad (zwölf Zähne).

Drehzahl in U/min	Messung 1	Messung 2	Messung 3	Messung 4	Messung 5
100	99,9070	99,9091	99,9129	99,9114	99,9155
300	299,589	299,520	299,551	299,550	299,532
600	598,888	598,890	598,839	598,850	598,845
1000	997,978	997,936	997,928	997,918	997,944
6000	5989,20	5988,90	5988,60	5988,20	5988,20

Zugleich werden die Messwerte von Polytec LSV-1000 aufgenommen und die Referenzdrehzahl in dem gleichen kurzen Zeitfenster ermittelt, da beide Messgeräte (NI-USB-6009 und Polytec LSV-1000) unterschiedliche Abtastfrequenzen besitzen:

Tabelle 6.2: Ergebnisse der vom Polytec LSV-1000 gemessenen Drehzahlen am gleichen Motorprüfstand und zur gleichen Zeit.

Drehzahl in U/min	LSV 1	LSV 2	LSV 3	LSV 4	LSV 5
100	99,9274	99,9401	99,9444	99,9494	99,9515
300	299,865	299,889	299,895	299,923	299,919
600	599,715	599,835	599,816	599,849	599,845
1000	999,105	999,164	999,277	999,237	999,310
6000	5993,90	5994,30	5994,80	5995,00	5995,20

So kann nun anhand der folgenden Formel die relative Abweichung für jeden einzelnen Messwert zum Referenzwert berechnet werden:

$$\varepsilon_{rel} = \frac{\omega_{mess} - \omega_{ref}}{\omega_{ref}} \times 100\% \quad (6.16)$$

Die nachfolgende Tabelle 6.3 listet diese auf:

Tabelle 6.3: Relative Abweichungen aus dem Vergleich der Messwerte vom Polytec LSV-1000 (Referenz) und Signalverarbeitungsalgorithmus.

Drehzahl in U/min	Rel. Abw. 1	Rel. Abw. 2	Rel. Abw. 3	Rel. Abw. 4	Rel. Abw. 5
100	-0,0204%	-0,0310%	-0,0315%	-0,0380%	-0,0360%
300	-0,0919%	-0,1230%	-0,1144%	-0,1242%	-0,1292%
600	-0,1378%	-0,1575%	-0,1631%	-0,1664%	-0,1666%
1000	-0,1126%	-0,1228%	-0,1350%	-0,1320%	-0,1367%
6000	-0,0784%	-0,0901%	-0,1034%	-0,1134%	-0,1168%

Wie zu sehen ist, wird ein maximaler relativer Fehler von $\pm 0,17\%$ erreicht. Durch die Mittelung über ein kurzes Zeitfenster ist auch die Standardabweichung der Messpunkte in dieser kurzen Zeitspanne ein wichtiger Faktor zur Beurteilung. Im Folgenden werden die Standardabweichungen vom Referenzmesssystem und der Testkonfiguration als Tabellen angegeben.

Tabelle 6.4: Standardabweichung der gemessenen und berechneten Drehzahlen vom Signalverarbeitungsalgorithmus am Testzahnrad (12 Zähne).

Drehzahl in U/min	Std. Abw. 1	Std. Abw. 2	Std. Abw. 3	Std. Abw. 4	Std. Abw. 5
100	0,0636	0,0639	0,0661	0,0628	0,0633
300	0,4618	0,5065	0,4761	0,4861	0,4974
600	1,1498	1,1956	1,1925	1,2240	1,2370
1000	1,9577	1,9957	2,0525	2,1129	2,1891
6000	15,953	16,086	16,401	16,670	16,618

Tabelle 6.5: Standardabweichung der vom Polytec LSV-1000 gemessenen Drehzahlen am gleichen Motorprüfstand und zur gleichen Zeit.

Drehzahl in U/min	LSV Std. 1	LSV Std. 2	LSV Std. 3	LSV Std. 4	LSV Std. 5
100	0,2211	0,2156	0,2210	0,2209	0,2169
300	0,3938	0,3943	0,3960	0,3981	0,3960
600	0,5839	0,5825	0,6102	0,6256	0,6243
1000	0,9106	0,9612	0,9498	0,9626	0,9445
6000	1,7578	1,9170	1,9615	1,9030	2,0356

Hierbei ist zu sehen, dass die Abweichungen bei unter 300 U/min geringer als beim Referenzmesssystem LSV-1000 sind. Bei höheren Geschwindigkeiten nehmen die Standardabweichungen zu. In Tabelle 6.6 sind die prozentualen Standardabweichungen angegeben, die nach der Formel

$$\varepsilon_{std} = \frac{\omega_{std}}{\omega_{mess}} \times 100\% \quad (6.17)$$

ermittelt werden. Dabei bezeichnen ω_{std} und ω_{mess} die Standardabweichung in U/min bzw. die eingestellte Drehzahl in U/min.

Tabelle 6.6: Relativer Fehler der Standardabweichungen des Signalverarbeitungsalgorithmus in Bezug auf Messwerten vom Polytec LSV-1000 (Referenz).

Drehzahl in U/min	Rel. Std. 1	Rel. Std. 2	Rel. Std. 3	Rel. Std. 4	Rel. Std. 5
100	0,0637%	0,0640%	0,0662%	0,0629%	0,0634%
300	0,1541%	0,1691%	0,1589%	0,1623%	0,1661%
600	0,1920%	0,1996%	0,1991%	0,2044%	0,2066%
1000	0,1962%	0,2000%	0,2057%	0,2117%	0,2194%
6000	0,2664%	0,2686%	0,2739%	0,2784%	0,2775%

Die Standardabweichungen erreichen demnach einen prozentualen Betrag von fast 0,3%, sodass die relative Genauigkeit des Sensorsystems als signifikant schlechter als 0,3% einzustufen ist. Zu diesem Ergebnis lassen sich folgende Gründe herleiten: Das sinusförmige Ausgangssignal eines Zahnradsensors erweist sich als nicht ideal, da ungleichförmige Signalverläufe insbesondere durch Verarbeitungstoleranzen am Zahnrad und Offsetschwingungen vor allem durch Mittelpunktabweichung des Zahnrades die Erreichung einer hohen Genauigkeit bei der Drehzahlberechnung erschweren. Trotz einiger Nachkorrekturen im Signalverarbeitungsalgorithmus (u.a. Offsetkorrektur & Normalisierung) können diese Fehler nicht gänzlich kompensiert werden.

6.3 Messungen mit rotierender Drehscheibe

Daher ist eine Methode mit einer rotierenden Drehscheibe entwickelt worden, um die genannten Probleme des Zahnrades zu umgehen. Im Folgenden werden Aufbau und Prinzip dieses Sensorsystems sowie die Messergebnisse vorgestellt.

6.3.1 Aufbau

Abbildung 6.10 zeigt den Aufbau des Drehzahlsensors mit der rotierenden Drehscheibe, der wie ein Zahnrad an der Welle montiert wird. Die Drehscheibe ist aus dem gleichen Material wie ein Zahnrad gefertigt und kann demnach mit einem Zahnradsensor verwendet werden. Dementsprechend ähnelt der Aufbau dem Messprinzip in [165]. Anstatt eines elektrostatischen Sensors wird hier jedoch ein magnetischer (Hall-Sensor oder MR-Sensor) verwendet.

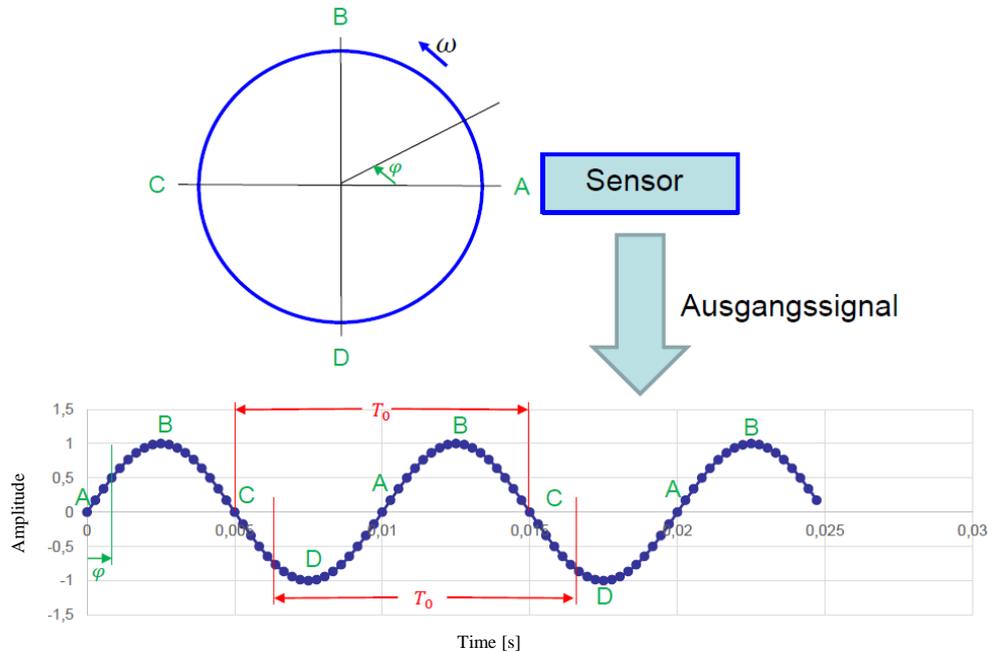


Abbildung 6.10: Aufbau des Drehzahlsensorsystems mit einer rotierenden Drehscheibe. Durch die periodische Mittelpunktabweichung der Drehscheibe bei einer Umdrehung kann ein elektromagnetischer Sensor ein sinusförmiges Ausgangssignal ausgeben, wobei jede Signalperiode auf eine Umdrehung hinweist. Eine Umdrehung der Drehscheibe entspricht einer vollen Signalperiode. Die relevanten Positionen ($A = 0^\circ$, $B = 90^\circ$, $C = 180^\circ$, $D = 270^\circ$) sind ebenfalls ersichtlich.

Durch die Mittelpunktabweichung aufgrund der Fertigung und Montage wird von einem Sensor pro Umdrehung ein sinusförmiges Ausgangssignal erzeugt. So lässt sich ein viel besseres Sinussignal erschaffen, aus dem der Signalverarbeitungsalgorithmus die Drehzahl errechnen kann.

6.3.2 Messergebnisse

Durch nur eine Periode pro Umdrehung können mehr Signalpunkte für die Berechnungen aufgenommen werden, wodurch sich bessere Genauigkeiten des Sensors ergeben. Im Folgenden werden die relativen Genauigkeiten von zwei Messreihen mit jeweils zehn wiederholten Messungen tabellarisch aufgelistet.

Zunächst sind die Drehzahlen 50 U/min, 100 U/min, 200 U/min, 500 U/min und 1000 U/min wiederholt gemessen worden. Die relativen Abweichungen und die relativen Standardabweichungen sind aus den folgenden zwei Tabellen 6.7 und 6.8 zu entnehmen:

Tabelle 6.7: Relative Abweichungen aus dem Vergleich der Messwerte vom Polytec LSV-1000 (Referenz) und dem Signalverarbeitungsalgorithmus.

Drehzahl in U/min	Rel. Abw. 1	Rel. Abw. 2	Rel. Abw. 3	Rel. Abw. 4	Rel. Abw. 5
50	0,0248%	0,0246%	0,0294%	0,0090%	0,0284%
100	0,0188%	0,0117%	0,0112%	0,0176%	0,0171%
200	0,0072%	0,0033%	0,0037%	0,0064%	0,0041%
500	0,0111%	0,0146%	0,0162%	0,0075%	0,0098%
1000	0,0022%	0,0036%	0,0049%	0,0045%	0,0004%

Tabelle 6.8: Relativer Fehler der Standardabweichungen des Signalverarbeitungsalgorithmus in Bezug auf Messwerten vom Polytec LSV-1000 (Referenz).

Drehzahl in U/min	Rel. Std. 1	Rel. Std. 2	Rel. Std. 3	Rel. Std. 4	Rel. Std. 5
50	0,0128%	0,0152%	0,0148%	0,0104%	0,0126%
100	0,0133%	0,0130%	0,0119%	0,0132%	0,0125%
200	0,0134%	0,0122%	0,0140%	0,0141%	0,0149%
500	0,0168%	0,0163%	0,0142%	0,0148%	0,0149%
1000	0,0221%	0,0260%	0,0217%	0,0272%	0,0249%

Wie zu erkennen ist, liegen beide Abweichungen deutlich unter 0,1%, weshalb eine umfassendere zweite Messreihe durchgeführt worden ist, um die Ergebnisse zu bestätigen. Die zweite Messreihe umfasst die Drehzahlen 10 U/min, 20 U/min, 30 U/min, 50 U/min, 100 U/min, 200 U/min, 300 U/min, 500 U/min, 1000 U/min, 2000 U/min, 3000 U/min und 5000 U/min. Die Ergebnisse sind in den folgenden zwei Tabellen 6.9 und 6.10 eingetragen worden:

Tabelle 6.9: Relative Abweichungen des Signalverarbeitungsalgorithmus in Bezug auf Messwerten vom Polytec LSV-1000 (Referenz).

Drehzahl in U/min	Rel. Abw. 1	Rel. Abw. 2	Rel. Abw. 3	Rel. Abw. 4	Rel. Abw. 5
10	0,0691%	0,0451%	0,0230%	0,0190%	0,0390%
20	0,0200%	0,0315%	0,0135%	0,0270%	0,0330%
30	0,0050%	0,0157%	0,0127%	0,0110%	0,0087%
50	0,0022%	0,0020%	0,0018%	0,0014%	0,0088%
100	0,0026%	0,0001%	0,0002%	0,0020%	0,0050%
200	0,0120%	0,0097%	0,0128%	0,0100%	0,0096%
300	0,0301%	0,0326%	0,0305%	0,0285%	0,0316%
500	0,0036%	0,0032%	0,0031%	0,0052%	0,0066%
1000	0,0242%	0,0176%	0,0274%	0,0282%	0,0244%
2000	0,0601%	0,0601%	0,0601%	0,0601%	0,0601%
3000	0,1434%	0,1434%	0,1434%	0,1501%	0,1334%
5000	0,2261%	0,2181%	0,2181%	0,2121%	0,2201%

Tabelle 6.10: Relativer Fehler der Standardabweichungen des Signalverarbeitungsalgorithmus in Bezug auf Messwerten vom Polytec LSV-1000 (Referenz).

Drehzahl in U/min	Rel. Std. 1	Rel. Std. 2	Rel. Std. 3	Rel. Std. 4	Rel. Std. 5
10	0,1142%	0,0531%	0,0300%	0,0070%	0,0190%
20	0,0115%	0,0105%	0,0135%	0,0075%	0,0125%
30	0,0163%	0,0117%	0,0160%	0,0073%	0,0143%
50	0,0132%	0,0110%	0,0128%	0,0162%	0,0146%
100	0,0156%	0,0164%	0,0128%	0,0118%	0,0151%
200	0,0122%	0,0143%	0,0123%	0,0105%	0,0129%
300	0,0129%	0,0132%	0,0117%	0,0129%	0,0130%
500	0,0139%	0,0144%	0,0161%	0,0151%	0,0133%
1000	0,0283%	0,0205%	0,0227%	0,0215%	0,0241%
2000	0,0328%	0,0277%	0,0081%	0,0480%	0,0170%
3000	0,0605%	0,0584%	0,0572%	0,0594%	0,0564%
5000	0,0968%	0,0975%	0,1004%	0,0965%	0,0966%

Die Messergebnisse zeigen eine maximale relative Abweichung von 0,25% und eine maximale Standardabweichung von 0,15%. Eine Verbesserung der Genauigkeit zum Zahnradsensor ist feststellbar. Insbesondere zeigt es, dass die Standardabweichungen durch ein besseres sinusförmiges Eingangssignal und mehr Abtastpunkte pro Periode deutlich gesenkt werden können (von ca. 0,3% auf 0,15%).

Aus den Messergebnissen lässt sich daher ableiten, dass für eine bessere Genauigkeit in der Drehzahlermittlung bei hohen Drehzahlen und bei einem möglichst einfachen und kostengünstigen Aufbau eine Drehscheibe die bessere Wahl darstellt.

6.4 Messungen mit Mikrocontroller

Der Signalverarbeitungsalgorithmus sollte letztlich als eigenständiges Drehzahlgeberprodukt realisiert werden. Hierbei wäre ein LabVIEW-basiertes Messsystem ungeeignet. Das fertige Produkt sollte kompakt, leicht und zugleich robust gebaut werden. Aus diesem Grund war es erforderlich, den Algorithmus in einem Mikrocontroller einzuprogrammieren. In diesem Abschnitt wird daher der zu verwendende Mikrocontroller beschrieben. Messergebnisse mit dem benutzten Mikrocontroller werden anschließend vorgestellt.

6.4.1 Aufbau

Als Mikrocontroller wird ein Infineon XMC4500 verwendet [166]. Es handelt sich um einen 32-bit Mikroprozessor mit 120MHz Rechentakt und mit einigen implementierbaren, hardwarebasierten DSP-Fähigkeiten. Die Architektur basiert auf ARM Cortex M4, und besitzt mehrere 12-bit Analog-zu-Digital-Wandler. So kann dieser Mikrocontroller als Hybrid aus einem klassischen Mikrocontroller und einem digitalen Signalprozessor verstanden werden. Weitere technische Details zu diesem Chip kann aus den Datenblättern, den Dokumentationen und dem Handbuch entnommen werden.

Zum schnellen und einfachen Test dieses Mikrocontrollers dient das Evaluationsboard XMC4500 Relax Lite Kit (siehe [167]). Neben dem Mikrocontroller XMC4500, der auf dem Board gelötet worden ist, befinden sich noch ein abtrennbarer On-Board-Debugger sowie mehrere Taster und LEDs sowie zahlreiche Pins (u.a. der ADC) auf der Platine. Somit eignet sich dieses preiswerte Board für das Testen unseres Signalverarbeitungsalgorithmus, indem der Ausgang eines Drehgebers mit einem der ADC-Pins des Boards verbunden ist.

6.4.2 Messergebnisse

Dieser Aufbau ist auch mittels eines Zahnradsensors an einer Drehscheibe getestet worden. Dabei ist das Ausgangssignal des Zahnradsensors direkt mit dem ADC-Eingang des Mikrocontrollers verbunden. Die Ausgabe der berechneten Messwerte erfolgte über die RS-232-Schnittstelle, die am PC über LabVIEW ausgelesen werden konnte. Zeitgleich sind auch die Referenzmessdaten von Polytec LSV-1000 ermittelt worden, damit eine Vergleichbarkeit hergestellt werden kann.

Da bei diesem Mikrocontroller die Abtastfrequenz des ADCs stufenlos eingestellt werden kann, lassen sich Messreihen mit unterschiedlichen Abtastpunkten pro Periode durchführen und analysieren. Es sind Messreihen mit 100, 200, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900 und 1000 Abtastpunkte durchgeführt und die Messergebnisse in den folgenden zwei Diagramme als Messergebnisse zusammengefasst worden (Abbildung 6.11 und 6.12)

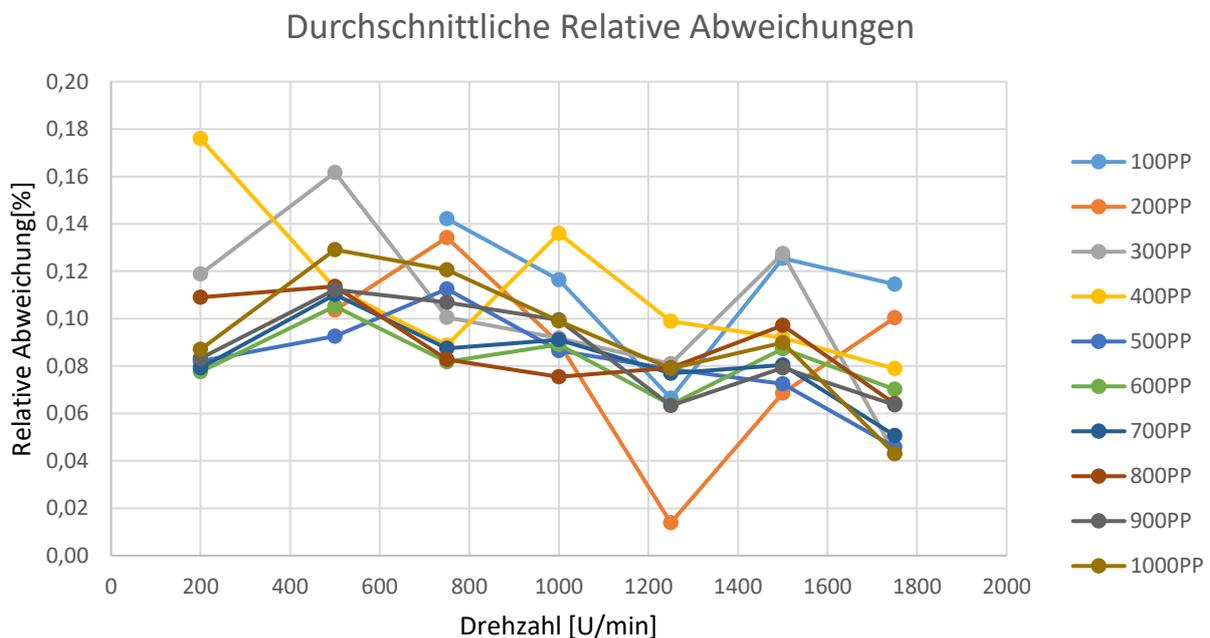


Abbildung 6.11: Durchschnittliche relative Abweichungen aus den Messungen mit unterschiedlicher Anzahl von Periodenpunkten.

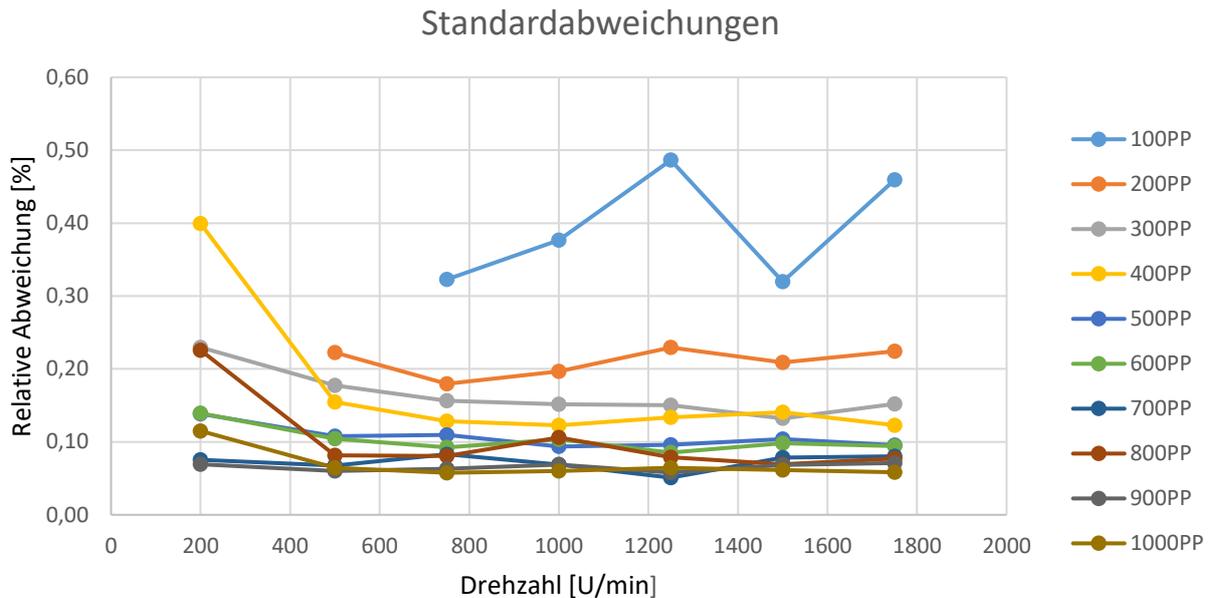


Abbildung 6.12: Standardabweichungen aus den Messungen mit unterschiedlicher Anzahl von Periodenpunkten.

Wie aus den Diagrammen abzulesen ist, nimmt die Genauigkeit mit mehr Abtastpunkten pro Periode zu. Insbesondere die Standardabweichung sinkt mit mehr Punkten, da sie über mehr Punkte optimiert werden kann, was den zufälligen Fehler minimiert und daher der Genauigkeit zugutekommt.

6.5 Zusammenfassung der experimentellen Messungen

In diesem Kapitel wurde ein Mess- und Kalibrierungssystem für Drehzahlsensoren vorgestellt, mit dem sich die später vorgestellten Signalverarbeitungsmethoden anhand eines Referenzdrehzahlmesssystems verifizieren lassen. Das Referenzdrehzahlmesssystem besteht aus einem kommerziell erhältlichen Polytec LSV-1000 und einer Drehscheibe. Diese Kombination kann eine Genauigkeit von 0,1% erreichen. Spätere experimentelle Versuche werden ohne gesonderte Anmerkungen immer an diesem Prüfstand durchgeführt.

Dieses Kapitel veranschaulicht die Messergebnisse der Signalverarbeitungsmethode an einem Referenzmess- und Kalibrierungssystem für Drehzahlgeber. Es sind Messungen mit einem Hall-Effekt Zahnradsensor an einem Zahnrad und einer Drehscheibe durchgeführt worden. Dabei zeichnet eine LabVIEW-Messsoftware die Messdaten aufzeichnet, die anschließend mit MATLAB berechnet werden. Aus diesen Tests kann abgeleitet werden, dass der Algorithmus an einem Zahnrad eine relative Standardabweichung von ca. 0,3% hervorbringt, während an einer Drehscheibe relative Standardabweichungen ca. 0,15% betragen.

Aus Gründen der besseren Genauigkeiten sind weitere Tests mit einem Mikrocontroller durchgeführt worden, auf dem der Signalverarbeitungsalgorithmus implementiert worden ist. So

ist eine Echtzeitmessung der Drehzahl möglich. Mit mehr Abtastpunkten pro Periode (ca. 1000) kann so eine relative Standardabweichung von unter 0,1% erzielt werden.

Nichtsdestotrotz erfolgt die Messwertausgabe bei diesem Mikrocontroller recht träge, was an seinem Aufbau mit einem Rechenkern und der sequentiellen Aufgabe von Signalabtastung und Drehzahlberechnung mit vielen Iterationen liegt. Daher wird der Fokus zunächst auf die Vereinfachung des Berechnungsalgorithmus sowie Möglichkeiten der Parallelisierung gelegt.

7. Reduzierung der Berechnungsdauer

In diesem Kapitel wird das Problem der Berechnungsdauer angegangen, die es zu reduzieren gilt. Eine lange Berechnungsdauer führt zu einer längeren Mess- und Antwortzeit des Drehzahlsensors. Das ist aus zwei Gründen problematisch:

1. Der Drehzahlregelkreis darf aufgrund der Kaskadenstruktur (siehe Kapitel 2.2) nicht langsamer als der Positionsregelkreis sein. Daher muss die Drehzahlrückführung schneller als die Positionsrückführung arbeiten.
2. Die vorgestellte Signalverarbeitungsmethode ist theoretisch auch in der Lage, die Winkelposition über die Fourier-Reihe zu bestimmen. Um eine kontinuierliche Winkelpositionsmessung umzusetzen, muss das FIFO-Prinzip auf die abgetastete Sinusperiode angewendet werden. Mit Kenntnis des aktuellen N_0 aus der Nulldurchgangsdetektion und der Abtastfrequenz umfasst der reservierte FIFO-Speicher immer eine volle Signalperiode mit fortlaufender Phase, sodass die Winkelposition kontinuierlich gemessen und ausgegeben werden kann. Die Berechnung erfolgt mit Zuhilfenahme der Gleichungen 3.14 und 3.15, deren Ergebnisse für die folgende Formel verwendet wird:

$$\varphi = \arctan\left(\frac{a_1}{b_1}\right) \quad (7.1)$$

Probleme dieser Methode existieren in der realen Umsetzung. Da auf einen handelsüblichen Mikrocontroller oder DSP mit einem Rechenkern meist nur sequentielle Programmabläufe realisiert werden können, funktioniert die Abtastung des sinusförmigen Signals nach dem FIFO-Prinzip nicht wie gewünscht. Die Abbildung 7.1 verdeutlicht die Problematik. Dabei wird die Abtastzeit als t_s und die Berechnungsdauer mit T_B bezeichnet. Es ist ersichtlich, dass T_B wesentlich größer als t_s ist. Da bei der Berechnung der ersten Phase die Berechnungszeit im Vergleich zur Abtastzeit sehr lange dauert, wird bei der nächsten Abtastung nicht der direkt nachfolgende Wert gespeichert, sondern ein nach der Berechnungszeit T_B abgetasteter Wert. Das führt zu einer verfälschten Signalperiode im FIFO-Speicher, was unmittelbare Auswirkungen auf die weiteren Berechnungen hat. Das ist der Grund, warum der FIFO-Speicher bisher nicht zufriedenstellend umgesetzt werden konnte und die bisherigen Ergebnisse dieser Methode periodenweise errechnet worden sind.

Aus diesen Gründen lautet die Aufgabe, die Berechnungszeit, die derzeit bei ca. 1 Sekunde mit dem Infineon XMC4500 liegt, stark zu reduzieren. Industrielle Geschwindigkeitsmessgeräte wie der Polytec LSV-1000 bieten eine Datenrate von 1024 S/s [155], was ca. 0,97ms entspricht und in diesem Kapitel das erklärte Ziel darstellt.

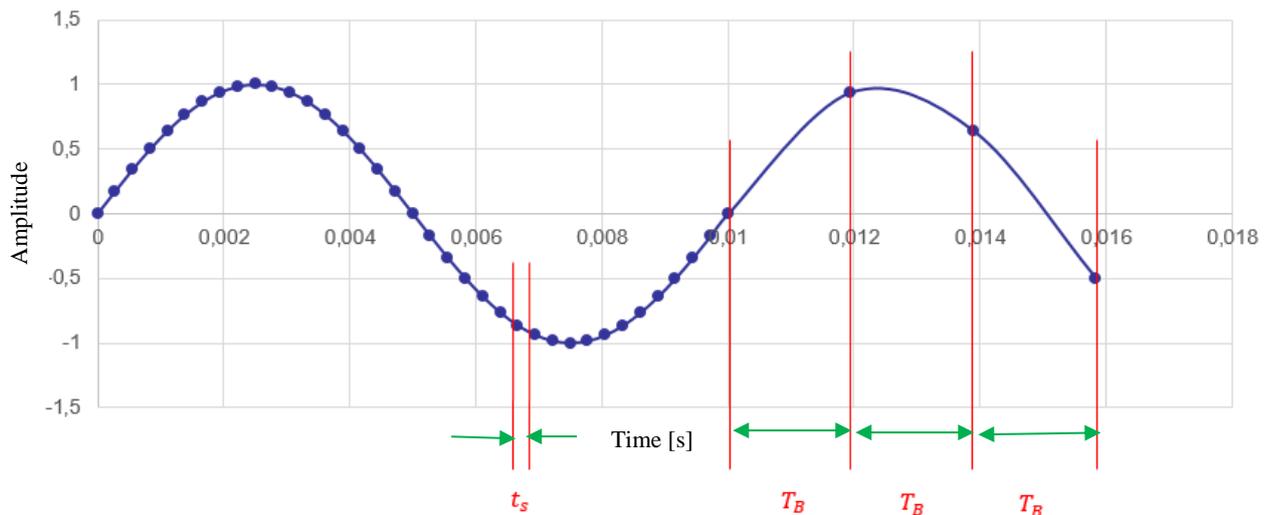


Abbildung 7.1: FIFO-Problematik bei einem sequentiellen Programmablauf, einem Rechenkern und zu langer Mess- bzw. Berechnungszeit T_B , welches größer als die Abtastzeit t_s ist. Die Signalabtastung ergibt kein kontinuierliches Sinussignal mehr.

7.1 Optimierung der Berechnungshardware und -algorithmen

Der erste Schritt besteht darin, die verwendete Hardware und den zugrundeliegenden Algorithmus zu optimieren. Der Algorithmus ist auf einem Mikrocontroller (Infineon XMC4500) implementiert worden, der einige spezielle Befehlssätze für gängige Signalverarbeitungsmethoden wie FFT zwar beherrscht, aber nicht die ideale Hardware zur digitalen Signalverarbeitung darstellt. Hierfür sind digitale Signalprozessoren (DSP) wie beispielsweise der Analog Devices Blackfin BF-707 [147] besser geeignet. Im Gegensatz zu herkömmliche Mikroprozessoren sind DSPs schnelle Recheneinheiten, die spezielle hardwarebasierte Befehlssätze für Integer- und Gleitkomma-Operationen besitzen. Ein Mikroprozessor muss diese Operationen über eine Software abarbeiten, was folglich längere Zeit in Anspruch nimmt. Da der vorgestellte Signalverarbeitungsalgorithmus aus vielen, teils iterativen Rechenschritten aufgebaut ist, ist die Benutzung eines DSP sehr vorteilhaft. Tabelle 7.1 zeigt die gemessene Laufzeit des Algorithmus auf diesen DSP. Dabei ist insbesondere der Teil mit den meisten iterativen Berechnungen, d.h. die genaue Frequenzbestimmung, gesondert betrachtet worden, da sie den Großteil der Berechnungszeit auf sich nimmt. Daher muss die Anzahl der Iterationen (ca. 20000 Iterationen bei der genauen Frequenzbestimmung, siehe Kapitel 3.3.3), aber auch die Anzahl der zu berechnenden Abtastwerte reduziert werden.

Tabelle 7.1: Vergleich der Berechnungszeit vom gesamten Programmablauf (1x Berechnungsschleife) und von der genauen Frequenzbestimmung, der nur ein Teil des Algorithmus bildet. Aufgrund der zahlreichen Iterationen (ca. 20000) beansprucht sie den Großteil der gesamten Berechnungszeit.

Beschreibung	Berechnungszeit
Gesamter Programmablauf (1x Berechnungsschleife)	0,078832s
Davon: Genaue Frequenzbestimmung (mit 20000 Iterationen und 100 Abtastwerten)	0,077171s

Zunächst ist die Anzahl der durchgeführten Iterationen verringert worden. Tabelle 7.2 zeigt, dass mit der Hälfte der Anzahl (nun ca. 10000 Iterationen) die Berechnungszeit um fast 90% abgenommen hat.

Tabelle 7.2: Vergleich der Berechnungszeit vom gesamten Programmablauf (1x Berechnungsschleife) und von der genauen Frequenzbestimmung nach der Reduzierung der Iterationen auf ca. 10000. Eine Reduzierung der Berechnungszeit um 90% ist in der genauen Frequenz feststellbar.

Beschreibung	Berechnungszeit
Gesamter Programmablauf (1x Berechnungsschleife)	0,009981s
Davon: Genaue Frequenzbestimmung (mit 10000 Iterationen und 100 Abtastwerten)	0,008319s

Eine weitere Reduzierung der Iterationen ist jedoch nicht mehr machbar, da ansonsten die Genauigkeit in der Frequenzbestimmung nicht mehr gewährleistet werden kann. Jedoch macht dieser Teil noch immer ca. 80% der gesamten Berechnungszeit aus. Daher müssen nun die Abtastwerte verringert werden, um die Berechnungen zu beschleunigen. Tabelle 7.3 und 7.4 zeigen die Ergebnisse bei 50 bzw. 20 Abtastwerten.

Tabelle 7.3: Vergleich der Berechnungszeit vom gesamten Programmablauf (1x Berechnungsschleife) und von der genauen Frequenzbestimmung nach der Reduzierung der Iterationen auf ca. 10000 der Abtastwerte auf 50. Eine Halbierung der Berechnungszeit ist grob feststellbar.

Beschreibung	Berechnungszeit
Gesamter Programmablauf (1x Berechnungsschleife)	0,004998s
Davon: Genaue Frequenzbestimmung (mit 10000 Iterationen und 50 Abtastwerten)	0,004211s

Tabelle 7.4: Vergleich der Berechnungszeit vom gesamten Programmablauf (1x Berechnungsschleife) und von der genauen Frequenzbestimmung nach der Reduzierung der Iterationen von ca. 10000 der Abtastwerte auf 20. Gegenüber der Berechnungszeit mit 100 Abtastwerten ist diese nun um ca. 80% gesunken.

Beschreibung	Berechnungszeit
Gesamter Programmablauf (1x Berechnungsschleife)	0,002077s
Davon: Genaue Frequenzbestimmung (mit 10000 Iterationen und 20 Abtastwerten)	0,001763s

Proportional zur Reduzierung der Abtastwerte sinkt auch die gesamte Berechnungsdauer, weshalb mit 8-10 Abtastwerten das Ziel erreicht werden kann. Dennoch ist diese Zahl an Abtastpunkten pro Signalperiode nicht förderlich, um gute Genauigkeiten mit dieser Methode zu erzielen. Insbesondere die Periodendauerbestimmung über die Nulldurchgangserfassung braucht eine Mindestanzahl von Periodenpunkten, damit gute Genauigkeiten geliefert werden können (siehe Kapitel 5.6). Daher kann auf diesem Weg die Berechnungszeit nicht drastisch reduziert werden, ohne dass Defizite in der Messgenauigkeit hingenommen werden müssen.

7.2 Zwei-Punkte-Nulldurchgangsbestimmung

Aus dieser Erkenntnis muss ein anderes Verfahren entwickelt werden. Die Berechnungszeit dieses Verfahrens sollte möglichst gering ausfallen, um den Anforderungen an schneller und akkurater Regelung zu erfüllen. Zudem muss eine echtzeitfähige Implementierungsmöglichkeit entwickelt werden.

Die Nulldurchgangserfassung, die im Kapitel 3 erläutert worden ist, kann auch direkt zur Drehzahlbestimmung eingesetzt werden. Die Methoden hierfür sind schon aus den Kapiteln 3 und 4 bekannt:

- Mittels linearer Interpolation wird der Fehler aus der asynchronen Abtastung korrigiert.
- Der Gleitende Mittelwert, die Hysterese und die lineare Regression sorgen für verbesserte Genauigkeiten bei verrauschten Signalen.

Diese Methode kommt ohne nennenswerte Iterationsschritte aus, sodass die Berechnung schnell abläuft. Diese Methode kann aber nochmals weiterentwickelt werden, indem nur zwei Abtastpunkte betrachtet werden. Vorteil ist ein bemerkenswerter Geschwindigkeitszuwachs, da die AD-Wandlung deutlich entlastet wird. Im Folgenden wird diese Methode anhand von Abbildung 3.4 im Detail erläutert:

Wie bei der herkömmlichen Nulldurchgangsbestimmung werden immer bei zwei nachfolgende Abtastpunkte (t_i, y_i) und (t_{i+1}, y_{i+1}) betrachtet, ob die Hysteresebedingungen (vgl. Kapitel 4.2.1) erfüllt sind. Falls dies zutrifft, wird der genaue Zeitpunkt t_0 über Gleichung 3.9 berechnet und abgespeichert. Dabei wird jedoch nur der letzte Abtastpunkt (t_{i+1}, y_{i+1}) weiter im Speicher beibehalten. Die älteren Punkte (t_i, y_i) werden verworfen. Stattdessen kommt ein neuer Abtastwert (t_{i+2}, y_{i+2}) hinzu, sodass die Analyse zwischen (t_{i+1}, y_{i+1}) und (t_{i+2}, y_{i+2}) durchgeführt wird. Folglich handelt es sich um ein FIFO-Prinzip mit nur zwei Speicherwerten.

Da die Subtraktion aus zwei nachfolgenden Zeitpunkten t_0 die Hälfte der Periodendauer T ergibt, wird die Periodendauerberechnung genauso gehandhabt. Dazu muss auch ein FIFO-Speicher mit zwei Elementen zur Sicherung der ermittelten Zeitpunkte geschaffen werden. Methoden wie der gleitende Mittelwert und die lineare Regression können weiterhin eingesetzt werden, wobei der FIFO-Speicher für die Abtastwerte auf die benötigte Breite vergrößert werden muss.

Das Verfahren wurde auf einem FPGA vom Typ Xilinx XC3S500E Spartan-3E auf einem Starterboard ([168], [169]) getestet. Vorteil ist die Kompatibilität mit NI LabVIEW [170]. Als Sensor ist der magnetoresistive Drehscheibensensor (vgl. Abbildung 6.10) verwendet worden. Mit dieser Konstellation auf dem Kalibrierprüfstand konnten aus zehnmaliger Messung folgende Ergebnisse erzielt werden:

Die erste Ergebniskurve (Abbildung 7.2) zeigt, dass die Standardabweichungen aus zehn Messungen immer geringer als die vom Referenzmesssystem Polytec LSV-1000 ausfallen. Die Abbildung 7.3 verdeutlicht die mittlere Genauigkeit zur Referenz, die durchschnittlich konstant bei 0,05% liegt, und sich somit wegrationalisieren lässt. So kann eine Gesamtgenauigkeit von ca. 0,1% - 0,15% erreicht werden, was ein sehr gutes Ergebnis darstellt.

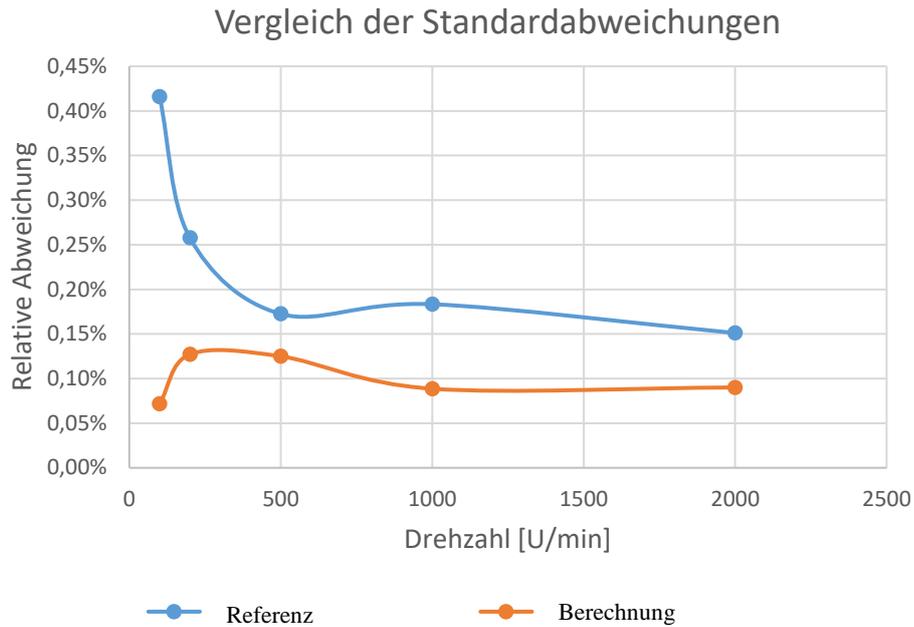


Abbildung 7.2: Vergleich der Standardabweichungen aus zehnmal wiederholten Messungen mit Drehscheibensensor als Referenz (Polytec LSV-1000).

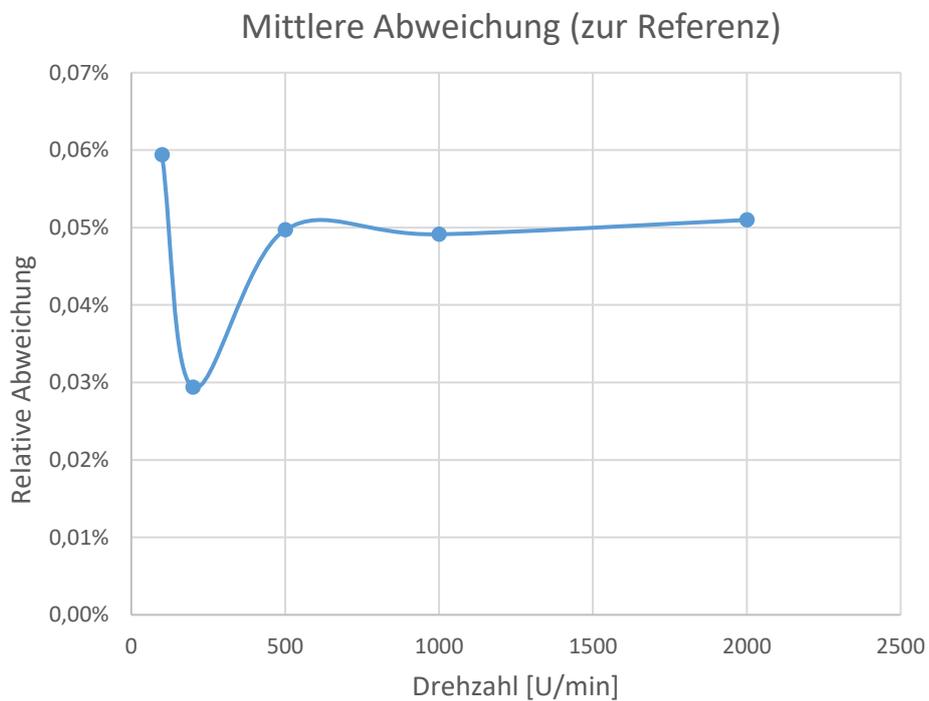


Abbildung 7.3: Mittlere Abweichung aus zehnmal wiederholten Messungen mit Drehscheibensensor als Referenz (Polytec LSV-1000).

Die folgende Abbildung 7.4 zeigt den grafischen Vergleich bei Messungen vom Polytec LSV-1000 und vom FPGA-System mit einem Drehscheibensensor bei 100 U/min. Während der Laser-Doppler-Velozimeter die Drehzahl kontinuierlich misst und jeder Messpunkt sich voneinander unterscheidet, ändern sich die Messergebnisse beim FPGA erst bei einer Signalperiode, sodass es stufenförmig wirkt. Auf Drehzahländerungen, insbesondere bei langsamen Drehzahlen, kann somit nicht unmittelbar reagiert werden, was zu einem größeren Messfehler resultiert.

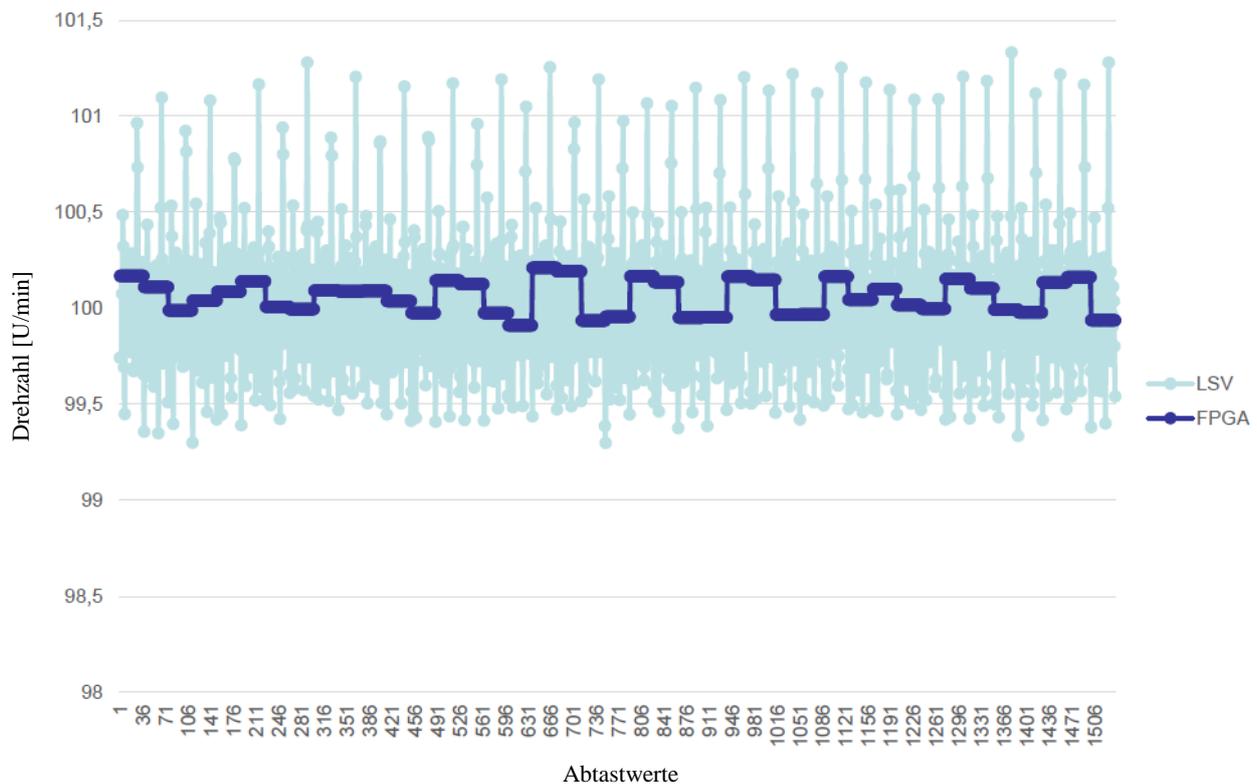


Abbildung 7.4: Grafischer Vergleich der Messwerte vom Polytec LSV-1000 (türkis) und FPGA (violett). Der Polytec LSV-1000 misst die Geschwindigkeit kontinuierlich, während die ZCD Methode periodenweise misst und somit einen neuen Messwert nach einer vollen Signalperiode ausgeben kann.

Anders als die Frequenzbestimmung über die Fourier-Reihe können bei der Nulldurchgangsbestimmung parallel keine Winkelpositionen erfasst werden. Daher ist diese Methode trotz der sehr guten Genauigkeit nur bedingt für den Einsatz in einem finalen Drehzahlgeberprodukt geeignet. Nur eine nachträgliche Erfassung der Winkelpositionen, beispielsweise durch die Methode in [171], kann durchgeführt werden.

7.3 Optimierte Signalverarbeitungsmethode zur kontinuierlichen Bestimmung von Winkelposition und Drehzahl

Die kontinuierliche Ausgabe der Winkelposition gehört ebenfalls zu den Funktionalitäten eines Drehzahlsensors, da sie eine wichtige Mess- und Regelgröße in einem elektrischen Antriebssystem darstellt (vgl. Kapitel 1). Heutige Encoder können beide Messgrößen nahezu gleichzeitig ausgeben, weshalb auch in dieser Arbeit diese Funktionalität angestrebt wird.

In diesem Abschnitt wird eine weitere Signalverarbeitungsmethode vorgestellt, die zwar auf der ursprünglichen Methode aus Kapitel 3 basiert, aber sowohl schnellere Berechnungszeit als auch kontinuierliche Drehzahl- und Winkelpositionsbestimmung bietet.

7.3.1 Berechnung der Frequenz aus der ermittelten Phase

Da iterative Methoden sich nur schwer zeitlich optimieren lassen, muss die Frequenzbestimmung anders erfolgen. Aus Gleichung 7.1 kann die Signalphase aus der Fourier-Reihe berechnet werden.

Zunächst ist es wichtig, eine Nullposition φ_0 zu bestimmen. Je nach Sensoraufbau erfolgt diese Bestimmung auf verschiedene Weise. Bei einem Drehscheibensensor erfolgt die Bestimmung der Nullposition am Offset (vgl. Abbildung 6.10), d.h. Zustand A oder C wird zur Nullposition deklariert, woraufhin die absolute Winkelpositionserfassung stattfinden kann. Konkret wird die Nulldurchgangserfassung eingesetzt, um das erste Unter- bzw. Überschreiten dieses Offsets zu detektieren, die dann als Nullposition angesehen wird. Inkrementelle Drehgeber, beispielsweise Zahnradsensoren oder Encoder, benötigen eine mechanische oder optische Markierung der Nullposition. Beim Durchlaufen dieser Markierung wird ein Impuls ausgegeben, der den Beginn der absoluten Winkelpositionsmessung anzeigt ([172]–[174]).

Die Signalverarbeitungsmethode verwendet die Ausgangssignale von diesen zwei Sensorarten, weshalb die Nullposition immer mitberücksichtigt werden muss. Bei einem Drehscheibensensor wird die absolute Winkelposition φ aus der Differenz der aktuell berechneten Signalphase φ_i und der Nullposition φ_0 ermittelt:

$$\varphi = \varphi_i - \varphi_0 \quad (7.2)$$

Falls ein Zahnradsensor oder Encoder verwendet wird, muss noch die Anzahl der durchlaufenen vollen Signalperioden N_c sowie das zugehörige Winkelinkrement φ_c einer vollen Signalperiode mitberücksichtigt werden:

$$\varphi = \varphi_i + N_c \cdot \varphi_c - \varphi_0 \quad (7.3)$$

Aufgrund der trigonometrischen Eigenschaften hängt die Signalfrequenz allgemein mit der Winkelposition zusammen. Beim Drehscheibensensor kann daraus das folgende lineare Verhältnis hergeleitet werden:

$$f_i = \frac{\varphi_i - \varphi_0}{2\pi \cdot t_i} = \frac{\varphi_i - \varphi_0}{2\pi \cdot i \cdot t_s} \quad (7.4)$$

Dabei bezeichnet $t_i = i \cdot t_s$ den aktuellen Zeitpunkt (alternative Darstellung mithilfe der Laufvariablen i und Abtastperiode t_s) und f_i die aktuelle Signalfrequenz.

Ein FIFO-Speicher mit der Größe einer vollen Signalperiode erlaubt die kontinuierliche Bestimmung der absoluten Winkelposition φ . Mit zwei oder mehreren ermittelten Phasenpunkten kann die Laufvariable i eingespart und zudem ein genaueres Ergebnis durch Mittelwertbildung erzielt werden. Mit den zwei Phasenwerten φ_{i-1} und φ_i erfolgt:

$$f_i = \frac{\varphi_i - \varphi_{i-1}}{2\pi \cdot t_s} = \frac{\Delta\varphi}{2\pi \cdot t_s} \quad (7.5)$$

Je nachdem, welche Genauigkeit bei der Frequenzbestimmung letztlich angestrebt wird, können mehr oder weniger Werte zur Mittelwertbildung herangezogen werden.

Es ist unschwer zu sehen, dass diese Maßnahme deutlich weniger aufwendig ist als die zweistufige Optimierung zur Frequenzbestimmung und dementsprechend weniger Rechenzeit benötigt. Zudem wurde auf die Selbstkalibrierung verzichtet, da hier keine Signalrekonstruktion stattfindet. Jedoch muss anhand von simulierten und experimentellen Tests geprüft werden, ob diese Methode die Genauigkeitskriterien erfüllen kann.

7.3.2 Ergebnisse der Simulation

Zu Testzwecken wurde dieser Algorithmus simuliert, um die Funktionalität der reduzierten Berechnungsmethode nachzuprüfen. Weiterhin dient es dem Entwurf und der Justierung der eingesetzten Verfahren (Digitale Filterung, Bestimmung von den Abtastpunkten pro Signalperiode usw.) bei verrauschten Eingangssignalen. Die folgende Abbildung 7.5 zeigt den Aufbau der Softwarestruktur, was letztlich auch die Grundlage der weiteren Vorgehensweise bildet.

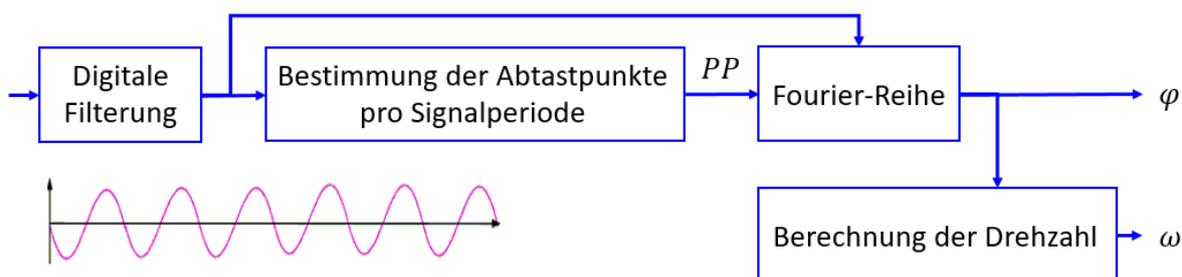


Abbildung 7.5: Aufbau der Softwarestruktur. Nach der digitalen Filterung wird in einer Signalperiode die Anzahl der Abtastpunkte bestimmt, um anschließend die Fourier-Reihe durchführen zu können. Es folgen die Berechnungen der Winkelposition und Drehzahl.

Zunächst sorgt eine fortlaufende digitale Filterung für eine Rauschverminderung des sinusförmigen Eingangssignals. Nur mit einem geglätteten Sinus kann die anschließende Bestimmung der Abtastpunkte pro Signalperiode zuverlässig ablaufen. Mit Kenntnis dieser Anzahl PP kann die anschließende Fourier-Reihe durchgeführt werden, da eine volle Signalperiode hierfür benötigt wird. Ansonsten ist eine große Abweichung der berechneten Ergebnisse feststellbar.

Die Anfangsphase des Sinussignals φ_i wird direkt über die Fourier-Reihe berechnet. Wenn ein Drehscheibensensor verwendet wird, kann die absolute Winkelposition φ berechnet werden (siehe Gleichung 7.2). Eine volle Umdrehung entspricht in diesem Fall einer vollen sinusförmigen Signalperiode. Ein Ergebnis der Simulation mit einem idealen Signal ist in der Abbildung 7.6 zu sehen. Die Nullposition wurde dabei über die Nulldurchgangsdetektion erfasst, die bei einem Drehscheibensensor zum Einsatz kommen würde (siehe entsprechenden Text im Abschnitt 7.3.1).

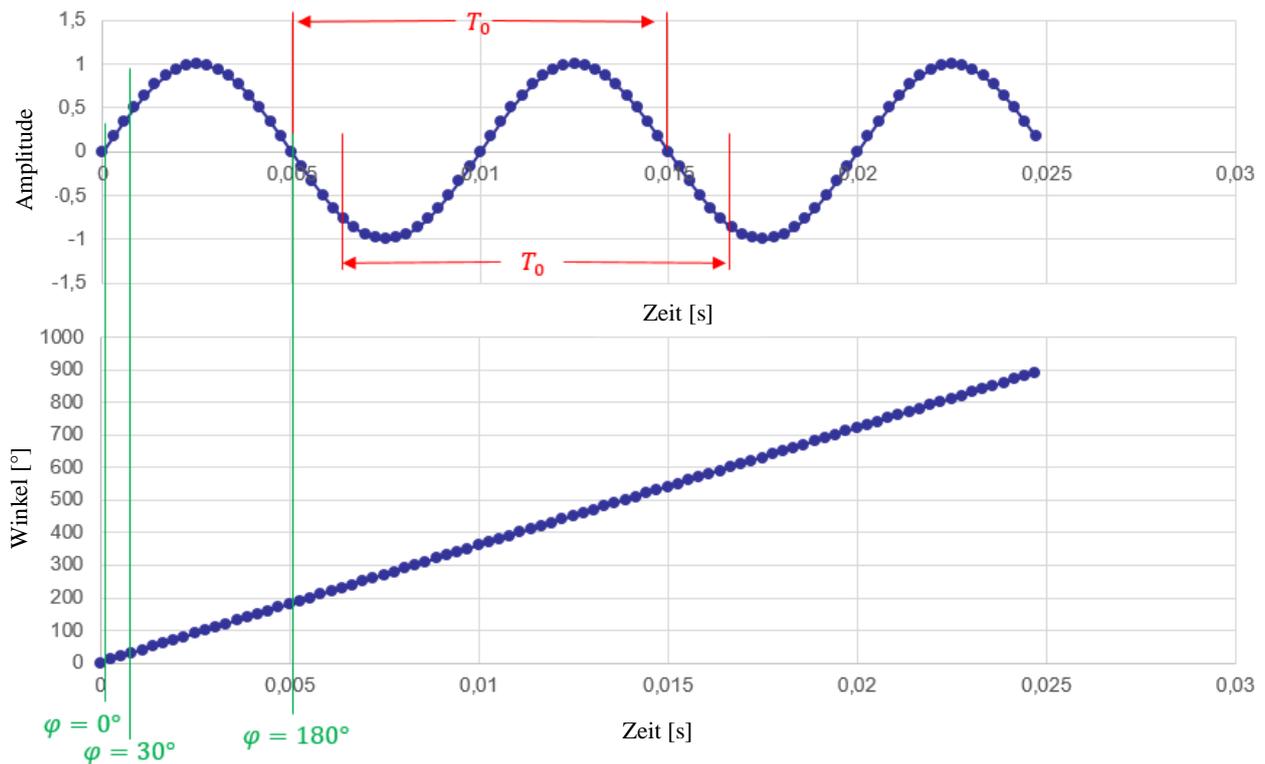


Abbildung 7.6: Ergebnis bei einem idealen Sinussignal. Die berechneten absoluten Multi-Turn-Winkelpositionen sollten eine ideale Gerade ergeben.

Die Genauigkeit der Winkelpositionsberechnung kann über den Fehler in der linearen Regression bestimmt werden. Aber es lässt sich auch mit den relativen Abweichungen in der Frequenzbestimmung Aussagen über die relative Genauigkeit der ermittelten Winkelposition treffen. Daher sind Simulationen mit verschiedenen Signal-zu-Rausch-Verhältnisse und mit bzw. ohne digitaler Filterung durchgeführt worden, um einen Überblick zu erhalten. Die Tabellen 7.5 und 7.6 listen die Ergebnisse auf, die mit 100 Abtastwerten pro Signalperioden generiert worden sind.

Es kann auch hier erwähnt werden, dass die Genauigkeit der Methode stark vom SNR des Eingangssignals abhängt. Um ein gutes Ergebnis mit mindestens 0,1% Genauigkeit zu erhalten, sollte ein Signal mit SNR=50dB oder besser vorliegen, was die Aufgabe der analogen und digitalen Filterung darstellt.

Tabelle 7.5: Simulationsergebnisse mit einem simulierten Sinussignal (SNR=50dB).

Messung	Mittelwert der berechneten Frequenzen	Standardabweichung der berechneten Frequenzen	Relativer Fehler (zur eingestellten Frequenz)	Fehler der Standardabweichung (zur berechneten Frequenz)
1	200,037 Hz	0,175 Hz	0,019 %	0,087 %
2	200,012 Hz	0,162 Hz	0,006 %	0,081 %
3	200,058 Hz	0,154 Hz	0,029 %	0,077 %
4	199,991 Hz	0,168 Hz	-0,005 %	0,084 %
5	199,999 Hz	0,173 Hz	-0,001 %	0,086 %
6	199,999 Hz	0,124 Hz	-0,001 %	0,062 %
7	199,962 Hz	0,162 Hz	-0,019 %	0,081 %
8	200,023 Hz	0,130 Hz	0,011 %	0,065 %
9	200,002 Hz	0,131 Hz	0,001 %	0,066 %
10	200,012 Hz	0,158 Hz	0,006 %	0,079 %

Tabelle 7.6: Simulationsergebnisse mit einem simulierten Sinussignal (SNR=30dB, gleitender Mittelwert Filter mit 20 Abtastpunkten).

Messung	Mittelwert der berechneten Frequenzen	Standardabweichung der berechneten Frequenzen	Relativer Fehler (zur eingestellten Frequenz)	Fehler der Standardabweichung (zur berechneten Frequenz)
1	199,950 Hz	0,598 Hz	-0,025 %	0,299 %
2	199,993 Hz	0,333 Hz	-0,004 %	0,167 %
3	200,128 Hz	0,545 Hz	0,064 %	0,272 %
4	200,441 Hz	0,805 Hz	0,220 %	0,401 %
5	200,054 Hz	0,525 Hz	0,027 %	0,262 %
6	199,925 Hz	0,337 Hz	-0,037 %	0,169 %
7	200,176 Hz	0,442 Hz	0,088 %	0,221 %
8	200,251 Hz	0,422 Hz	0,126 %	0,211 %
9	199,983 Hz	0,614 Hz	-0,009 %	0,307 %
10	200,046 Hz	0,358 Hz	0,023 %	0,179 %

7.3.3 Experimentelle Ergebnisse

Ergebnisse aus der Simulation haben bewiesen, dass das Verfahren für die gleichzeitige Berechnung der Winkelposition und der Drehzahl grundsätzlich geeignet ist. Dennoch müssen zur grundsätzlichen Verifikation der Methode auch experimentelle Ergebnisse vorliegen, da die realen Eingangssignale und auch die realen Messbedingungen Einflüsse auf die Genauigkeiten haben. In den folgenden zwei Abschnitten werden die Ergebnisse aus der Offline-Berechnung und der Online-Berechnung präsentiert und erläutert.

7.3.3.1 Ergebnisse der Offline-Berechnung

Die Offline-Berechnung basiert auf demselben MATLAB-Rechenalgorithmus wie die Simulation. Statt einer simulierten Sinusschwingung wird ein vorher aufgenommenes Messsignal vom Drehscheibensensor eingelesen und weiterverarbeitet. Dabei ist die Aufnahme mithilfe eines NI USB-6009 und LabVIEW durchgeführt worden. Auch Messdaten vom Polytec LSV-1000 werden zugleich aufgenommen und eingelesen, um die Ergebnisse mit der Referenz vergleichen zu können. Das aufgenommene Messsignal hat dabei ein Signal-zu-Rausch-Verhältnis von ca. 40 dB. Durch Digitale Filterung (Gleitender Mittelwert) kann das Signal-zu-Rausch-Verhältnis auf mindestens 50 dB verbessert werden. Die folgende Abbildung 7.7 zeigt die Gegenüberstellung von originalem und gefiltertem Ergebnis bei einem Teilstück des Messsignals.

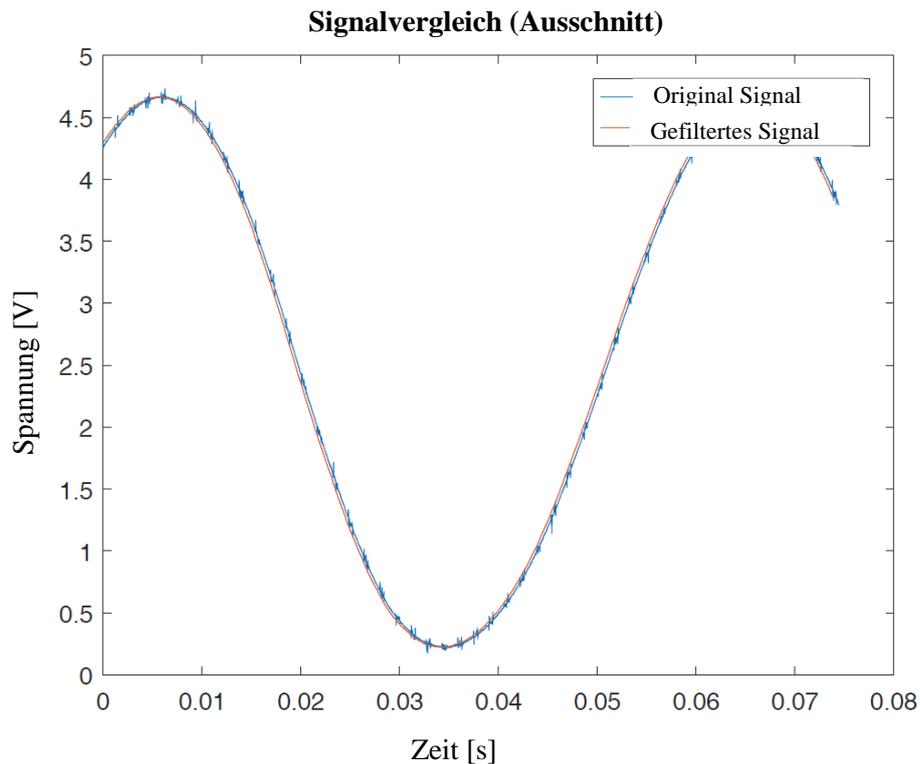


Abbildung 7.7: Vergleich von ursprünglichem Messsignal (blau) und gefiltertem Messsignal (rot). Eine Rauschverminderung ist zu erkennen.

Mit diesem deutlich entzörten und geglätteten Signal kann nun die Winkelposition und die Drehzahl nach der vorgeschlagenen Methode berechnet werden. Die folgenden Abbildungen zeigen die grafischen Ergebnisse. Die absoluten Winkelpositionen sind als direkte Ergebnisse aus der Fourier-Reihen-Berechnung zu erkennen, da sie noch keine Multi-Turn-Eigenschaft aufweisen, d.h. ihr Wertebereich liegt aufgrund der atan2-Berechnung zwischen $[-\pi, \pi]$ bzw. $[-180^\circ, 180^\circ]$ (siehe [175], vgl. Abbildung 7.8). Die aus der Phase berechnete Drehzahl weist eine geringere Standardabweichung als vom Polytec LSV-1000 auf (vgl. Abbildungen 7.9). Die Genauigkeit liegt im Wesentlichen unter 0,1%.

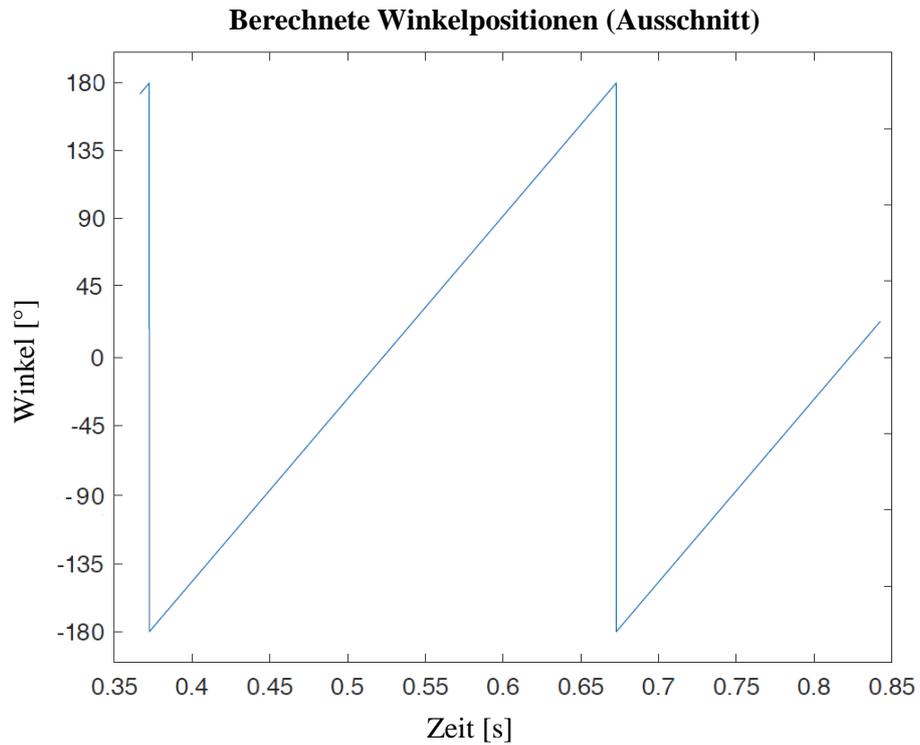


Abbildung 7.8: Vergrößerung des Ausschnitts aus den berechneten absoluten Winkelpositionen in Gradmaß. Der Wertebereich liegt zwischen $[-180^\circ, 180^\circ]$.

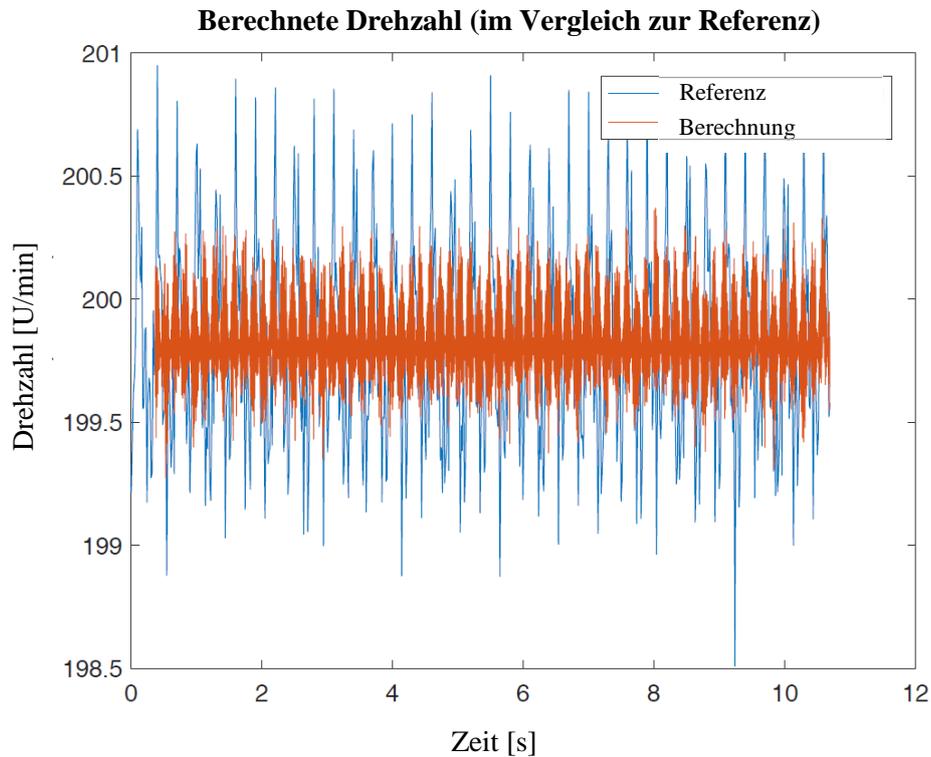


Abbildung 7.9: Vergleich zwischen vom Polytec LSV-1000 gemessene Drehzahlen (blau) und der berechneten Drehzahl (rot). Die berechneten Werte haben geringere zufällige Abweichungen als die Referenz.

Die nachfolgende Tabelle 7.7 listet die Ergebnisse aus fünfmaliger Messung pro eingestellte Drehzahl auf.

Tabelle 7.7: Berechnete Ergebnisse aus fünfmalig wiederholten Messungen (Offline-Berechnung).

Eingestellte Drehzahl	Messung	Mittelwert der Relativen Abweichungen zur Referenz	Standardabweichung der Relativen Abweichungen
50 U/MIN	1	-0,035%	0,036%
	2	-0,032%	0,035%
	3	0,001%	0,031%
	4	-0,018%	0,038%
	5	-0,047%	0,031%
100 U/MIN	1	-0,024%	0,038%
	2	-0,017%	0,027%
	3	-0,018%	0,027%
	4	-0,026%	0,028%
	5	-0,038%	0,024%
200 U/MIN	1	-0,015%	0,034%
	2	-0,012%	0,039%
	3	-0,016%	0,040%
	4	-0,017%	0,033%
	5	-0,006%	0,030%
500 U/MIN	1	-0,031%	0,038%
	2	-0,035%	0,047%
	3	-0,036%	0,034%
	4	-0,028%	0,035%
	5	-0,030%	0,035%
1000 U/MIN	1	-0,038%	0,053%
	2	-0,039%	0,054%
	3	-0,036%	0,054%
	4	-0,035%	0,052%
	5	-0,040%	0,051%

Diese Ergebnisse belegen, dass die Standardabweichung tatsächlich unter 0,1% bzw. sogar unter 0,06% liegt. Die Mittelwerte der relativen Abweichungen zum mittleren Referenzwert sind dagegen nahezu konstant und können korrigiert werden, sodass Messgenauigkeiten im Bereich von 0,1% bis 0,15% zu erwarten sind.

7.3.3.2 Ergebnisse der Online-Berechnung

In einem marktfertigen Produkt muss der Algorithmus während des Betriebs laufend funktionieren. Daher kann eine Online-Berechnungssoftware hilfreich sein, die Funktionalität sowie weitere Erkenntnisse zu Messzeit und optimale Ergebnisse zu testen und zu bewerten.

Die Berechnungssoftware ist mit NI LabVIEW erstellt worden und läuft auf einem handelsüblichen PC mit Windows Betriebssystem. Das Einlesen der realen Messwerte erfolgt über das Datenerfassungsgerät NI USB-6009, bei dem sich die Abtastrate variieren lässt. Die

Referenzmesswerte stammen vom Polytec LSV-1000 und werden gemeinsam mit den berechneten Messwerten in einer TDMS-Messdatei gespeichert, die sich mit Excel und MATLAB auswerten lassen. Die Abbildung 7.10 und 7.11 sind die grafischen Ergebnisse einer Messung bei 500 U/min und 100 Abtastwerte pro Signalperiode dargestellt, wobei hier die atan-Berechnung ausgeführt worden ist, welche die Ergebnisse im Wertebereich $[-90^\circ, 90^\circ]$ hervorbringt (siehe [176]).

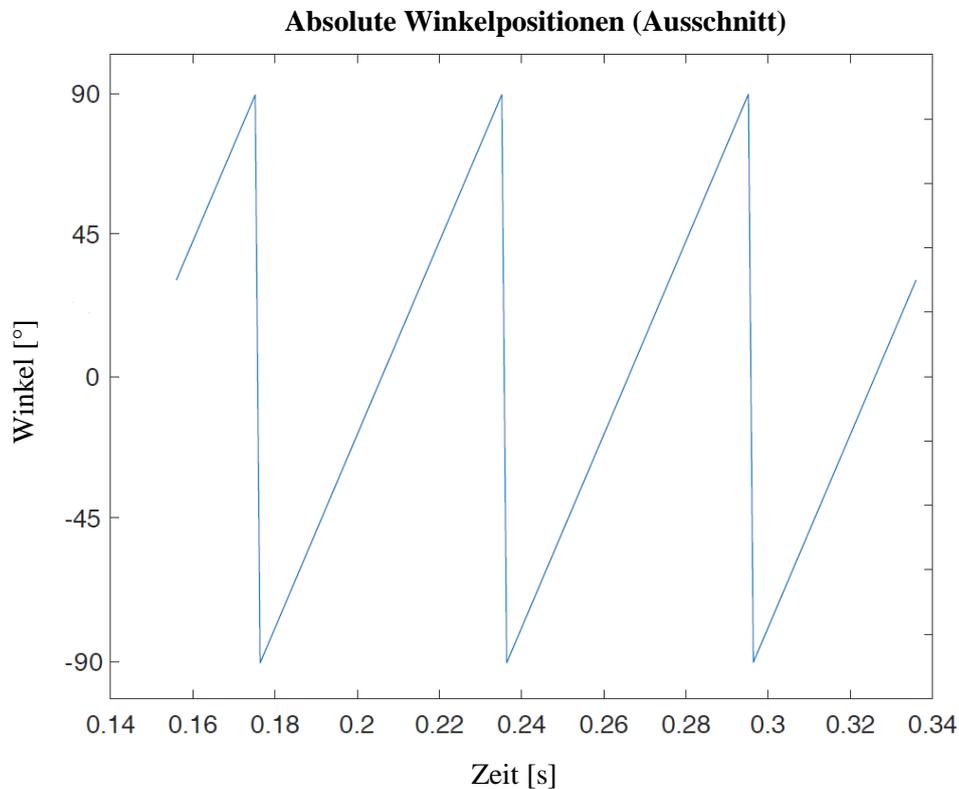


Abbildung 7.10: Ausschnitt aus den berechneten absoluten Winkelpositionen in Gradmaß. Der Wertebereich liegt zwischen $[-90^\circ, 90^\circ]$.

Die Standardabweichungen der gleichzeitig gemessenen Referenzwerte befinden sich bei max. 0,85%, während die zufälligen Abweichungen bei den berechneten Werten erheblich niedriger liegen (max. 0,25%). Der Grund für die starken Standardabweichungen der Referenz könnte an der Oberflächenbeschaffenheit der Drehscheibe liegen (siehe Kapitel 6.1). Aufgrund der mechanischen Fertigung und der dementsprechend nicht ideal glatten Oberfläche sind Schwankungen bei der Messung der tangentialen Geschwindigkeit durch den Polytec LSV-1000 zu erwarten. Diese Schwankungen wiederholen sich periodisch mit jeder Umdrehung (siehe Abbildung 7.11), sodass der wahre Drehzahlwert durch eine Mittelwertberechnung über die gemessenen Daten pro Umdrehung ermittelt werden soll. Die mittlere Abweichung von Referenz und Berechnung beträgt dabei zwischen -0,08% und -0,14% (siehe Abbildung 7.12).

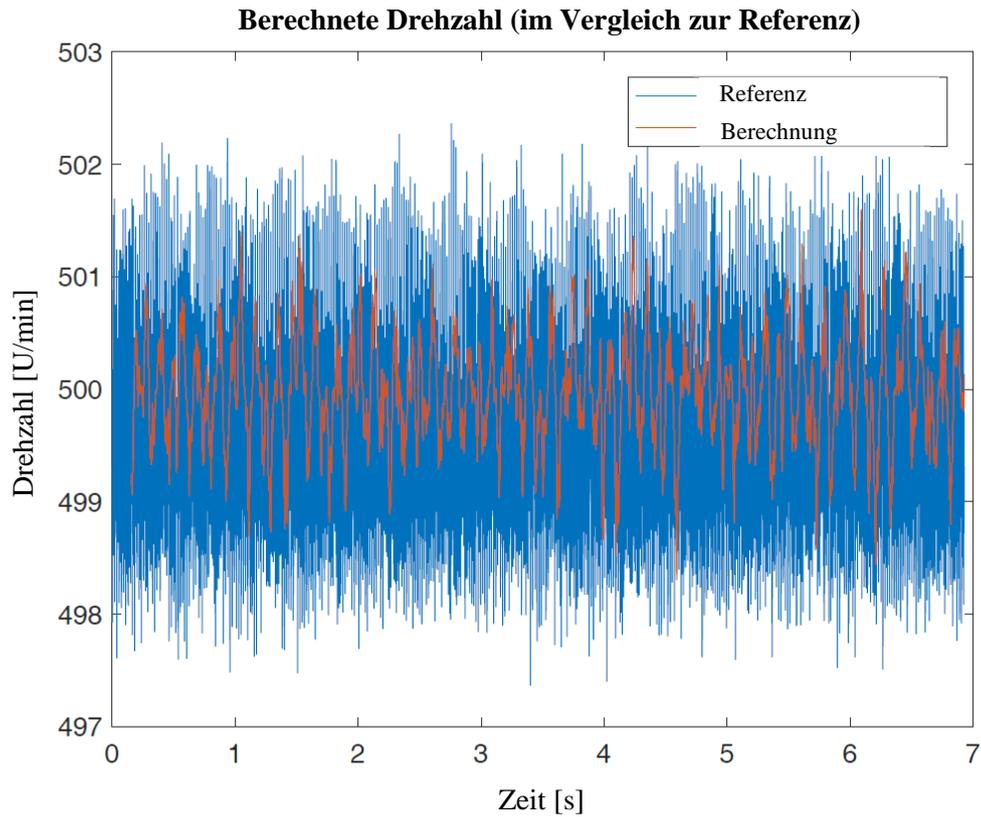


Abbildung 7.11: Vergleich zwischen vom Polytec LSV-1000 gemessene Drehzahlen (blau) und der berechneten Drehzahl (rot). Die berechneten Werte haben auch hier geringere zufällige Abweichungen als die Referenz.

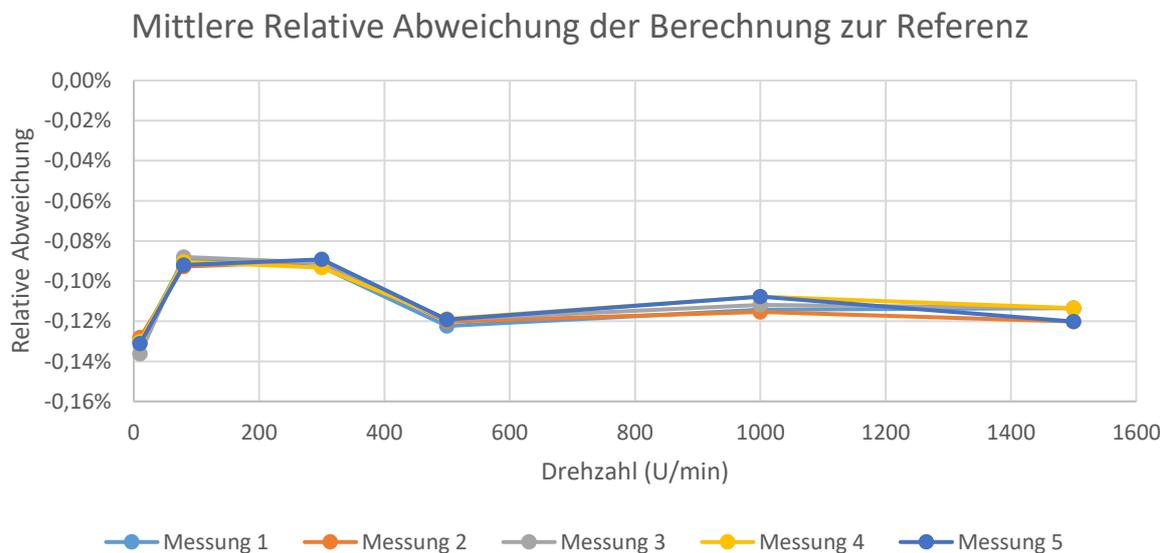


Abbildung 7.12: Über den getesteten Drehzahlbereich hinweg beträgt die mittlere relative Abweichung zur Referenz zwischen -0,08% und -0,14%.

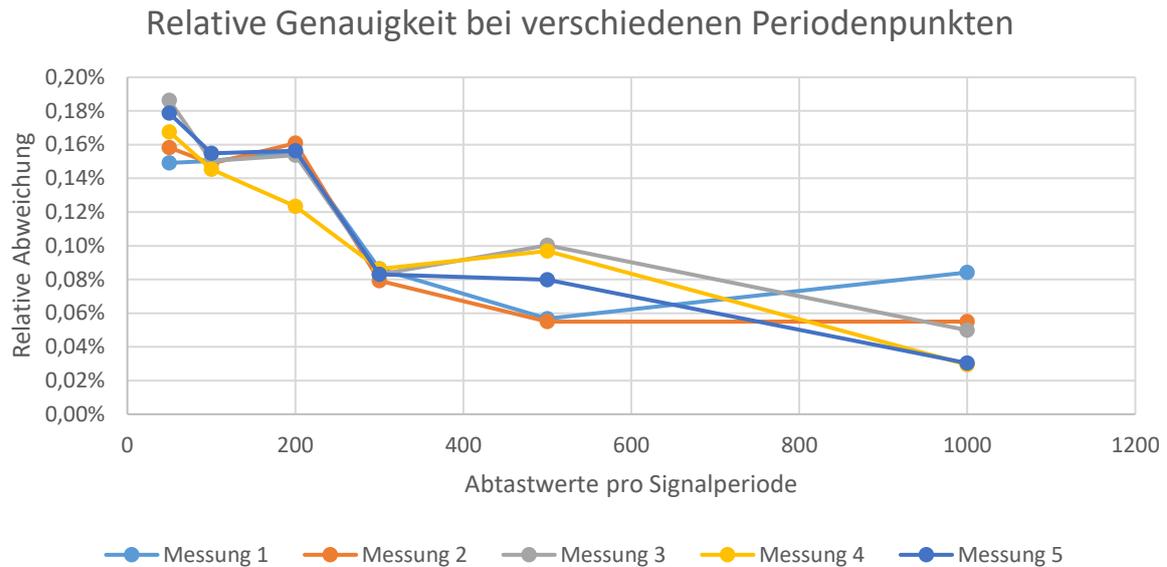


Abbildung 7.13: Relative Genauigkeiten der Signalverarbeitungsmethode mit unterschiedlicher Anzahl an Abtastwerte pro Signalperiode. Je mehr Abtastwerte, desto besser die erzielbaren Genauigkeiten.

Mit mehr Punkten pro Periode sind bessere Genauigkeiten der Berechnung zu erwarten, da mehr Abtastwerte eine bessere Mittelwertbildung der Fourier-Reihenberechnung zur Folge haben. Die Abbildung 7.13 beweist dies, da fünfmal wiederholte Messungen bei 300 U/min mit unterschiedlicher Anzahl von Abtastwerten durchgeführt worden sind, um das Verhalten zu untersuchen.

Die relative Genauigkeit von 0,1% wird bei 300 Abtastwerten pro Signalperiode unterschritten, was eine Verbesserung und auch das bei diesem Versuch optimale Ergebnis darstellt. Das liegt daran, dass bei 300 Abtastwerten die Berechnungszeit im Gegensatz zu 1000 oder mehr Abtastwerten nicht zu lang ist, aber akzeptable Ergebnisse in der Messgenauigkeit liefert. Die Tabelle 7.8 listet die Ergebnisse aus einer ausführlichen Messung mit 300 Signalpunkte auf.

Wie zu erkennen ist, hat sich die Genauigkeit mit 300 Abtastwerten pro Signalperiode auf unter 0,15% verbessert. Die Tabelle 7.9 verdeutlicht die Abhängigkeit der Messzeit zur Drehzahl bei 300 Abtastwerte pro Signalperiode.

Die Messzeit nimmt mit höherer Drehzahl ab, weil hier die Messzeit im Wesentlichen aus der Abtastzeit und der Berechnungszeit besteht. Da bei mehr Abtastwerten eine höhere Abtastfrequenz gewählt wird, sinkt auch die Messzeit mit steigender Anzahl von Signalpunkten. Dies liegt daran, dass in LabVIEW die While-Schleife schneller die neuen Werte erhält und somit schneller arbeitet. Folglich kann daraus abgeleitet werden, dass die Messzeit bei langsamen Drehzahlen zunimmt, da die Abtastfrequenz niedriger eingestellt werden muss. In der praktischen Umsetzung muss dies mitberücksichtigt werden, da Mikrocontroller, DSPs und FPGAs feste Arraygrößen voraussetzen.

Tabelle 7.8: Berechnete Ergebnisse aus fünfmalig wiederholten Messungen mit 300 Abtastwerten pro Signalperiode (Online-Berechnung).

Eingestellte Drehzahl	Messung	Mittlere Relative Abweichung zur Referenz	Standardabweichung der Berechneten Ergebnisse
10 U/MIN	1	-0,14%	0,04%
	2	-0,14%	0,04%
	3	-0,14%	0,04%
	4	-0,14%	0,04%
	5	-0,14%	0,03%
80 U/MIN	1	-0,14%	0,12%
	2	-0,10%	0,13%
	3	-0,10%	0,14%
	4	-0,08%	0,13%
	5	-0,13%	0,13%
300 U/MIN	1	-0,08%	0,09%
	2	-0,07%	0,08%
	3	-0,06%	0,08%
	4	-0,08%	0,09%
	5	-0,07%	0,08%
500 U/MIN	1	-0,13%	0,03%
	2	-0,12%	0,04%
	3	-0,12%	0,03%
	4	-0,12%	0,03%
	5	-0,12%	0,03%
1000 U/MIN	1	-0,14%	0,04%
	2	-0,12%	0,06%
	3	-0,11%	0,07%
	4	-0,10%	0,05%
	5	-0,10%	0,05%
1500 U/MIN	1	-0,11%	0,04%
	2	-0,11%	0,04%
	3	-0,09%	0,03%
	4	-0,11%	0,03%
	5	-0,11%	0,04%

Tabelle 7.9: Abhängigkeit der Messzeit zur angelegten Drehzahl bei 300 Abtastwerte pro Signalperiode.

Drehzahl (U/min)	Messzeit (s)
10	0,020000
300	0,000667
1500	0,000133

Die Tabelle 7.10 zeigt, dass die Messzeit hierbei von der Abtastzeit dominiert wird. Bei konstanten 300 Umdrehungen pro Minute werden die Abtastfrequenzen entsprechend eingestellt, um die

gewünschte Anzahl an Abtastwerte pro Signalperiode zu erreichen. Ohne diese Maßnahmen, d.h. bei fester Abtastfrequenz, sind entweder sehr wenige Abtastwerte bei hohen Geschwindigkeiten oder sehr viele Abtastwerten bei niedrigen Drehzahlen vorhanden. Dadurch kann es entweder zu einer schlechteren Genauigkeit oder zu langen Berechnungsdauer kommen. Es wird die Messzeit aufgezeichnet, die bei Abtastung und Berechnung mit einer bestimmten Anzahl von Abtastwerten benötigt wird. Dabei ist erkennbar, dass die reine Berechnungszeit vergleichsweise minimal ist (ca. 0,001 ms) und daher als viel kleiner als 1 ms angenommen werden kann.

Tabelle 7.10: Vergleich der theoretischen Abtastzeit und der Messzeit bei verschiedenen Abtastwerten pro Signalperiode. Die Drehzahl wird konstant auf 300 U/min gesetzt, aber die Abtastfrequenz je nach gewünschter Anzahl von Abtastwerten entsprechend eingestellt. Die Messzeit wird hierbei dominiert von der Abtastzeit. Die reine Berechnung läuft hingegen vergleichsweise schnell ab (ca. 0,001 ms).

Drehzahl (U/min)	Abtastwerte pro Signalperiode	Theoretische Abtastzeit (s)	Messzeit (s)
300	50	0,004000	0,004001
300	100	0,002000	0,002001
300	200	0,001000	0,001001
300	300	0,000667	0,000668
300	500	0,000400	0,000401
300	1000	0,000200	0,000201

7.4 Zusammenfassung dieses Kapitels

In diesem Kapitel ist letztlich ein optimierter Signalverarbeitungsalgorithmus vorgestellt worden, der auf das Verfahren in Kapitel 3 basiert. Neben der Drehzahlbestimmung ist auch die Winkelpositionsberechnung über diese Methode möglich, sodass sie in der Funktionalität den erhältlichen Drehgebersystemen gleichkommt. Nach den experimentellen Messungen kann die Genauigkeit dieser Signalverarbeitungsmethode in der Drehzahlbestimmung auf $\pm 0,15\%$ beziffert werden. Die Messzeit wird meist von der Abtastrate und folglich von der anzuliegenden Drehzahl beeinflusst, sodass sich die reine Berechnungsdauer als sehr kurz erweist.

8. Praktische Anwendungen

Nach der bisher theoretischen Herangehensweise wird in diesem Kapitel die technische Praxis und praktische Anwendungen behandelt. Es wird unter anderem betrachtet, wie die vorgestellten Signalverarbeitungsalgorithmen als Produkte realisiert werden können. Zudem werden einige praktische Beispiele aufgezeigt.

8.1 Realisierungsmöglichkeiten der Signalverarbeitungsalgorithmen

Die Implementierung der Signalverarbeitungsalgorithmen auf Mikrocontrollern (MCU), digitalen Signalprozessoren (DSP) oder FPGAs stellt den grundlegenden Ansatz für die Realisierung eines industriegeeigneten Produkts dar. In diesem Abschnitt werden daher die Möglichkeiten für Produktrealisierungen aufgezeigt.

8.1.1 Einkanaliger Aufbau

Zunächst soll ein Drehzahlgeberprodukt aus einem Sensor und einer Signalverarbeitungseinheit zusammengesetzt sein (vgl. Abbildung 8.1).



Abbildung 8.1: Struktureller Aufbau eines einkanaligen Drehzahlgeberprodukts, bestehend aus Sensor und Signalverarbeitungseinheit.

Der Sensor kann als ein System modelliert werden, bei dem die Drehzahl ω oder die Winkelposition φ die Eingangsgrößen und ein periodisches Ausgabesignal, bestenfalls sinusförmig, die Ausgangsgröße darstellt (vgl. Kapitel 2). Je nach Anwendung und deren Anforderungen muss ein passender Sensor gewählt werden. Zum Beispiel ist ein Drehscheiben- oder Zahnradsensor sehr gefragt, wenn bei der Anwendung die Robustheit und Zuverlässigkeit im Vordergrund steht. Wenn hohe Genauigkeiten und Auflösungen gefordert werden, müssen optische oder laserbasierte Methoden mit vielen Signalperioden pro Umdrehung gewählt werden. Die Ausgangsgröße des Sensors ist zugleich Eingangssignal der Signalverarbeitungseinheit, der die gemessene Drehzahl ω_m und Winkelposition φ_m als Ergebnis ausgibt.

Die Signalverarbeitungseinheit enthält die analoge Signalfilterung (vgl. Kapitel 4.1), die Analog-zu-Digital-Wandlung (ADC), die digitale Filterung (vgl. Kapitel 4.2) und den Berechnungsalgorithmus zur Drehzahl- und Winkelpositionsbestimmung. Weiterhin wird zur Ausgabe der digitalen Messergebnisse eine passende Schnittstelle an die Antriebsregelung benötigt. Dabei kann es sich entweder um ein gängiges digitales Ausgabeinterface wie SSI, BiSS und EnDat (vgl. [105], [177]–[188]) oder um eine hersteller- oder anwendungsspezifische Schnittstelle handeln. Die Abbildung 8.2 zeigt den strukturellen Aufbau bei Einsatz eines Mikrocontrollers, DSPs oder FPGAs. Dabei wird ein separater AD-Wandler-IC benötigt, der von

der Recheneinheit (MCU/DSP/FPGA) angesteuert wird. Die Recheneinheit ist weiterhin zuständig für die digitale Filterung und die Signalverarbeitungsmethode. Es gibt jedoch Mikrocontroller und DSPs wie die verwendeten Infineon XMC4500 [166] und Analog Devices Blackfin ADSP BF-707 [147], die einen AD-Wandler integriert haben. Abbildung 8.3 veranschaulicht den Aufbau in einem solchen Fall.

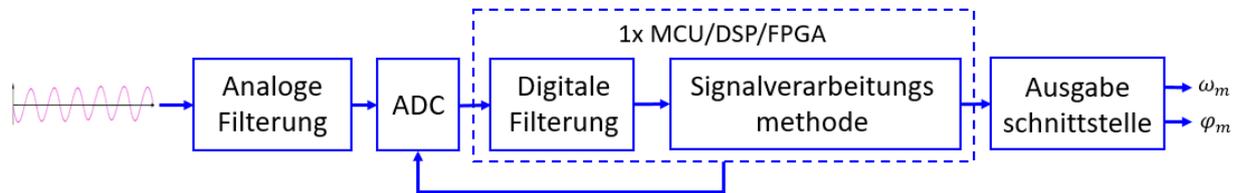


Abbildung 8.2: Struktureller Aufbau einer Signalverarbeitungseinheit mit einem MCU, DSP oder FPGA und separatem ADC.

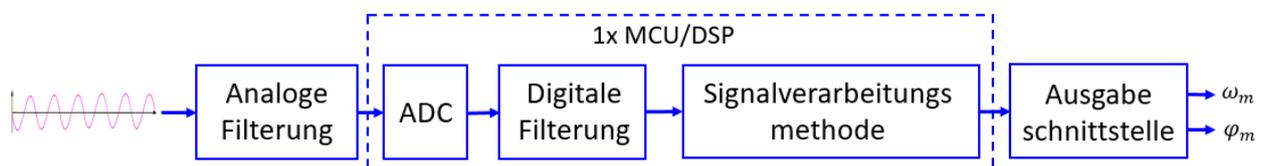


Abbildung 8.3: Struktureller Aufbau einer Signalverarbeitungseinheit mit einem MCU oder DSP mit integriertem ADC.

Bei lauffzeitkritischen Anwendungen können zwei MCUs, DSPs oder FPGAs miteinander kombiniert werden, um die Berechnungszeit zu beschleunigen und den Durchsatz zu erhöhen. Es werden folgende sinnvolle Kombinationsmöglichkeiten vorgestellt.

Eine Serienschaltung von zwei Recheneinheiten ist nur dann sinnvoll, wenn die erste Recheneinheit deutlich schneller arbeitet. Aus diesem Grund sind FPGAs sehr nützlich zur digitalen Filterung, da die notwendigen Rechenschritte mit Logikbausteinen realisiert werden. Es handelt sich quasi um eine Hardwareimplementierung und nicht mehr um eine Softwareberechnung. Die Abbildungen 8.4 zeigt die Implementierungsmöglichkeit mit zwei FPGAs jeweils für digitale Filterung und für die Signalverarbeitungsmethode. Die mögliche Realisierung mit einem FPGA und einem Mikrocontroller oder DSP ist in der Abbildung 8.5 zu sehen, wobei der Mikrocontroller bzw. DSP nur mit der Abarbeitung der Signalverarbeitungsmethode befasst ist.

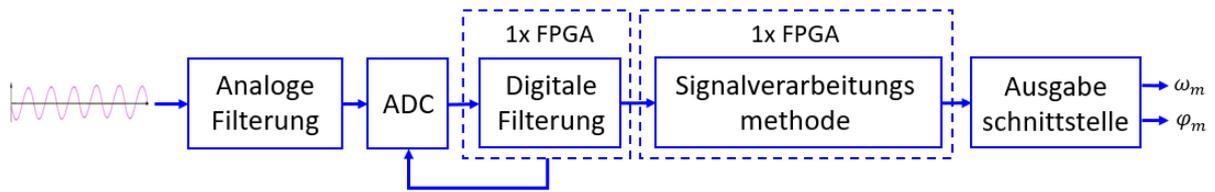


Abbildung 8.4: Struktureller Aufbau einer Signalverarbeitungseinheit mit einem FPGA zur digitalen Filterung und einem weiteren FPGA für die Signalverarbeitungsmethode.

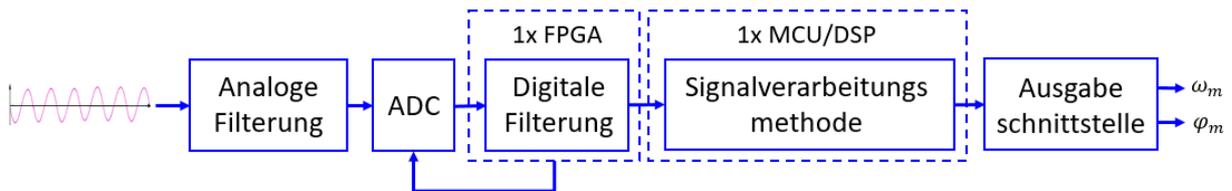


Abbildung 8.5: Struktureller Aufbau einer Signalverarbeitungseinheit mit einem FPGA zur digitalen Filterung und einem MCU/DSP für die Signalverarbeitungsmethode.

Die Benutzung von zwei nahezu gleichwertigen Mikrocontroller oder DSPs ist dann sinnvoll, wenn sie für parallele Berechnungen eingesetzt werden. Abbildung 8.6 soll diese Struktur verdeutlichen, welche nun parallel aufgebaut ist und wo jeder Mikrocontroller bzw. DSP einen integrierten AD-Wandler besitzt. Der Vorteil ist, dass die beiden Recheneinheiten Berechnungen parallel ausführen können, und nicht auf das Ergebnis des anderen warten müssen. Ein Austausch von Zwischenergebnissen bzw. Parameter unter den beiden Recheneinheiten kann dennoch stattfinden. Über Demultiplexer (DMUX) wird das Eingangssignal an die jeweilige Recheneinheit verteilt. Die Ergebnisse beider Prozessoren werden abschließend über einem Multiplexer (MUX) vor der Ausgabeschnittstelle wieder zusammengesetzt.

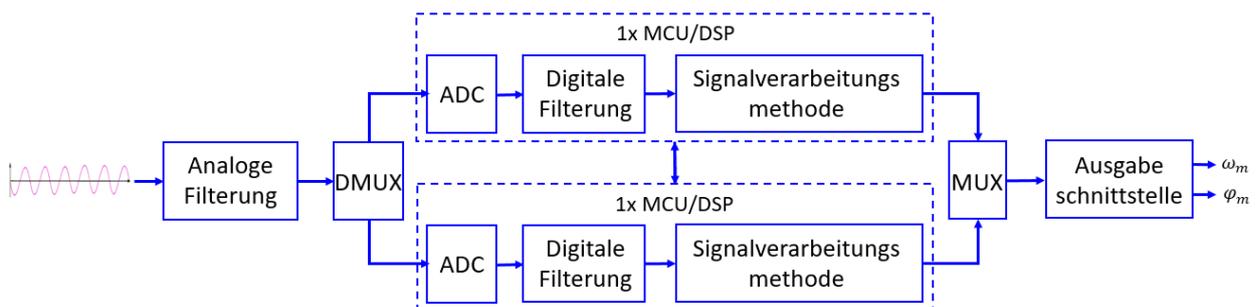


Abbildung 8.6: Struktureller Aufbau einer Signalverarbeitungseinheit durch zwei parallelen MCUs oder DSPs jeweils mit integriertem AD-Wandler. Zusätzlich werden Multiplexer (MUX) und Demultiplexer (DMUX) benötigt.

Diese parallele Struktur kann auch mit FPGAs bzw. Mikrocontroller und DSPs ohne interne ADC erreicht werden (siehe Abbildung 8.7).

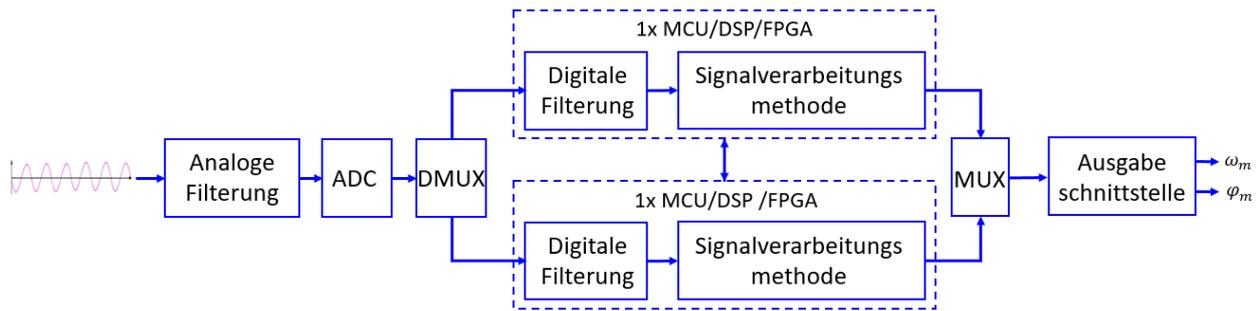


Abbildung 8.7: Möglicher struktureller Aufbau einer Signalverarbeitungseinheit mit zwei parallelen MCUs, DSPs oder FPGAs ohne integrierten AD-Wandler. Es werden ebenfalls zusätzliche Multiplexer (MUX) und Demultiplexer (DMUX) benötigt.

8.1.2 Mehrkanaliger Aufbau

Müssen in einem System an mehrere Stellen gleichzeitig die Drehzahl und die Winkelposition gemessen werden, sind mehrere Geber notwendig. Mit einem mehrkanaligen Aufbau der Signalverarbeitungseinheit können mehrere Sensoren die Messdaten in einer einzigen Rechenhardware verarbeiten und die Ergebnisse ausgegeben, weil der Berechnungsalgorithmus zur Drehzahl- und Winkelpositionsbestimmung gleich ist. Die Vorteile davon sind der geringere Hardwareaufwand und die dementsprechend reduzierten Kosten. Der prinzipielle Aufbau ist in der Abbildung 8.8 dargestellt. Es handelt sich dabei um ein Messsystem für Drehzahl und Winkelpositionen, der aus einer Signalverarbeitungseinheit und mehreren Sensoren besteht. Analog zur Abbildung 8.1 liefern die Sensoren periodische Ausgangssignale, woraus die Signalverarbeitungseinheit die Drehzahlen ω_{mi} und die Winkelpositionen φ_{mi} , $i = 1, 2, \dots, N$, errechnet.

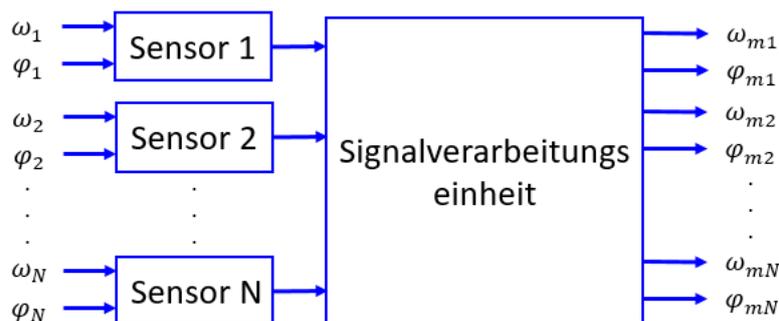


Abbildung 8.8: Struktureller Aufbau eines mehrkanaligen Messsystems für Drehzahl und Winkelposition, bestehend aus N Sensoren und einer Signalverarbeitungseinheit.

Der innere Aufbau der Signalverarbeitungseinheit wird um mehrere analoge Filter, mehrere Ausgabeschnittstellen und einem Multiplexer (MUX) sowie einem Demultiplexer (DEMUX) ergänzt (vgl. Abbildung 8.9 mit Abbildung 8.2). Dabei dienen Multiplexer und Demultiplexer zur Kanalauswahl.

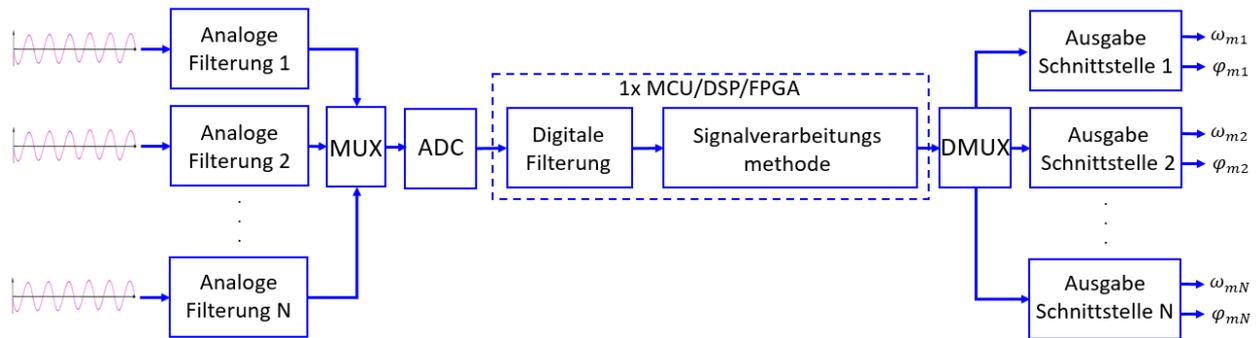


Abbildung 8.9: Möglicher struktureller Aufbau einer Signalverarbeitungseinheit für ein mehrkanaliges Messsystem. Je nach Anzahl der Kanäle werden N analoge Filter und N Ausgabeschnittstellen hinzugefügt. Weiterhin finden hier Multiplexer (MUX) und Demultiplexer (DMUX) Anwendung, die nun zur Kanalauswahl dienen.

Analog können die Konzepte aus Abbildung 8.3, 8.4 und 8.5 für den mehrkanaligen Betrieb erweitert werden. Der Nachteil des mehrkanaligen Aufbaus ist die Verringerung der Berechnungszeit um mindestens das N -fache, da viel Pipelining betrieben wird. Folglich eignen sich diese Konzepte nicht für zeitkritische Anwendungen. Um dennoch die Berechnungszeit zu beschleunigen, können mehrere Recheneinheiten wie bei den Abbildungen 8.6 und 8.7 parallel verwendet werden. Abbildung 8.10 zeigt die mögliche Umsetzung mit zwei gleichwertigen Mikrocontroller/DSPs/FPGAs, wobei jeder die Hälfte der Kanäle übernimmt. Die eingesparte Rechenzeit beträgt ungefähr 50%. In gleicher Weise kann auch der Aufbau um zwei gleichwertigen MCUs/DSPs mit integriertem ADC erweitert werden.

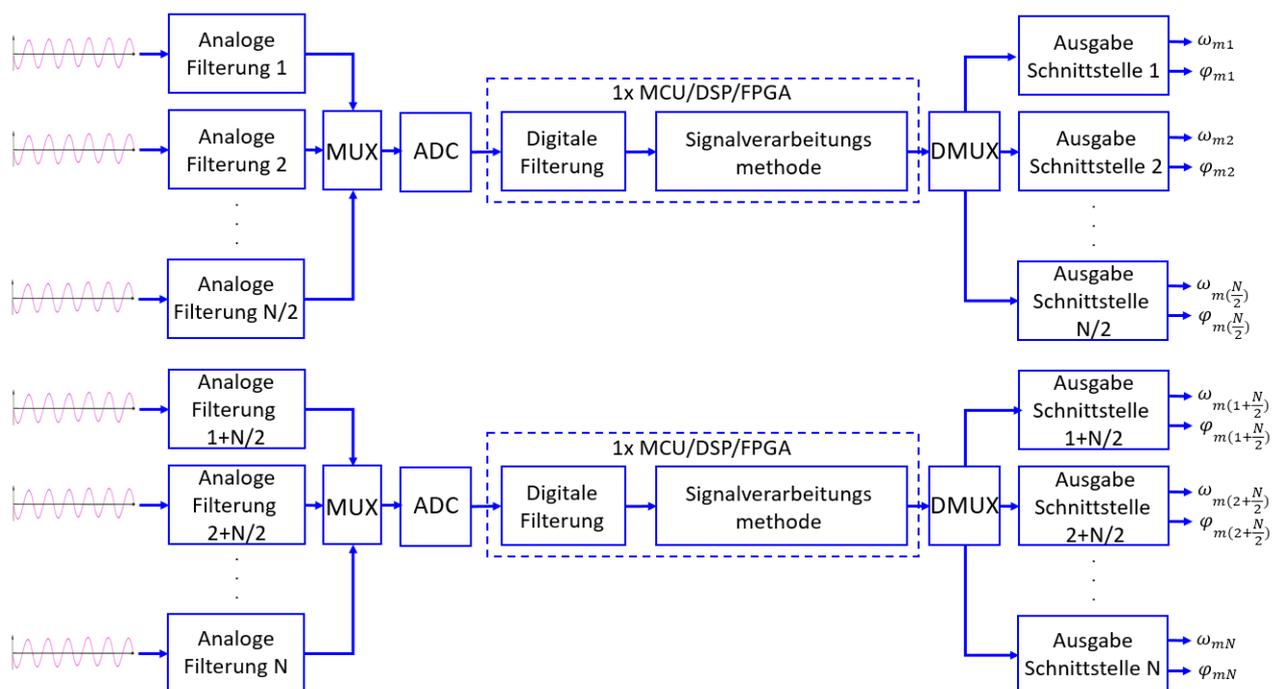


Abbildung 8.10: Möglicher paralleler Aufbau einer mehrkanaligen Signalverarbeitungseinheit mit zwei gleichwertige MCUs, DSPs bzw. FPGAs.

8.2 Anwendungsbeispiele für Drehzahl- und Positionsgeber

Die Drehzahl- und Positionsmessung findet Anwendung in vielen technischen und industriellen Bereichen, wo Antriebsregelungen stattfinden. Aufgrund der unterschiedlichen Anforderungen müssen verschiedene Konzepte für die Sensorik eingesetzt werden. Im Folgenden werden vier unterschiedliche Anwendungsbeispiele und die mögliche Umsetzung der Signalverarbeitungseinheiten in diesen Systemen vorgestellt.

8.2.1 Drehzahl- und Positionsmessung in Windkraftanlagen

Die korrekte Drehzahl- und Positionsregelung einer Windkraftanlage ist wichtig für eine zufriedenstellende Energieerzeugung und für den Schutz der Anlage vor Überbelastungen. Drehzahl- und Positionsregelung kommt dabei in der Blattverstellung, in der Windrichtungsnachführung, im Generator sowie im Getriebe vor (siehe Abbildung 8.11).

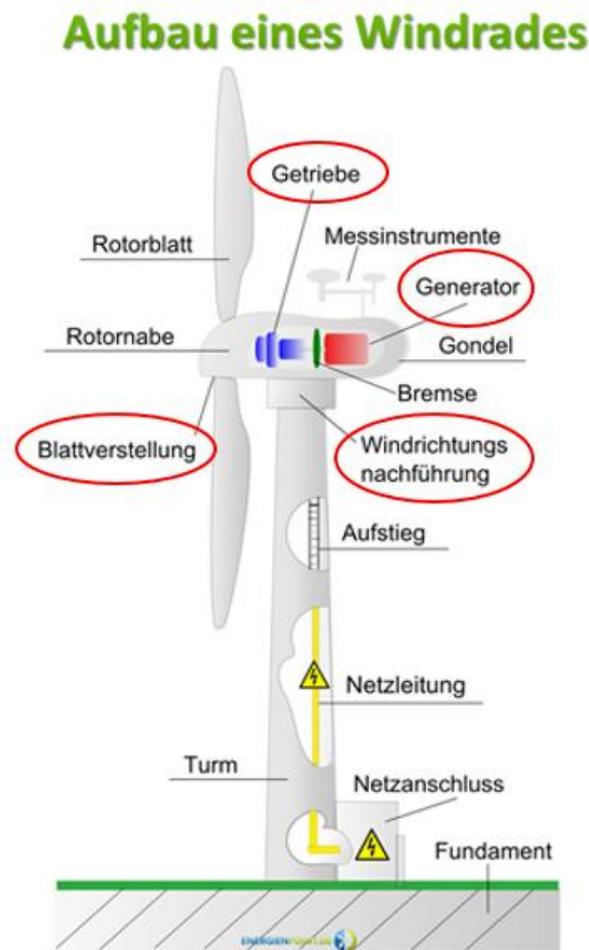


Abbildung 8.11: Aufbau einer Windkraftanlage, bestehend aus den vier Hauptkomponenten: Fundament, Turm, Gondel und Rotor [189]. Drehzahl- und Positionsmessungen finden in der Blattverstellung, in der Windrichtungsnachführung, im Getriebe sowie im Generator statt.

In der Blattverstellung wird das Pitch-System angesteuert, weshalb Drehzahl- und Winkelpositionserfassung benötigt wird [190]. Weiterhin braucht das Blattlager eine

Winkelpositionsmessung. Für die Windrichtungsnachführung wird hauptsächlich der Azimut-Winkel (siehe [191]) verstellt, sodass eine Erfassung der Winkelposition an dieser Stelle unabdingbar ist. Im Getriebe befinden sich unter anderem Schleifringe und die Rotorwelle. Beides benötigt sowohl Drehzahl- als auch Winkelpositionsmessung. Das Getriebe ist mit dem Generator zur Stromerzeugung mechanisch gekoppelt. Dabei wird die Rotordrehzahl von ca. 18 - 50 U/min auf die notwendige Drehzahl ca. 1500 - 1800 U/min für den Generator umgewandelt [192]. Beim Generator wird dementsprechend eine Drehzahlmessung benötigt, um den Zustand dieser Komponente kontinuierlich zu überwachen.

Die Anforderungen bei den eingesetzten Sensoren liegen hauptsächlich in der Robustheit und Witterungsbeständigkeit. Dabei werden die Schutzgrade IP67/68/69 empfohlen, die dem eingesetzten elektrischen Gerät u.a. Schutz vor Eindringen durch Staub und Wasser versprechen [193]. In Windkraftanlagen herrschen raue Umgebungsbedingungen wie Vibrationen, Stöße, Schmutz, Feuchtigkeit, Frost, Temperaturen bei ca. -40°C oder $+100^{\circ}\text{C}$ usw. [190]. Aus diesem Grund sind Sensoren, die mit magnetischen, induktiven oder kapazitiven Prinzipien arbeiten, für die Anwendung in einer Windenergieanlage besser geeignet als optische Methoden (siehe u.a. [190], [194], [195]).

Weiterhin existieren unterschiedliche Anforderungen an die Sensorik für die einzelnen Messstellen. Bei der Blattverstellung sind Winkelpositionsgeber mit ca. 12 Bit Auflösung und $\pm 0,1^{\circ}$ Genauigkeit üblich, während die Rotorpositionsmessung deutlich geringere Ansprüche hat (ca. $\pm 1^{\circ}$ Genauigkeit, vgl. [195]). Heutige Winkelpositionsgeber auf magnetischer Basis werden mit einer Genauigkeit von $0,1^{\circ}$ bis 1° für Windkraftanlagen beworben [196]. Bei Drehzahlen, die früher mit Tachogeneratoren gemessen worden sind [197], werden Genauigkeiten von mindestens $\pm 1\%$ angefordert.

Da keine harten Anforderungen für die Messzeit der Sensorik vorliegen, können robuste Sensorik auf Hall-Basis oder magnetoresistive/kapazitive/induktive Sensoren in Kombination mit einer mehrkanaligen Signalverarbeitungseinheit (vgl. Abbildung 8.9 und Abbildung 8.10) für die Anwendung in Windkraftanlagen eingesetzt werden. Mithilfe von mehreren Recheneinheiten können größere Datenmengen verarbeitet werden, sodass auch bessere Winkelpositionsaufösungen erreicht werden können. Dadurch sind bessere Genauigkeiten in der Drehzahl- und Winkelpositionserfassung möglich.

8.2.2 Drehzahl- und Positionsmessung in Kraftfahrzeuge

Für die Sicherheit, den Komfort und zur Motorüberwachung sind zahlreiche Sensoren in den heutigen Kraftfahrzeugen eingebaut. Abbildung 8.12 gibt hierfür einen Überblick. Darunter sind sowohl Drehzahlsensoren als auch Winkel- bzw. Positionsgeber zu finden. Drehzahlsensoren werden beispielsweise in der Getriebesteuerung und im Motor verwendet, und dienen hier aber auch als Rückführung für das Anti-Blockier-System (ABS). Winkel-/Positionsgeber werden unter anderem im Antriebsstrang eingesetzt und sorgen am Lenkrad für die korrekte Ausführung des elektrischen Stabilitätsprogrammes (ESP).

Winkelpositionsgeber und Drehzahlsensoren müssen deshalb sehr ausfallsicher sein. Insbesondere müssen sie auch bei harten Betriebsbedingungen wie Staub, Feuchtigkeit, Vibrationen, Stöße,

hohe bzw. niedrige Temperaturen (-40°C bis +150°C), Motoröl, Salze usw. hohe Zuverlässigkeit aufweisen. Des Weiteren sind die Preise ein sehr wichtiger Faktor in diesem Bereich. Aufgrund des gleichzeitigen Einsatzes vieler Sensoren in einem Kraftfahrzeug werden in der Regel niedrige Beschaffungskosten zwischen 1 bis 30 Euro angestrebt.

Aus diesen Gründen spielen bei Kraftfahrzeugen hohe Drehzahlgenauigkeiten und hohe Winkelauflösungen meist untergeordnete Rollen. Die heutzutage in diesem Bereich eingesetzte Sensorik arbeitet nach dem Hall- oder dem magnetoresistiven Prinzip. Beispielsweise werden Hall-Effekt Zahnradsensoren zur Drehzahlmessung im Motor und zur Getriebesteuerung eingesetzt. Magnetoresistive Winkelsensoren finden wiederum Anwendung als Lenkwinkelsensoren, während Winkelsensoren auf Hall-Basis im Fahrpedalmodul usw. verwendet werden (vgl. [198]).

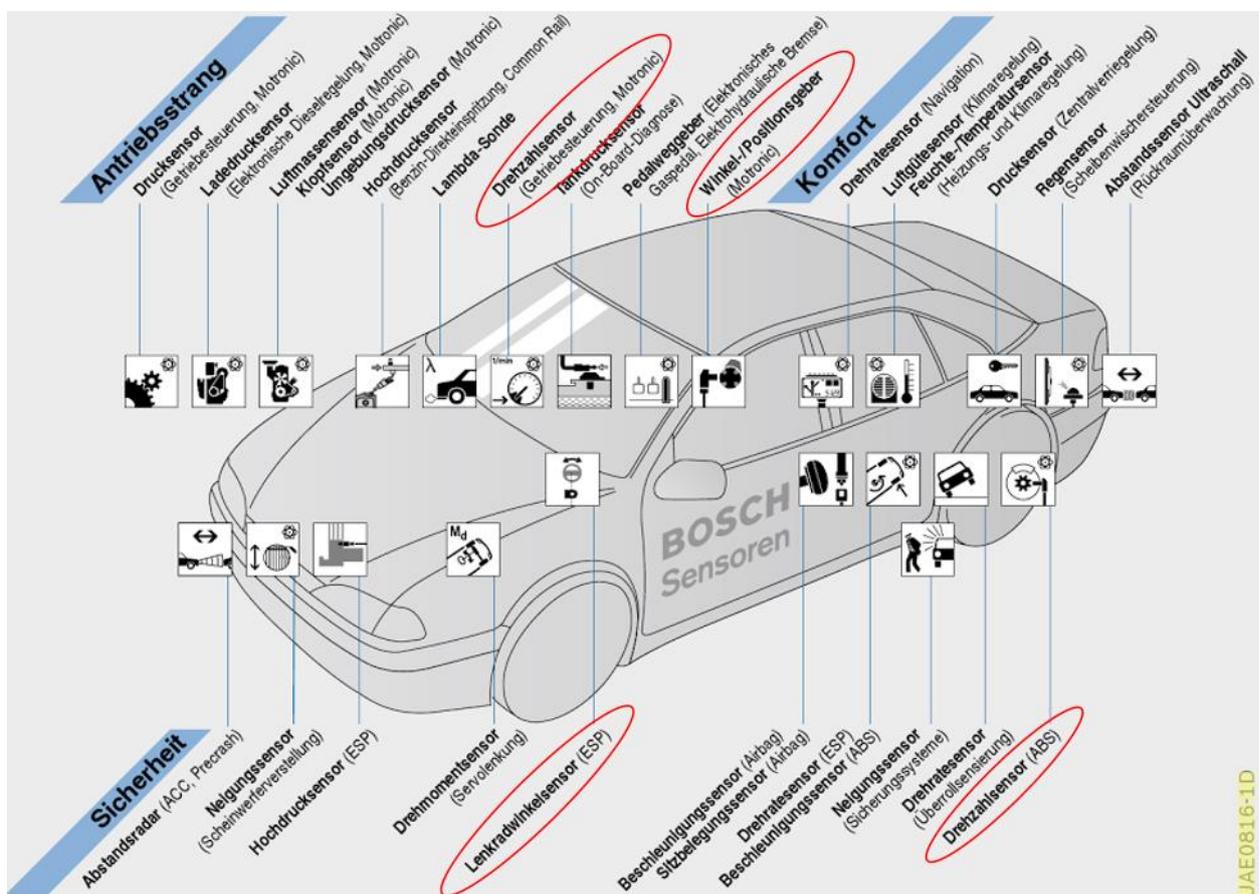


Abbildung 8.12: Überblick der Sensoren in heutigen Kraftfahrzeugen. Es werden Sensoren hinsichtlich dem Antriebsstrang, dem Komfort und der Sicherheit kategorisiert [199].

Aufgrund des Kostenfaktors und den Anforderungen an Robustheit und Zuverlässigkeit können Drehscheiben- oder Zahnradsensoren nach dem Hall- bzw. nach dem magnetoresistiven, kapazitiven oder induktiven Prinzip empfohlen werden. Diese werden jeweils mit einer einkanalen Signalverarbeitungseinheit (vgl. Abbildung 8.3 bis Abbildung 8.5) gekoppelt. Dabei werden schnellere Mess- und Antwortzeiten angestrebt, weil insbesondere die sicherheitsrelevanten Systeme unverzüglich reagieren müssen. Folglich werden die möglichen

Implementierungen mit zwei seriellen oder parallelen Recheneinheiten in diesem Bereich vorgeschlagen.

8.2.3 Drehzahl- und Positionsmessung in Aufzügen

Die Abbildung 8.13 zeigt den Aufbau eines Aufzugs zum Transport von Personen, Lasten usw., wie sie in Wolkenkratzern, Flughäfen, Einkaufszentren usw. zu finden sind. Das Antriebssystem, bestehend aus einem Permanent-Synchronmotor (1) und der dazugehörigen Antriebsregelung (2), befinden sich über dem Aufzugsschacht. Über Stahlgurte (3) wird die Kabine (4) bewegt, wobei am anderen Ende Gegengewichte (5) hängen, um für einen Ausgleich zu sorgen.

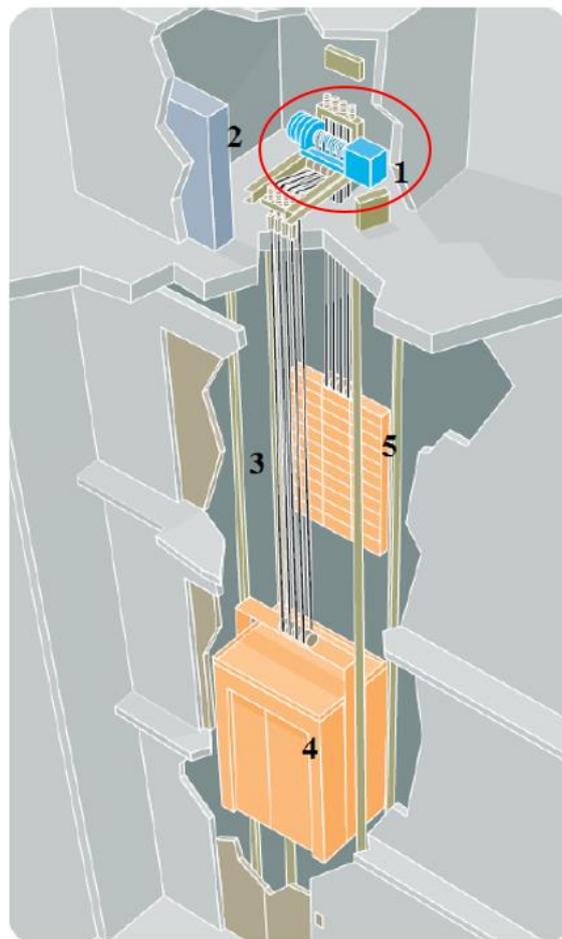


Abbildung 8.13: Aufbau eines Aufzugs, bestehend aus Permanent-Synchronmotor (1), Antriebsregelung (2), Stahlgurte (3), Kabine (4) und Gegengewichte (5) [177].

Aufzüge werden für langsame Fahrgeschwindigkeiten und niedrige Beschleunigung ausgelegt, um Unwohlsein bei Fahrgästen vorzubeugen. Der heutzutage schnellste Aufzug erreicht eine Fahrgeschwindigkeit von ca. 20 m/s [200]. Der permanentmagneterregte, frequenzgeregelte Synchronmotor arbeitet typischerweise mit Drehzahlen zwischen 60 U/min und 120 U/min [201], was im Vergleich zu den Nenndrehzahlen von den Motoren sehr niedrig angesetzt ist. Stattdessen werden hohe Drehmomente benötigt, um die Lasten vertikal zu bewegen [202].

Im Gegensatz zur Drehzahl spielt in Aufzugssystemen die Positionserfassung eine größere Rolle. Die Antriebsregelung braucht eine genaue Rückführung über die aktuelle Position der Kabine, um abruptes Bremsen, Vibrationen sowie starke Geräusche zu vermeiden und in einer für Menschen angenehmen Art und Weise die jeweiligen Stockwerke anzufahren. Heutzutage werden diese Messungen unter anderem von absolute Encoder und magnetische Winkelpositionsgebern übernommen (siehe [203], [204]). Die Hersteller bewerben ihre passende Produkte auf optischer Basis mit einer Winkelauflösung von ca. 24 Bit, während ihre angebotenen magnetischen Lösungen mit einer Winkelgenauigkeit von $\pm 0,1^\circ$ beziffert werden ([205]–[208]).

Mit den in dieser Arbeit vorgestellten Signalverarbeitungsverfahren können ähnliche Auflösungen für Winkelpositionen erreicht werden, indem eine einkanalige Signalverarbeitungseinheit (vgl. Abbildung 8.6 und Abbildung 8.7) eingesetzt wird, die auf die Verarbeitung von größeren Datenmengen in annehmbaren Rechenzyklen spezialisiert ist. Hierfür werden zwei Recheneinheiten benötigt, wobei die parallele Signalverarbeitung mit gleichwertigen Mikrocontrollern oder DSPs eine gute Lösung darstellt. Weiterhin können auch bessere Drehzahlgenauigkeiten erreicht werden. Als Sensoren werden sowohl robuste Geber auf magnetischer, induktiver oder kapazitiver Basis als auch optische bzw. laserbasierte Lösungen vorgeschlagen.

8.2.4 Drehzahl- und Positionsmessung bei Servoantrieben

Für präzise Aufgaben in der Mechatronik, Produktion und Logistik werden Servoantriebe bevorzugt, die typischerweise als Antriebe in Werkzeugmaschinen für Holz- und Metallbearbeitung, als Aktoren in der Robotik sowie in Verpackungsmaschinen, Druckmaschinen, Spritzgießmaschinen und Webmaschinen verwendet werden [209]. In diesen Anwendungen müssen dynamische und komplexe Bewegungsabläufe realisiert werden, weshalb Servomotoren aufgrund ihrer Bauweise, ihres geringes Trägheitsmoments und ihrer Präzision geschätzt werden.

Der Servomotor ist aus den folgenden Bestandteilen aufgebaut (vgl. Abbildung 8.14): Der Stator (1) besteht aus festen Permanentmagneten, die die Wicklungen im Rotor (2) erregen und somit die Maschine zur Rotationsbewegung antreibt. Weiterhin ist eine Bremse (3) zu finden, hinter dem unmittelbar Platz für einen Drehzahlgeber ist. In der Abbildung ist darüber hinaus ein Encoder (4) eingebaut. Die Versorgung, Ansteuerung und die Messdatenrückführung erfolgt über den Anschluss an der Oberseite (5).

Mit der geeigneten Sensorik zur Rückführung von Drehzahl und Winkelposition kann die Servoregelung den Motor sehr präzise ansteuern (siehe Tabelle 8.1). Dabei können Drehzahlgenauigkeiten von 0,1% bis zu 0,01% der Nenn Drehzahl angefahren werden. Die Genauigkeiten der Winkelpositionen liegen demnach bei ± 2 bis ± 10 Winkelminuten, was ca. $\pm 0,033^\circ$ bis $\pm 0,1667^\circ$ entsprechen.

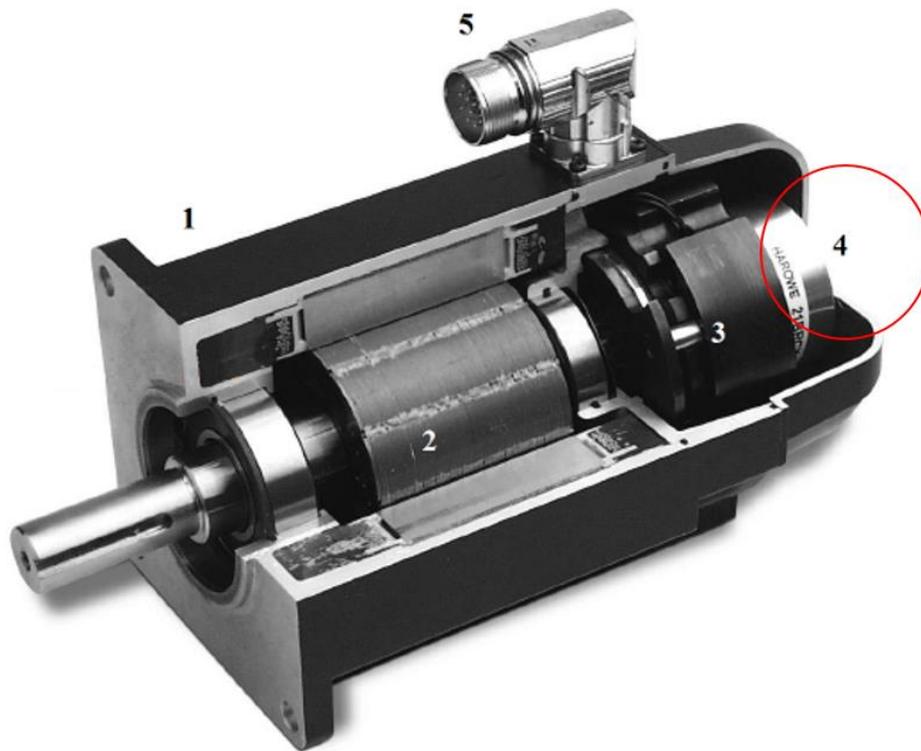


Abbildung 8.14: Aufbau eines Servomotors, bestehend aus Stator (1), dem Rotor (2), der Bremse (3), dem Encoder (4) und dem Anschluss für die Versorgung und Ansteuerung des Motors sowie zur Messdatenrückführung (5) [177].

Tabelle 8.1: Ein Servomotor kann durch Kombination mit einem geeigneten Geber sehr präzise Rotationsbewegungen ausführen [210].

Drehzahlgenauigkeit	Winkelgenauigkeit	Motor	Winkelgeber	Regelung
$> 3\% n_N$	Keine	Standard-Drehstrommotor	Keiner	U/f
$1\% n_N$	Keine	Standard-Drehstrommotor	Keiner	Sensorlose Vektorregelung
$0,1\% n_N$	± 10 arcmin	Servomotor	Resolver, Encoder	Servoregelung
$0,01\% n_N$	± 2 arcmin	Servomotor	Sin-Cos-Absolutwertgeber	Servoregelung

Diese präzisen Rotationsbewegungen kann die Servoregelung mit dem in der Tabelle 8.1 aufgelisteten Winkelgeber erreichen. Resolver liefern Informationen über die aktuelle Winkelposition mit einer Auflösung von 10 Winkelminuten (ca. $0,1667^\circ$ bzw. ca. 11 - 12 Bit). Sin-Cos-Absolutwertgeber können durch entsprechende Interpolation sogar Auflösungen von bis

zu 0,04 Winkelsekunden (ca. 25 Bit) ausgeben [209]. Typische Encoder, die in den Servomotoren (z.B. in [151]) verbaut werden, haben eine Winkelauflösung von 24 Bit.

Dementsprechend müssen die vorgeschlagenen Lösungen für Servoantriebe die Anforderungen an hohen Winkelauflösungen, möglichst hohen Drehzahlgenauigkeiten sowie an schnelle Rückführung (aufgrund der hohen Systemdynamik) erfüllen. Es ist eine sehr schnelle Signalverarbeitungseinheit nötig, die an optische bzw. laserbasierte Sensoren mit möglichst vielen Signalperioden pro Umdrehung gekoppelt werden muss. Um die großen Datenmengen in schneller Abfolge zu bewältigen, wird auf parallele Strukturen nach dem einkanaligen Prinzip zurückgegriffen. Daher wird die gleiche Signalverarbeitungseinheit wie bei Aufzügen vorgeschlagen (vgl. Abbildung 8.6 und Abbildung 8.7), um eine Winkelauflösung von 24 Bit und gleichzeitig hohe Drehzahlgenauigkeit zu realisieren.

8.3 Zusammenfassung dieses Kapitels

In diesem Kapitel sind mögliche Produktrealisierungen der in dieser Arbeit vorgestellten Signalverarbeitungsalgorithmen zur Drehzahl- und Winkelpositionsbestimmung aufgezeigt worden. Die Möglichkeiten umfassen insbesondere die verschiedenen Aufbaumöglichkeiten der Signalverarbeitungseinheit, der analoge, periodische Eingangssignale, die Drehzahl und die Winkelposition in digitalisierter Form ausgibt. Unter anderem können eine oder mehrere Eingangssignale gleichzeitig verarbeitet werden. Der Einsatz mehrerer Recheneinheiten, die entweder in serieller oder paralleler Form aufgebaut sind, beschleunigt die Rechenoperationen und sorgt für besseren Datendurchsatz sowie schnellere Antwortzeiten. Anhand von einigen Anwendungsbeispielen sind sinnvolle Lösungsvorschläge und passende Kombinationen aus geeignetem Sensor und mögliche Signalverarbeitungseinheit konkretisiert worden.

9. Zusammenfassung und Ausblick

Um hohe Genauigkeiten bei der direkten Drehzahlerfassung zu realisieren, sind Signalverarbeitungsmethoden entwickelt bzw. analysiert und ihre Anwendungen bei der Bestimmung von Winkelposition und Drehzahl behandelt worden. Die gewonnenen Erkenntnisse und die dabei erzielten Ergebnisse werden in dem folgenden Abschnitt zusammengefasst.

9.1 Zusammenfassung

Heutige Drehzahlgeber werden in dieser Arbeit als digitale Modelle verstanden. Über eine optische oder mechanische Kopplung mit der Welle des Antriebs entsteht eine periodische Variation einer physikalischen Messgröße, die mit der Winkelposition und der Drehzahl korreliert. Analoge Wandler liefern daraufhin elektrische Signale, die ebenfalls einen periodischen Verlauf mit der gleichen Frequenz aufweisen. Über Analog-zu-Digitalwandlung können digitale Signalverarbeitungsalgorithmen angewendet werden, um die zwei Zustandsgrößen Winkelposition und Drehzahl der Antriebsregelung zu bestimmen.

Zur Entwicklung der neuartigen digitalen Signalverarbeitungsmethode werden die Theorien der diskreten Fourier-Reihe und der Selbstkalibrierung sowie der asynchronen Abtastung dargelegt. Die asynchrone Abtastung ist der Fehler, der bei der Digitalisierung von periodischen Signalen entsteht, sobald die Proportionalität der Signalfrequenz und Abtastfrequenz nicht durch eine Ganzzahl beschrieben werden kann. Daher muss für die genaue Frequenzbestimmung der Koeffizient der asynchronen Abtastung genau ermittelt werden. Über die diskrete Fourier-Reihe und die Selbstkalibrierung können die Signalparameter Amplitude, Signaloffset und Phasenverschiebung trotz asynchroner Abtastung präzise berechnet werden. Für die anschließende Signalrekonstruktion wird noch die grobe Frequenz- oder Periodendauer benötigt. Deren Bestimmung kann mittels Software-Schmitt-Trigger oder Nulldurchgangsdetektion erfolgen. Über eine Optimierung des rekonstruierten Signals an das Originalsignal kann der asynchrone Koeffizient eingegrenzt werden, was in einer hohen Genauigkeit der ermittelten Drehzahl resultiert.

Rauschen stellt ein großes Problem für das Verfahren dar. Insbesondere das Rauschen mit einem Signal-zu-Rausch-Verhältnis von kleiner gleich 20dB sorgt für hohe systematische und zufällige Messabweichungen. Aus diesem Grund sind analoge und digitale Methoden zur Rauschunterdrückung behandelt worden.

Analoge Rauschunterdrückungsmethoden beschränken sich auf eine Vorfilterung mittels eines aktiven Tiefpassfilters. Sie können das Nutzsignal im gewünschten Frequenzbereich verstärken und zugleich unerwünschte hochfrequente Rauschanteile dämpfen. Rauschanteile, die sich in den Frequenzbereichen des Nutzsignals befinden, können jedoch nicht reduziert werden, weshalb digitale Methoden ebenfalls berücksichtigt werden.

Digitale Methoden sollen die Wirkungen des Signalrauschens auf die Periodendauer- und der anschließenden Frequenzbestimmung verringern. Der Einsatz von Hysteresebedingungen und der linearen Regression eignet sich vor allem zur Reduzierung der Rauscheinflüsse auf die Periodendauermessung. Eine Kombination beider Methoden zeigt Verringerungen der

systematischen Fehler und zufälligen Messunsicherheiten auf jeweils unter 0,4% bei SNR=20dB. Die Hinzunahme des gleitenden Mittelwerts sorgt für weitere Verbesserungen, da die genaue Frequenzbestimmung für die Optimierung auf ein weniger verrauschtes Signal zurückgreifen kann. Bei SNR=20dB liegen die Abweichungen auf jeweils unter 0,25%.

Eine nahezu perfekte Rauschverminderung gelingt mit einem frequenz-selektiven adaptiven Filter wie dem FFT Bandpass. Sowohl hochfrequente als auch niederfrequente Rauschanteile, die sich nicht in der Nähe der Grundfrequenz befinden, werden sehr stark gedämpft, sodass meist SNR von 50dB und besser möglich sind.

Neben dem Rauschen müssen noch weitere Fehlerquellen reduziert werden. Geometrische Abweichungen bei Zahnrädern und Gitterscheiben können kompensiert werden, wenn alle Signalperioden einer Umdrehung in die Berechnung miteinfließen. Abweichungen durch Drehzahländerungen können durch gleitende Perioden, die einen FIFO-Speicher voraussetzen, verringert werden. Das liegt vor allem daran, dass Drehzahländerungen nicht abrupt vonstattengehen. Eine Mindestanzahl von ca. 82 Abtastwerten pro Signalperiode wird zudem benötigt, um den Fehler bei der linearen Interpolation in der Nulldurchgangsdetektion unter 0,1% zu halten. Weitere Abweichungen können durch die Quantisierung und den Quarzoszillator hervorgerufen werden, wobei diese durch die Verwendung entsprechender Bauteile wie den 12-Bit AD-Wandler klein gehalten werden können.

Für experimentelle Messungen muss zunächst ein passender Mess- und Kalibrierprüfstand für die Drehzahlmessung aufgebaut werden. Neben dem Servomotorsystem wird auch ein Referenzmesssystem benötigt. Dieser ist mittels einem Polytec LSV-1000 und einer Drehscheibe, die zusammen eine Genauigkeit von 0,1% liefern können, realisiert worden. Ein Referenzmesssystem mit dieser Genauigkeit kann zur präzisen Kalibrierung von Drehzahlsensoren verwendet werden.

Die Messungen sind sowohl mit einem Zahnradsensor als auch mit einem Drehscheibensensor ausgeführt worden. Zudem ist der gleitende Mittelwert zur Rauschunterdrückung verwendet worden. Bei einem Zahnrad konnten mittlere relative Abweichungen von 0,17% erreicht werden. Die Standardabweichungen belaufen sich zu 0,3%. Mit dem Drehscheibensensor, der ein besseres Sinussignal liefert, sind maximale relative Abweichungen von 0,25% und Standardabweichungen von 0,15% möglich. Mit mehr Abtastwerten pro Signalperioden kann die Standardabweichung weiter verbessert werden, da auf dieser Weise eine viel bessere Mittelung über die Fourier-Reihe durchgeführt wird. Das ist sehr gut an den Ergebnissen mit dem Mikrocontroller, auf dem der Rechenalgorithmus implementiert worden ist, zu erkennen. Mit ca. 1000 Abtastwerten pro Signalperiode sinkt die relative Standardabweichung auf unter 0,1%.

Trotz der sehr genauen Messungen wird insbesondere auf dem Mikrocontroller sehr viel Berechnungszeit benötigt. Eine zu lange Antwortzeit des Messsystems ist für den Einsatz in einer Antriebsregelung nicht hinnehmbar, weshalb weitere Anstrengungen zur Reduzierung der Berechnungszeit unternommen worden sind. Der Wechsel auf einen digitalen Signalprozessor und die Reduzierung von Iterationen und Abtastwerten bei den Berechnungen konnten die Berechnungszeit nicht unter 1ms senken.

Eine Nulldurchgangsdetektion mit der Benutzung von zwei nacheinander abgetasteten Werten schafft eine sehr schnelle und zudem genaue Bestimmung der Drehzahl. Es kann jedoch immer nur ein neuer Drehzahlwert nach Durchlaufen einer vollen Signalperiode ausgegeben werden, was bei sehr langsamer Rotation zu sehr großen Problemen führt. Weiterhin können bei dieser Methode keine Winkelpositionen ausgegeben werden.

Die Fourier-Reihe ist hingegen in der Lage, die Phasenverschiebung aus einer Sinusschwingung zu berechnen. Mittels Nullposition kann eine kontinuierliche Erfassung der absoluten Winkelpositionen realisiert werden. Durch Trigonometrie kann darüber hinaus auch eine kontinuierliche Drehzahlbestimmung realisiert werden. Experimentelle Messungen belegen, dass weiterhin hohe Genauigkeiten erzielt werden. Systematische Abweichungen und zufällige Messunsicherheiten liegen jeweils bei ca. 0,1%. Da diese Methode ohne zusätzliche Iterationen bis auf die Fourier-Reihe durchgeführt werden kann, wird eine sehr schnelle Berechnungszeit erzielt. So ist eine schnelle, kontinuierliche und genaue Methode zur Winkelpositions- und Drehzahlerfassung entwickelt worden.

Potentielle Anwendungsbereiche der Signalverarbeitungsmethode bestehen in vielen industriellen und technischen Feldern. Es werden verschiedene Realisierungsmöglichkeiten als Signalverarbeitungseinheit vorgeschlagen. Diese Signalverarbeitungseinheiten bestehen insbesondere aus einem oder mehreren Mikrocontrollern, DSPs oder FPGAs, welche die digitale Filterung und die Signalverarbeitung zur Drehzahl- und Winkelpositionsbestimmung ausführen. Je nach Anwendungsfall und den entsprechenden Anforderungen können serielle bzw. parallele Anordnungen oder mehrkanalige Implementierungen verwirklicht werden. In vier Anwendungsbeispielen (Windkraftanlagen, Kraftfahrzeuge, Aufzüge, Servomotoren) wird erläutert, welche Realisierungsmöglichkeiten vorgeschlagen werden können, um die Anforderungen der jeweiligen Anwendung an Genauigkeit, Auflösung, Preis, Robustheit, Dynamik usw. zu erfüllen.

9.2 Ausblick

Trotz der guten Resultate mithilfe der vorgestellten Signalverarbeitungsmethode müssen noch weitere Aufgaben in diesem Bereich gelöst werden.

Die erste Aufgabe besteht darin, die erarbeiteten Verfahren in eingebettete Hardware wie Mikrocontroller, DSPs oder FPGAs zu implementieren. Aufgrund der verschiedenen Architekturen und unterschiedliche Hardwarebefehle müssen die Methoden an die jeweiligen Systeme angepasst werden, um eine möglichst effiziente Ausnutzung der bereitgestellten Rechenkapazitäten zu erzielen.

Weitere experimentelle Messungen mit unterschiedlichen Sensoren sind vonnöten. Für jede Art von Drehzahlgeber, der periodische Ausgangssignale liefert, muss der Signalverarbeitungsalgorithmus angepasst werden. Die Optimierung erfolgt nach der erzielbaren Genauigkeit und der möglichen Berechnungszeit.

Als weiteren Punkt wird eine Produktrealisierung als Signalverarbeitungseinheit angestrebt, wobei die Integration einer Ausgabeschnittstelle zur Antriebsregelung als eine große Aufgabe angesehen wird. Der Vorteil hierbei ist die kostengünstige Nachrüstung bei bestehenden Sensor- und Antriebsregelungssystemen.

Darauf basierend kann ein marktfähiges Drehzahlgeberprodukt verwirklicht werden. Hierfür müssen weitere mechanische Gegebenheiten, insbesondere zur Montage an elektrische Maschinen, berücksichtigt und angepasst werden. Auch der innere Aufbau muss optimiert werden, um gutes EMV-Verhalten, Robustheit, Zuverlässigkeit und gutes Preis-Leistungsverhalten im Auge zu behalten.

A. Genauigkeit bei Frequenzbestimmung durch Fourier-Amplitudenspektrum

Im Frequenzbereich kann über das Amplitudenspektrum die Grundfrequenz eines periodischen Signals ermittelt werden. Dafür muss die ursprüngliche Frequenz aus dem Zeitbereich in den Frequenzbereich transformiert werden. Es bietet sich hierfür die Fourier-Transformation an. Laut [211] existieren drei Typen der Fourier-Transformation:

- Fourier-Integral
- Diskrete Fourier-Transformation (DFT)
- Fast Fourier-Transformation (FFT)

Das Fourier-Integral beschreibt die mathematische Methode, um ein Signal aus dem Zeitbereich in den Frequenzbereich zu transformieren. Da heutzutage vor allem analoge Signale digital weiterverarbeitet und ausgegeben werden, werden die DFT und die FFT im Folgenden genauer betrachtet.

A.1 Diskrete Fourier-Transformation (DFT)

Für die Analyse von diskret abgetasteten Signalen eignet sich die diskrete Fourier-Transformation (DFT). Um das Signal in den Frequenzbereich zu überführen, muss das Fourier-Integral als Summe beschrieben werden [212]. Mit Kenntnis über die ganzzahlige Anzahl N der diskreten Abtastpunkte lässt sich die DFT wie folgt beschreiben:

$$H(k \cdot \Delta f) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n \cdot \Delta t) \cdot e^{-j2\pi k \cdot \Delta f \cdot n \cdot \Delta t} \cdot \Delta t = \Delta t \cdot \sum_{n=0}^{N-1} h(n \cdot \Delta t) \cdot e^{-j2\pi k \cdot \Delta f \cdot n \cdot \Delta t} \quad (\text{A.1})$$

Bei der DFT wird das Signal im Zeitbereich als $h(n \cdot \Delta t)$ dargestellt, wobei n die Laufvariable der Abtastpunkte von 0 bis $N-1$ kennzeichnet. Die Variable Δt repräsentiert die festen Abtastzeitintervalle, während die daraus resultierenden Abtastfrequenzintervalle Δf genannt werden. Das aus der DFT resultierende Signal im Frequenzbereich ist ebenfalls diskret und besitzt die Laufvariable k . Wird angenommen, dass N Abtastungen des Signals im Zeitbereich vorliegen und genauso viele Abtastintervalle auch im Frequenzbereich vorzufinden sind, dann kann Δf wie folgt ersetzt werden:

$$\Delta f = \frac{1}{N \cdot \Delta t} \quad (\text{A.2})$$

So kann die Gleichung A.1 wie folgt umgeformt werden, wobei der Vorfaktor Δt zur Normierung üblicherweise weggelassen werden kann:

$$H(k \cdot \Delta f) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n \cdot \Delta t) \cdot e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} \quad (\text{A.3})$$

Die Rücktransformation erfolgt dann mittels folgender Gleichung:

$$h(n \cdot \Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H(k \cdot \Delta f) \cdot e^{j2\pi k \frac{n}{N}} \quad (\text{A.4})$$

A.2 Fast Fourier-Transformation (FFT)

An der Gleichung A.3 ist unschwer zu erkennen, dass die DFT viele Rechenoperationen und –schritte wie die Addition und die Multiplikation mit reellen und komplexen Zahlen benötigt [213]. Daher ist die direkte DFT-Berechnung insbesondere für Mikroprozessoren und DSPs nicht sehr effizient. Es ist daher die Fast Fourier-Transformation, kurz FFT, entwickelt worden, um wiederkehrende Rechenoperationen zu vermeiden, berechnete Ergebnisse temporär abzuspeichern und somit die Rechenzeit zu verkürzen.

Es existieren verschiedene Arten der FFT-Berechnung. Der bekannteste FFT Algorithmus stammt von Cooley und Tukey [214]. Der Algorithmus spaltet die Datenlänge in zwei Hälften (jeweils für gerade Nummerierungen und ungerade Nummerierungen) auf und berechnet jeweils die DFTs. So können die Zwischenergebnisse wiederverwendet werden, sodass sich die Hälfte der DFT-Berechnungen einsparen lässt.

A.3 Frequenzbestimmung über das Fourier-Amplitudenspektrum

Nach der Fourier-Transformation lassen sich die Frequenzanteile anhand einer Amplitudenskala aufsplitteln. Wie die Abbildung A.1 verdeutlicht, wird das so entstandene Amplitudenspektrum in einem x-y-Diagramm aufgetragen. Dabei zeigt die Abbildung ein einseitiges Amplitudenspektrum, in der die Grundfrequenz eines periodischen Signals (hier ein sinusförmiges Signal) eindeutig ermittelt werden kann. Da bei einem periodischen Signal der Anteil der Grundfrequenz am meisten vorkommt, sticht im Amplitudenspektrum dieser Wert besonders hervor. Auch bei einem Rauschen von SNR=10dB (siehe Abbildung A.2) ist die Grundfrequenz im Amplitudenspektrum eindeutig sichtbar.

Der theoretische Hintergrund kann über die Fourier-Transformierten von Sinus und Cosinus wie folgt angegeben werden:

$$x(t) = \cos(\omega t) \rightarrow X(f) = \frac{1}{2} \left(\delta\left(f - \frac{\omega}{2\pi}\right) + \delta\left(f + \frac{\omega}{2\pi}\right) \right) \quad (\text{A.5})$$

$$x(t) = \sin(\omega t) \rightarrow X(f) = \frac{1}{2i} \left(\delta\left(f - \frac{\omega}{2\pi}\right) - \delta\left(f + \frac{\omega}{2\pi}\right) \right) \quad (\text{A.6})$$

Somit sind im Amplitudenspektrum zwei Impulse an den Frequenzen $f = \pm\omega/(2\pi)$ ersichtlich, wobei bei einem einseitigen Amplitudenspektrum nur der Impuls in der positiven Hälfte sichtbar ist. Da diese Impulse in der Theorie unendlich groß und in der Praxis dennoch viel größer als die restlichen Frequenzanteile sind, erweist sich die Detektion die Grundfrequenz als einfach.

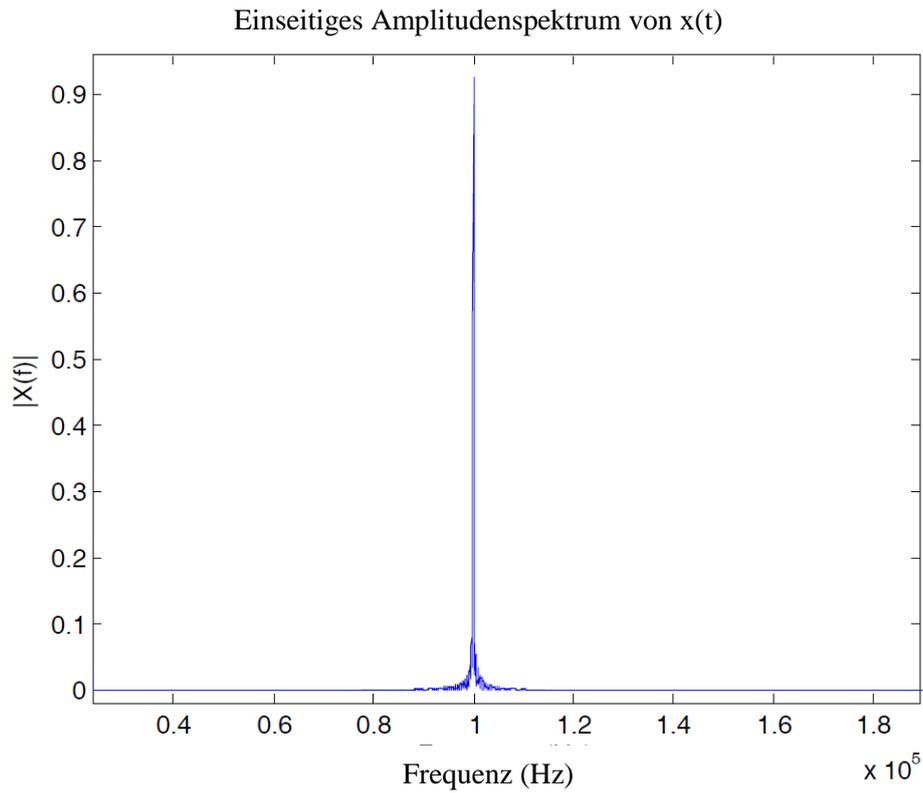


Abbildung A.1: Amplitudenspektrum eines Sinussignals bei 10000Hz und SNR=100dB.

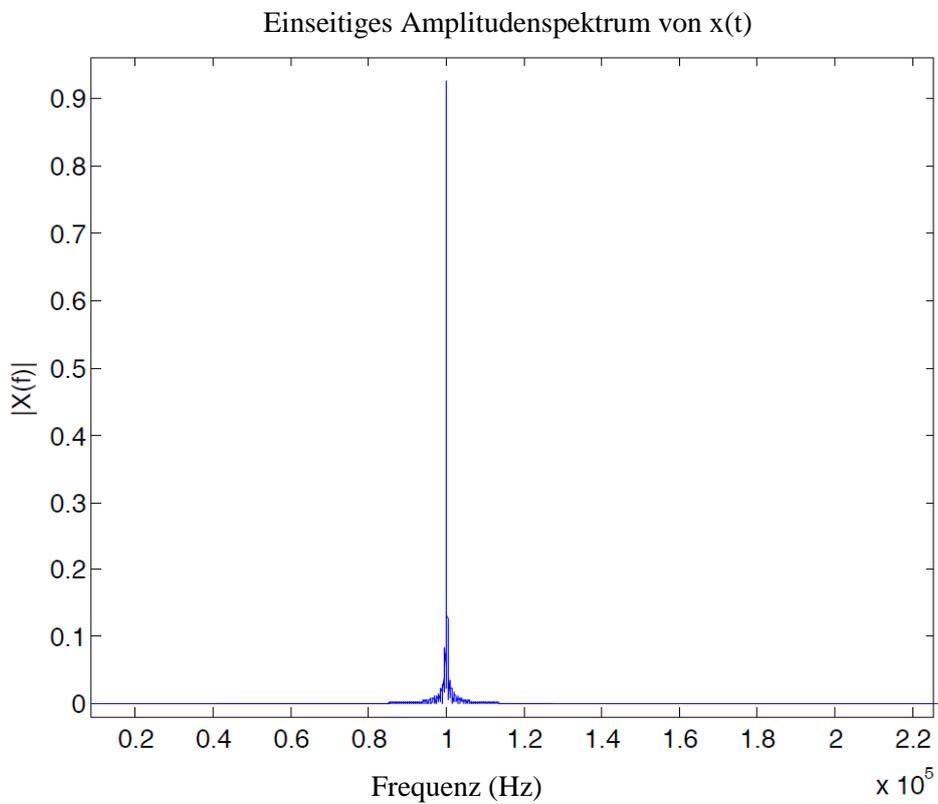


Abbildung A.2: Amplitudenspektrum eines Sinussignals bei 10000Hz und SNR=10dB.

Diese Methode ist in MATLAB implementiert und getestet worden. Dabei erzeugt sie ein sinusförmiges Signal $x(t)$, dessen Amplitude, Phase und Frequenz f eingestellt werden kann. Je nach Bedarf wird auf das Sinussignal ein additives Weißes Gaußsches Rauschen (AWGN) mit einstellbarer SNR (Signal-zu-Rauschverhältnis) hinzugefügt. Die Abtastpunkte pro Periode PP und die Anzahl der Perioden N_p sind auf eine bestimmte Anzahl festgelegt worden, sodass die Abtastfrequenz aus

$$f_s = N_p \cdot PP \cdot f_r \quad (\text{A.7})$$

berechnet werden kann. Durch die einstellbaren Abtastpunkte in einer Periode ist auch die Frequenz des sinusförmigen Signals bestimmbar:

$$f_p = \frac{f_s}{PP} \quad (\text{A.8})$$

Die Fast-Fourier-Transformation (FFT) führt das zeitdiskrete Signal in ein frequenzdiskretes Signal über. Durch die Amplitudenbildung der Fourier-Transformierten $X(f)$ generiert man wiederum das Amplitudenspektrum. Das Ursprungssignal $x(t)$ bestand aus 1000 Perioden und enthielt ein AWGN mit SNR=10dB.

Die Grundfrequenz der Sinusschwingung f_g kann anschließend durch die Bestimmung der Position des Maximums im Fourier-Amplitudenspektrum ermittelt werden. Die Berechnung der Umlauffrequenz f_U erfolgt durch

$$f_U = \frac{f_g}{N_p} \quad (\text{A.9})$$

Durch den Vergleich mit der eingestellten Frequenz ist eine Berechnung der absoluten und relativen Abweichung möglich, damit eine Aussage über die Qualität dieser Methode getroffen werden kann:

$$e_{abs} = |f_r - f_U| \quad (\text{A.10})$$

$$e_{rel} = \frac{e_{abs}}{f_r} \cdot 100\% \quad (\text{A.11})$$

Die folgenden Tabellen A.1 und A.2 zeigen einige Ergebnisse aus unserer Simulation.

Tabelle A.1: Ergebnisse mit 6000 U/min, $PP = 5$ und ohne AWGN.

N_P	PP	f_s (in Hz)	f_r (in Hz)	f_U (in Hz)	e_{abs} (in Hz)	e_{rel} (in %)
100	5	50k	100	99,6094	0,3906	0,3906
200	5	100k	100	100,098	0,0977	0,0977
500	5	250k	100	99,9756	0,0244	0,0244
1k	5	500k	100	99,9756	0,0244	0,0244
2k	5	1M	100	100,006	0,0061	0,0061
5k	5	2,5M	100	100,006	0,0061	0,0061
10k	5	5M	100	99,9985	0,0015	0,0015

Tabelle A.2: Ergebnisse mit 6000 U/min, $PP = 200$ und ohne AWGN.

N_P	PP	f_s (in Hz)	f_r (in Hz)	f_U (in Hz)	e_{abs} (in Hz)	e_{rel} (in %)
100	200	2M	100	100,098	0,0977	0,0977
200	200	4M	100	100,098	0,0977	0,0977
500	200	10M	100	99,9451	0,0549	0,0549
1k	200	20M	100	100,021	0,0214	0,0214
2k	200	40M	100	99,9832	0,0168	0,0168
5k	200	100M	100	100,002	0,0023	0,0023
10k	200	200M	100	100,002	0,0023	0,0023

Die relative Abweichung sinkt mit der Anzahl der Periode N_P . Eine Anhebung der Abtastpunkte PP hat keine merklichen Auswirkungen. Das Verhalten und die relativen Abweichungen sind bei allen eingestellten Drehzahlen von 1 U/min bis 6000 U/min ersichtlich. Zusammenfassend bedeutet dies, dass mehrere Perioden miteinbezogen werden müssen, um die gewünschte Genauigkeit zu erhalten.

B. Frequenz- und Phasenberechnung über Arkussinus/Arkuskosinus

Allgemein wird ein sinusförmiges Signal in dieser Form wiedergegeben:

$$x = A \cdot \sin(2\pi ft + \varphi) + B \quad (\text{B.1})$$

A und B stehen für Amplitude und Offset des Signals und x für den aktuellen Wert, während die Phasenverschiebung mit φ bezeichnet wird. Die Frequenz des Signals wird durch f wiedergegeben. Folglich lässt sich die Gleichung B.1 für die Frequenz wie folgt umformen:

$$f = \frac{1}{2\pi t} \cdot (\arcsin(\frac{x-B}{A}) - \varphi) \quad (\text{B.2})$$

Aus dieser Formel lässt sich somit die Frequenz eindeutig aus einem beliebigen Wert x des Sinussignals bestimmen, wenn die Amplitude A , das Signaloffset B , die Phasenverschiebung φ und auch der Zeitpunkt t für den Wert x bekannt ist.

Für Cosinus kann eine ähnliche Formel hergeleitet werden:

$$x = A \cdot \cos(2\pi ft + \varphi) + B \quad (\text{B.3})$$

und

$$f = \frac{1}{2\pi t} \cdot (\arccos(\frac{x-B}{A}) - \varphi) \quad (\text{B.4})$$

Da die folgenden Gleichungen sowohl für Arkussinus als auch für Arkuskosinus gültig sind, wird im weiteren Verlauf dieses Abschnitts zur besseren Übersichtlichkeit nur der Arkussinus aufgeführt.

Wenn mehrere Punkte des Sinussignals wie beispielsweise x_1 und x_2 bekannt sind, dann lassen sich einige Variablen durch Benutzung beider Gleichungen ersetzen:

$$2\pi ft_1 = \arcsin(\frac{x_1 - B}{A}) - \varphi \quad (\text{B.5})$$

und

$$2\pi ft_2 = \arcsin(\frac{x_2 - B}{A}) - \varphi \quad (\text{B.6})$$

Es ist erkennbar, dass die Phasenverschiebung φ leicht ersetzt werden kann. Wenn man jedoch die digitalen Zeitpunkte t_x genauer betrachtet, dann können diese immer in der Form $t_x = i t_s$ geschrieben werden, wobei t_s die Abtastzeit und i eine ganzzahlige Zählvariable darstellt. So können die vorherigen zwei Gleichungen wie folgt umgeschrieben werden, sofern x_1 und x_2 zwei unmittelbare Nachbarwerte darstellen:

$$2\pi f i \cdot t_s = \arcsin\left(\frac{x_1 - B}{A}\right) - \varphi \quad (\text{B.7})$$

und

$$2\pi f (i + 1) \cdot t_s = \arcsin\left(\frac{x_2 - B}{A}\right) - \varphi \quad (\text{B.8})$$

Durch Subtraktion beider Gleichungen ist dann die zu berechnete Frequenz f nur abhängig von der Amplitude A , dem Signaloffset B , der Abtastzeit t_s und den beiden Signalpunkten x_1 und x_2 :

$$2\pi f T_s = \arcsin\left(\frac{x_2 - B}{A}\right) - \arcsin\left(\frac{x_1 - B}{A}\right) \quad (\text{B.9})$$

Daraus kann nun die Frequenz einer Sinusschwingung berechnet werden:

$$f = \frac{\arcsin\left(\frac{x_2 - B}{A}\right) - \arcsin\left(\frac{x_1 - B}{A}\right)}{2\pi t_s} \quad (\text{B.10})$$

Um dies in der Praxis zu bewerkstelligen, muss die Amplitude A und das Signaloffset B sehr genau bekannt sein. Dazu sollte man am besten eine volle Signalperiode aufnehmen und diese normalisieren, woraus $A=1$ und $B=0$ resultiert. Alternativ können sehr viele Messungen an dem Sinussignal zuvor ausgeführt werden, um durch eine Mittelung oder durch die Fourier-Reihe die beiden Variablen möglichst genau zu bestimmen.

Dennoch bleibt als letzte Hürde das Rauschen, welches das Ergebnis stark verfälschen kann. Eine Möglichkeit besteht in einer Vorfilterung und der anschließenden Bestimmung von Amplitude und Signaloffset des gefilterten Signals. Aber auch durch Betrachtung von mehr als zwei Signalwerten in dieser Berechnung lässt sich eventuell eine Rauschverminderung erreichen. Diese werden in den folgenden zwei Abschnitten vorgestellt.

B.1 Lineare Ausgleichsrechnung

Eine Mittelung kann über die zeitgleiche Berechnung mit mehreren Signalpunkten realisiert werden, um den Einfluss von Rauschen zu vermindern. Im Falle der Frequenzbestimmung durch Arkussinus/Arkuscossinus kann zunächst wie folgt geschrieben werden:

$$\begin{aligned} 2\pi \cdot f \cdot i \cdot T_s &= \arcsin\left(\frac{x_1 - B}{A}\right) - \varphi \\ 2\pi \cdot f \cdot (i + 1) \cdot T_s &= \arcsin\left(\frac{x_2 - B}{A}\right) - \varphi \\ 2\pi \cdot f \cdot (i + 2) \cdot T_s &= \arcsin\left(\frac{x_3 - B}{A}\right) - \varphi \\ \dots & \\ 2\pi \cdot f \cdot (i + n + 1) \cdot T_s &= \arcsin\left(\frac{x_n - B}{A}\right) - \varphi \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

Für eine übersichtlichere Form kann die Vektor-Matrix-Schreibweise herangezogen werden:

$$P \times \begin{bmatrix} f \\ \varphi \end{bmatrix} = Q \quad (\text{B.12})$$

$$\begin{bmatrix} 2\pi \cdot i \cdot T_s & 1 \\ 2\pi \cdot (i+1) \cdot T_s & 1 \\ \dots & \dots \\ 2\pi \cdot (i+n+1) \cdot T_s & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} f \\ \varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \arcsin\left(\frac{x_1 - B}{A}\right) \\ \arcsin\left(\frac{x_2 - B}{A}\right) \\ \dots \\ \arcsin\left(\frac{x_n - B}{A}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{B.13})$$

Es handelt sich nun um ein überbestimmtes Gleichungssystem, da nur zwei unbekannte Variablen, aber mehr als zwei Gleichungen vorhanden sind. Um das Gleichungssystem zu lösen, bedarf es der linearen Ausgleichsrechnung, die unter anderem in [141] detaillierter erläutert wird. Daraus kann gleichzeitig die Frequenz f und das Phasenoffset φ berechnet werden.

Jedoch existiert ein Problem bei den Extrempunkten eines sinusförmigen Signals. Durch die Unstetigkeit eines Sinussignals heben sich bei der linearen Ausgleichsrechnung die berechneten Werte aufgrund der Symmetrie teilweise oder ganz auf. Das folgende Beispiel veranschaulicht diese Problematik:

Es wird eine lineare Ausgleichsrechnung mit fünf Werten angenommen. Bei einer stetig steigenden Stelle des Sinussignals sieht die Matrix P und der Wertevektor Q wie folgt aus:

$$P = \begin{bmatrix} 0,0126 & 1 \\ 0,0132 & 1 \\ 0,0138 & 1 \\ 0,0145 & 1 \\ 0,0151 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad Q = \begin{bmatrix} 1,2566 \\ 1,3195 \\ 1,3823 \\ 1,4451 \\ 1,5080 \end{bmatrix}$$

Sowohl die erste Spalte der Matrix P als auch der Wertevektor Q ist stetig steigend, sodass bei der linearen Ausgleichsrechnung ein gleichbleibender positiver Steigungswert berechnet wird. An einem Extrempunkt, hier an einem lokalen Maximum, ändert sich jedoch die Matrix P und der Wertevektor Q wie folgt:

$$P = \begin{bmatrix} 0,0138 & 1 \\ 0,0145 & 1 \\ 0,0151 & 1 \\ 0,0157 & 1 \\ 0,0163 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad Q = \begin{bmatrix} 1,3823 \\ 1,4451 \\ 1,5080 \\ 1,5708 \\ 1,5080 \end{bmatrix}$$

Hier ist ersichtlich, dass der letzte Wert des Vektors Q mit dem mittleren Wert identisch ist, sodass die beiden Werte sich bei der linearen Ausgleichsrechnung nahezu abheben. Es kommt zu einer geringeren Steigung.

Wie der untenstehende Vektor Q mit der dazugehörigen Berechnungsmatrix P zeigt, verursacht eine volle Symmetrie im Vektor Q eine nahezu vollständige Eliminierung der identischen Wertepaare.

$$P = \begin{bmatrix} 0,0145 & 1 \\ 0,0151 & 1 \\ 0,0157 & 1 \\ 0,0163 & 1 \\ 0,0170 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad Q = \begin{bmatrix} 1,4451 \\ 1,5080 \\ 1,5708 \\ 1,5080 \\ 1,4451 \end{bmatrix}$$

Diese Steigungsvariationen an den Extremstellen lassen sich in einer grafischen Darstellung der berechneten Phase φ gut erkennen (vgl. Abbildung B.1). Statt einem idealen Dreiecksignal verlaufen die Spitzen eher rundlich.

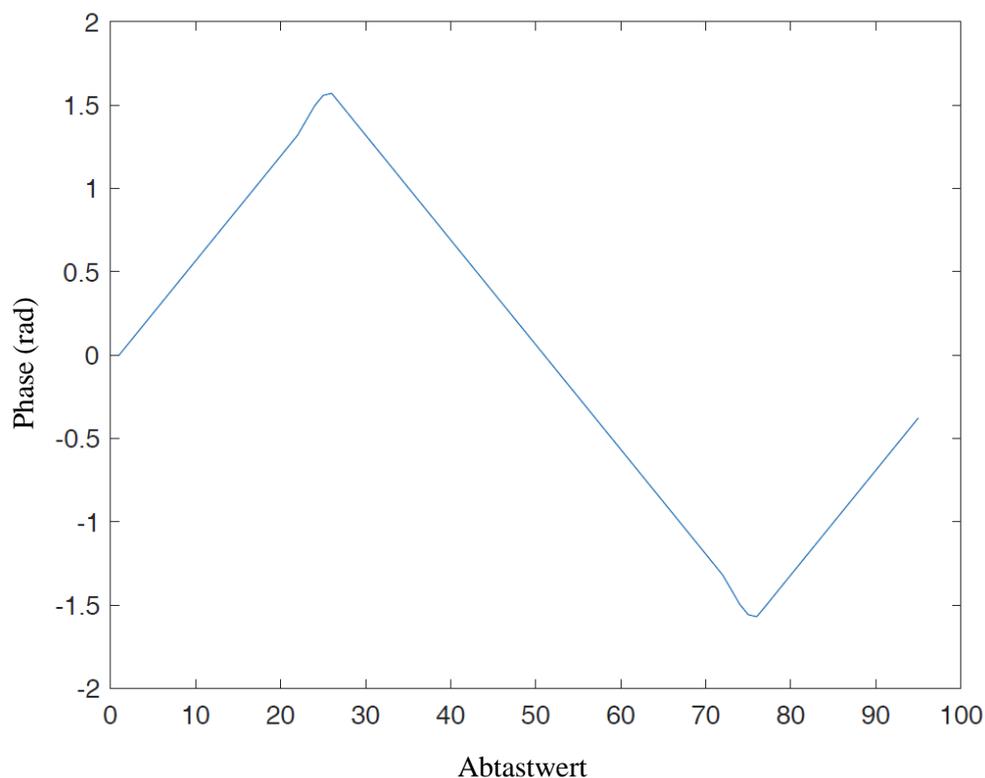


Abbildung B.1: Berechnete Phase aus der Linearen Ausgleichsrechnung mit fehlerhaften Steigungen an den Extrempunkten.

Dies hat zur Folge, dass Peaks bei der Frequenzberechnung entstehen (siehe Abbildung B.2). Je mehr Werte sich für die Mittelung in dem Vektor Q befinden, desto breiter erweisen sich diese „Täler“, da mehr Werte im Vektor zueinander symmetrisch sind und sich bei der Berechnung aufheben. Bei einem Vektor Q mit drei Werten, wo es nur einen symmetrischen Fall gibt, kann

der sogenannte Hampel-Filter Abhilfe schaffen, um den gestörten Wert an den Nachbarwerten zu approximieren [215]. Dennoch bedeutet dies weiteren Implementierungs- und Rechenaufwand, was je nach Einsatzsituation und -ziel bedingt oder gar nicht angewendet werden kann.

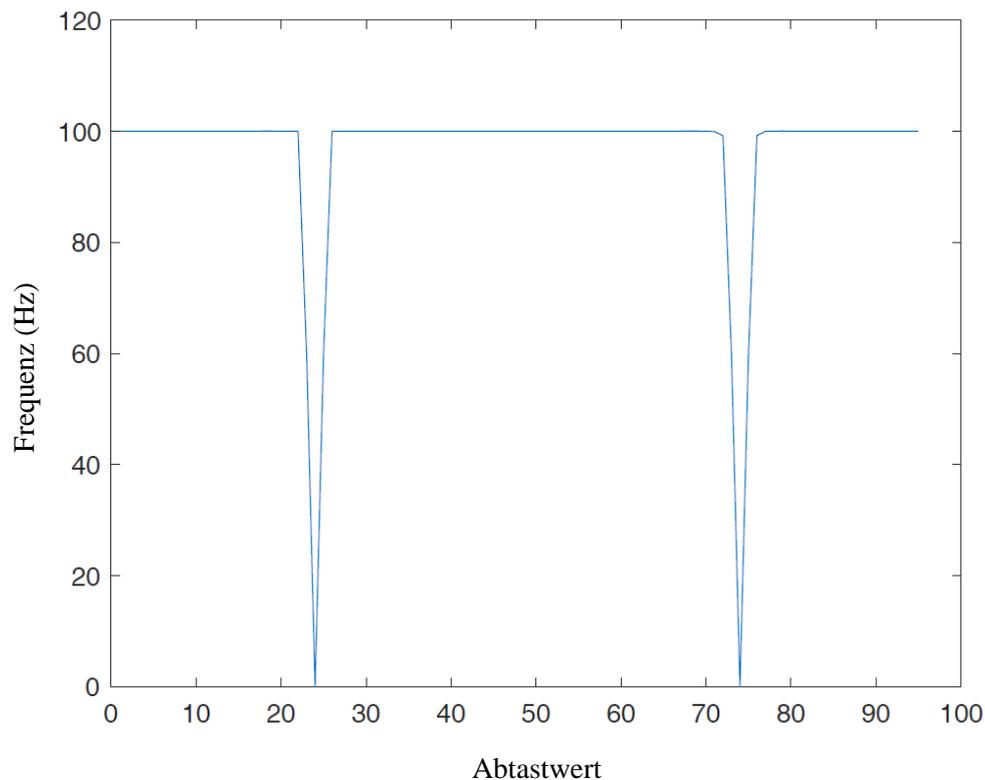


Abbildung B.2: Berechnete Frequenz aus der linearen Ausgleichrechnung mit fehlerhaften Peaks an den Extrempunkten.

B.2 Mittelung von mehreren berechneten Werte

Wenn nur zwei Werte bei der linearen Ausgleichsrechnung verwendet werden, entspricht es der direkten Berechnung. Um hierzu die Störung durch Rauschen usw. zu kompensieren, kann über die berechneten Ergebnisse gemittelt werden. Die Tabellen B.1, B.2 und B.3 zeigen die relativen Abweichungen bei $\text{SNR}=50\text{dB}$ mit Mittelung über drei Werten, bei $\text{SNR}=30\text{dB}$ über Mittelung mit 20 Werten und bei $\text{SN}=20\text{dB}$ mit Mittelung über 30 Werten. Es sind das gleichverteilte Weiße Gaußsche Rauschen und 100 Punkte pro Signalperiode verwendet worden. Die Amplitude und das Offset können in dieser Simulation frei eingestellt werden und sind demnach bekannt.

Aus diesen Ergebnissen kann zusammengefasst werden, dass für diese Methode ein rauscharmes Eingangssignal die grundlegende Voraussetzung darstellt. Eine gleitende Mittelwertberechnung über mehrere Ergebniswerte hat geringe bis keine Auswirkungen, wenn die einzelnen Ergebnisse schon sehr verstreut zueinander liegen.

Generell besteht die größte Schwierigkeit bei diesem Verfahren in der korrekten Eingabe der Signalamplitude und des Signaloffsets. Jede kleine Abweichung in diesen zwei Variablen kann

sich sehr empfindlich auf die Messergebnisse auswirken. Daher muss das Eingangssignal besonders rauscharm und vor allem stabil anliegen, was in der Praxis mit sehr viel schaltungstechnischen Aufwand verbunden ist. Daher kann zusammenfassend gesagt werden, dass diese Methode zwar in der Theorie funktioniert, aber noch große Hürden bei der Praxistauglichkeit bestehen.

Tabelle B.1: Mittelung über drei berechnete Werten bei SNR=50dB.

Messung	Mittlere Relative Abweichung (%)	Standardabweichung (%)
1	-0,0015	0,0516
2	0,0009	0,0464
3	-0,0093	0,0467
4	-0,0043	0,0456
5	-0,0049	0,0402
6	-0,0026	0,0539
7	-0,0046	0,0439
8	-0,0206	0,0621
9	0,0036	0,0590
10	-0,0036	0,0397

Tabelle B.2: Mittelung über 20 berechnete Werten bei SNR=30dB.

Messung	Mittlere Relative Abweichung (%)	Standardabweichung (%)
1	-0,0249	0,2992
2	-0,0037	0,1666
3	0,0639	0,2722
4	0,2204	0,4015
5	0,0270	0,2623
6	-0,0374	0,1687
7	0,0882	0,2207
8	0,1256	0,2105
9	-0,0087	0,3071
10	0,0232	0,1788

Tabelle B.3: Mittelung über 30 berechnete Werten bei SNR=20dB.

Messung	Mittlere Relative Abweichung (%)	Standardabweichung (%)
1	0,3489	0,6654
2	0,1958	0,6845
3	-0,1082	0,3854
4	0,8676	1,3385
5	0,2536	0,6044
6	-0,4879	0,6591
7	0,2060	0,4009
8	0,3633	0,6430
9	0,0433	0,5811
10	0,0098	0,5352

C. Danksagung

Mein besonderer Dank gilt Herrn Professor Dr.-Ing. Ralph Kennel für seine Betreuung und für seine Offenheit, sich dieser Arbeit im Rahmen einer Industrie- bzw. externen Promotion anzunehmen. Seine Fragen, Anregungen sowie die offene Atmosphäre, die er am Lehrstuhl für Elektrische Antriebssysteme und Leistungselektronik schafft, haben mir bei der Bearbeitung und Erstellung dieser Arbeit sehr geholfen.

Reichlich Dank gebührt allen Mitarbeitern am Lehrstuhl für Elektrische Antriebssysteme und Leistungselektronik für die freundliche und kollegiale Aufnahme, die sie den externen Doktoranden entgegenbringen. Gerade die Möglichkeiten zur offenen Diskussion, die über Firmengrenzen hinweg und trotz der räumlichen Trennung immer möglich ist, möchte ich besonders herausheben.

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Entwicklungsingenieur bei der Firma ChenYang Technologies GmbH & Co. KG in Finsing. Besonders möchte ich mich aus diesem Grund bei Herrn Dr.-Ing. habil. Jigou Liu für die Initiierung und sowie das entgegengebrachte Vertrauen während der Bearbeitung des Themas bedanken. Er war und ist ein wertvoller und freundschaftlicher Diskussionspartner, der mit seinen Fragen, seiner Kritik aber auch mit seinen Anregungen im richtigen Moment einen großen Anteil am Gelingen dieser Arbeit hat.

Weiterhin möchte ich mich bei meiner Frau Kai Huang insbesondere für ihre Geduld, für ihr Verständnis und für ihre Unterstützung während meiner Promotion bedanken, auf die ich jederzeit zählen konnte, obwohl wir auf viel gemeinsame Zeit an Abende und Wochenenden verzichten mussten. Mein Dank richtet sich auch an meinen Eltern und Geschwistern dafür, dass sie mich zu jedem Zeitpunkt auf diesem Weg unterstützt und ermutigt haben.

Zu guter Letzt gilt mein Dank den Firmenkollegen und meinen betreuten Studenten während dieser Zeit, die mir allesamt wertvolle Ratschläge, Hilfestellungen und Unterstützungen für diese Arbeit geliefert haben.

Literaturverzeichnis

- [1] H. Groß, J. Hamann, and G. Wiegärtner, *Elektrische Vorschubantriebe in der Automatisierungstechnik: Grundlagen, Berechnung, Bemessung*, 2nd ed. Publicis MCD Verlag, 2006.
- [2] J.-C. Feltes, “Methoden der Regelungstechnik.”
- [3] R. M. Kennel, “Vorlesung „Elektrische Aktoren und Sensoren in geregelten Antrieben“: Drehzahl- und Positionsgeber als Rückführzweig in geregelten Antrieben,” Technische Universität München, München.
- [4] P. Drabarek and R. M. Kennel, “Are interferometric encoders a reasonable alternative in servo drive applications?,” *Proc. 4th IET Conf. Power Electron. Mach. Drives PEMD 2008*, pp. 149–153, 2008.
- [5] W. Roddeck, *Einführung in die Mechatronik*, 4th ed. Vieweg+Teubner Verlag, 2012.
- [6] E. Hering, R. Martin, and M. Stohrer, *Physik für Ingenieure*, 11th ed. Springer, 2012.
- [7] R. P. Feynman, R. B. Leighton, and M. Sands, *The Feynman Lectures on Physics*, New Millen. Basic Books, 2011.
- [8] SEW Eurodrive, “Praxis der Antriebstechnik,” *Antriebstechnik*, no. 4, 1997.
- [9] J. T. Friedmann, “Reduktion des Sensorikbedarfs in der industriellen Antriebstechnik,” Technische Universität München, 2016.
- [10] J. Figueiredo, “Resolver models for manufacturing,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 8, pp. 3693–3700, 2011.
- [11] S. Hesse and G. Schnell, *Sensoren für die Prozess- und Fabrikautomation: Funktion - Ausführung - Anwendung*, 6th ed. Springer Vieweg, 2014.
- [12] Lenze SE, “Prinzip der Resolverfehlerkorrektur,” 2010.
- [13] Fritz Kübler GmbH, “Inkrementale Drehgeber,” 2014.
- [14] R. Merry, R. Van De Molengraft, and M. Steinbuch, “Error modeling and improved position estimation for optical incremental encoders by means of time stamping,” *Proc. Am. Control Conf.*, pp. 3570–3575, 2007.
- [15] K. Pogorzelski and F. Hillenbrand, “Inkrementalgeber – Funktionsprinzip und grundsätzliche Auswertemöglichkeiten ihrer Signale,” vol. 43, no. 0, pp. 59–62, 2007.
- [16] FRABA B.V., “INKREMENTALGEBER FUNKTIONSWEISE.” [Online]. Available: <https://www.posital.com/de/produkte/schnittstelle/incremental/inkrementale-drehgeber.php>. [Accessed: 27-Jul-2016].
- [17] Pepperl+Fuchs Group, “Incremental Encoder Output Signal Overview.”
- [18] Fritz Kübler GmbH, “Grundlagen Drehgeber,” 2011.
- [19] T. Kojima, Y. Kikuchi, S. Seki, and H. Wakiwaka, “Study on high accuracy optical encoder with 30 bits,” *8th IEEE Int. Work. Adv. Motion Control 2004 AMC 04*, pp. 493–498, 2004.
- [20] J. Best, “Inkrementalgeber,” 2000.
- [21] U. Kiencke and K. Dostert, “Praktikum : Versuch 1 Digitale Drehzahlmessung mit dem μC 80C517A,” Universität (TH) Karlsruhe.
- [22] Y. Li, F. Gu, G. Harris, A. Ball, N. Bennett, and K. Travis, “The measurement of instantaneous angular speed,” *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 19, no. 4, pp. 786–805, 2005.
- [23] R. Petrella, M. Tursini, L. Peretti, and M. Zigliotto, “Speed measurement algorithms for low-resolution incremental encoder equipped drives: A comparative analysis,” *Int. Aegean Conf. Electr. Mach. Power Electron. Electromotion ACEMP’07 Electromotion’07 Jt. Conf.*, pp. 780–787, 2007.
- [24] “Praktikum zur Vorlesung Mess- und Sensortechnik - Versuchsanleitung Frequenz- und

- Drehzahlmessung,” Technische Universität Dresden, 2013.
- [25] H. Czichos, *Die Grundlagen der Ingenieurwissenschaften*, 31st ed. Springer, 2000.
- [26] H.-R. Tränkler and G. Fischerauer, *Das Ingenieurwissen: Messtechnik*. Springer, 2014.
- [27] M. Kurt, C. Atilgan, and M. E. Berberler, “A DYNAMIC PROGRAMMING APPROACH FOR GENERATING N-ARY REFLECTED GRAY CODE LIST,” *Ege Univ. J. Fac. Sci.*, vol. 37, no. 1, pp. 31–37, 2013.
- [28] H. Lohninger, “Gray-Code,” *Angewandte Mikroelektronik*, 2011. [Online]. Available: http://www.vias.org/mikroelektronik/dig_graycode.html. [Accessed: 02-Aug-2016].
- [29] A. T. Phillips, M. R. Wick, and E. Claire, “A Dynamic Programming Approach to Generating a Binary Reflected Gray Code Sequence.”
- [30] M. M. Ali and M. S. K. Rumi, “Parallel binary reflected Gray code sequence generation on multicore architectures,” *Int. J. Parallel, Emergent Distrib. Syst.*, vol. 29, no. 5, pp. 513–520, 2014.
- [31] U. Berger, K. Miyamoto, H. Schwichtenberg, and H. Tsuiki, “Logic for gray-code computation,” no. 612638, pp. 1–42.
- [32] E. Hering and G. Schönfelder, *Sensoren in Wissenschaft und Technik: Funktionsweise und Einsatzgebiete*. Vieweg+Teubner Verlag, 2012.
- [33] Allegro MicroSystems Inc., “Hall-effect IC applications guide,” 27701–AN, Rev. 2, 2011.
- [34] Baumer Electric AG, “Magnetische Drehgeber sind stark im Kommen,” *Polyscope 8/08*, pp. 20–23, 2008.
- [35] E. Ramsden, *Hall-Effect Sensors*, 2nd ed. Amsterdam/London/New York etc., 2006.
- [36] AKM Semiconductor Inc., “Hall-Effect Sensors Applications Guide.”
- [37] Honeywell Inc., “Hall Effect Sensing and Application,” *Sens. Control*, p. 126, 2011.
- [38] Melexis Microelectronic Systems, “Hall-Effect Geartooth Sensor.” [Online]. Available: <http://www.melexis.com/Assets/Hall-Effect-Geartooth-Sensor--3721.aspx>. [Accessed: 18-Jan-2013].
- [39] Renishaw plc, “Non-contact Position Encoders,” L-9517-9494-01, 2012.
- [40] E. Eitel, “Basics of Rotary Encoders: Overview and New Technologies,” *Machine Design*, 2014. [Online]. Available: <http://machinedesign.com/sensors/basics-rotary-encoders-overview-and-new-technologies-0>. [Accessed: 03-Aug-2016].
- [41] iC-Haus, “Absolute Encoder Design : Magnetic or Optical ?,” *iC-Haus GmbH*, pp. 1–10, 2012.
- [42] R. P. Jastrzebski *et al.*, “Modelling and Evaluation of Radial-Axial PCB Capacitive Position Sensor Prototype Keywords Prototype model and 3D FEM simulations Principles of operation,” in *EPE'14-ECCE Europe*, 2014.
- [43] Camille Bauer Ltd., “KINAX 2W2-SSI Capacitive Absolute Encoder Single-turn with SSI Interface,” 2004.
- [44] Dr. Johannes Heidenhain GmbH, “Absoluter induktiver Drehgeber in kleiner Bauform erschließt neue Anwendungen,” *messtec drives Automation*, 2005.
- [45] J. G. Liu and Z. Zheng, “Mathematical Models of Gear Tooth Speed Sensors With Dual Outputs,” *Jt. Int. IMEKO*, pp. 82–86, 2011.
- [46] J. Lu and J. G. Liu, “Parameter Optimization of Hall Effect Gear Tooth Speed Sensors,” *PCIM Eur. 2012 Conf.*, no. May, pp. 8–10, 2012.
- [47] C. Liu, J. Lu, and J. G. Liu, “Design of Hall Effect Gear Tooth Speed Sensors by Using Magnetic Field Simulation,” in *AMA Conferences 2013 - Sensor 2013*, 2013, pp. 675–679.
- [48] C. Liu, J. Qiu, and J. G. Liu, “Rotational Speed Direction Detection Based on the Output Duty Cycle of a Differential Hall Effect Gear Tooth Sensor,” in *AMA Kongresse 2015 SENSOR 2015 - IRS2 2015*, 2015, pp. 780–785.

- [49] W. Bian, X. Wu, and X. Wang, "A NOVEL ELECTRET ROTATIONAL SPEED SENSOR," in *MEMS 2014*, 2014, pp. 684–687.
- [50] H. Sun, J. G. Liu, Q. Zhang, and X. N. Li, "Optical Reflective Gear Tooth Sensor with Application to Rotational Speed Measurement," in *PCIM Europe 2015 Conference*, 2015, no. May, pp. 19–21.
- [51] D. Levy, "Numerical Differentiation," University of Maryland, 2010.
- [52] M. Kiefer, "Akustische Drehzahlmessung und aggressive Umgebungen," *A&D Kompendium*, pp. 180–181.
- [53] G. Chase, "Sagnac Interferometer," 2012.
- [54] S. Heusler, "Ein elementarer Zugang zum Sagnac-Effekt," *PhyDid B-Didaktik der Phys. zur ...*, pp. 1–5, 2011.
- [55] F. Durst, A. Melling, J. H. Whitelaw, and C. P. Wang, "Principles and Practice of Laser-Doppler Anemometry," *Journal of Applied Mechanics*, vol. 44, no. 3, p. 518, 1977.
- [56] L. E. Drain, *The Laser Doppler Technique*. John Wiley & Sons, 1980.
- [57] L. E. Drain and B. C. Moss, "The frequency shifting of laser light by electro-optic techniques," *Opto-electronics*, vol. 4, no. 4, pp. 429–439, 1972.
- [58] J. Czarske, "Laser-Doppler-Sensortechnik mit Auflösungen jenseits des Beugungslimits," 2011.
- [59] A. Pruijboom, M. Schemmann, J. Hellmig, J. Schutte, H. Moench, and J. Pankert, "VCSEL-based miniature laser-Doppler interferometer," vol. 6908, no. 1, p. 69080I–69080I–7, 2008.
- [60] A. Pruijboom *et al.*, "A VCSEL-based miniature laser-self-mixing interferometer with integrated optical and electronic components," *Proc. SPIE*, vol. 7221, p. 72210S–72210S–12, 2009.
- [61] H. Sun, J. G. Liu, Q. Zhang, and R. M. Kennel, "Self-mixing interferometry for rotational speed measurement of servo drives," *Appl. Opt.*, vol. 55, no. 2, p. 236, 2016.
- [62] L. Keruevan, H. Gilles, S. Girard, and M. Laroche, "Two-dimensional velocity measurements with self-mixing technique in diode-pumped Yb: Er glass laser," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 16, no. 7, pp. 1709–1711, 2004.
- [63] Y. Xu, "Study of Rotational Speed Measurement Based on Laser Mouse Sensor with Applications to Electric Driving Systems," Technische Universität München, 2015.
- [64] C. Liu, Y. Xu, J. G. Liu, H. Sun, and R. M. Kennel, "Rotational Speed Measurement Based on Laser Mouse Sensors," in *18. GMA/ITG-Fachtagung Sensoren und Messsysteme 2016*, 2016, pp. 540–545.
- [65] C. Liu, Y. Xu, J. G. Liu, H. Sun, and R. M. Kennel, "Rotational Speed Measurement Based on Avago ADNS - 9800 Laser Mouse Sensor," in *PCIM Europe 2016 Conference*, 2016, pp. 3–7.
- [66] F. Lin, "Design and Optimization of Laser Driver and Pre-processing Circuit for Self-mixing Interferometric Speed Sensor," Technische Universität München, 2016.
- [67] G. Giuliani, M. Norgia, S. Donati, and T. Bosch, "Laser diode self-mixing technique for sensing applications," *J. Opt. A Pure Appl. Opt.*, vol. 4, no. 6, pp. S283–S294, 2002.
- [68] L. Krehut, J. Hast, E. Alarousu, and R. Myllyla, "Low cost velocity sensor based on the self-mixing effect in a laser diode," *Optoelectron. Rev.*, vol. 11, no. 4, pp. 313–320, 2003.
- [69] R. W. C. G. R. Wijshoff *et al.*, "PPG motion artifact handling using a self-mixing interferometric sensor," *Opt. Fibers, Sensors, Devices Biomed. Diagnostics Treat. XI, Proc. SPIE Vol.7894*, vol. 7894, p. 78940F–1–13, 2011.
- [70] D. Font, M. Tresanchez, T. Pallejà, M. Teixidó, and J. Palacín, "Characterization of a low-cost optical flow sensor when using an external laser as a direct illumination source," *Sensors*, vol. 11, no. 12, pp. 11856–11870, 2011.
- [71] B. A. Wandell, A. El Gamal, and B. Girod, "Common principles of image acquisition systems and biological vision," *Proc. IEEE*, vol. 90, no. 1, pp. 5–17, 2002.

- [72] M. Bachratý and M. Žalman, “2D Position Measurements With Optical Laser,” in *NSSS Slovakia*, 2010, pp. 20–23.
- [73] I. Nagai, K. Watanabe, K. Nagatani, and K. Yoshida, “Noncontact position estimation device with optical sensor and laser sources for mobile robots traversing slippery terrains,” in *IEEE/RSJ 2010 International Conference on Intelligent Robots and Systems, IROS 2010 - Conference Proceedings*, 2010, pp. 3422–3427.
- [74] R. Pallàs-Areny, “Amplifiers and Signal Conditioners,” in *Electrical Measurement, Signal Processing, and Displays*, 2003, pp. 20-1-20–33.
- [75] D. Ashlock and A. Warren, “Leitfaden zur Signalkonditionierung.”
- [76] Axon Instruments Inc., “Signal Conditioning and Signal Conditioners,” in *The Axon Guide for Electrophysiology & Biophysics Laboratory Techniques*, vol. 84, no. 5, 1997, pp. 664–670.
- [77] K.-D. Kammeyer and K. Kroschel, *Digitale Signalverarbeitung. Filterung und Spektralanalyse*, 7th ed. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2009.
- [78] J. Franz, *EMV: Störungssicherer Aufbau elektronischer Schaltungen*, 5th ed. Springer Vieweg, 2012.
- [79] F. Winkler and S. Sommer, “Skript zur Vorlesung ‘Digitale Systeme,’” Humboldt-Universität zu Berlin, 2010.
- [80] Duden, “Rotation.” [Online]. Available: <http://www.duden.de/rechtschreibung/Rotation>. [Accessed: 19-Feb-2017].
- [81] H. Stöcker, *Taschenbuch der Physik*, 4th ed. Frankfurt am Main: Verlag Harri Deutsch, 2000.
- [82] T. Atkins and M. Escudier, *A Dictionary of Mechanical Engineering*. Oxford University Press, 2013.
- [83] G. S. Gordon, “Let’s Talk Accuracy.”
- [84] Danaher Industrial Controls, “Encoder Application Handbook,” pp. 1–16, 2003.
- [85] E. Schrüfer, *Elektrische Messtechnik - Messung elektrischer und nichtelektrischer Größen*, 6th ed. Munich, Germany: Carl Hanser Verlag, 1995.
- [86] R. Parthier, *Messtechnik: Grundlagen und Anwendungen der elektrischen Messtechnik*, 8th ed. Springer Vieweg, 2016.
- [87] Dr. Johannes Heidenhain GmbH, “Drehgeber,” 2015.
- [88] R. M. Kennel, “Why Do Incremental Encoders Do a Reasonably Good Job in Electrical Drives with Digital Control ?,” *41th IEEE IAS 2006 Annu. Meet.*, vol. 0, no. c, 2006.
- [89] D. Meyer and K. Rohrmann, “Labor Regelungstechnik Versuch 4 – Inbetriebnahme eines digitalen Antriebs,” Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften.
- [90] K. Müller, “Umdruck zur Vorlesung ‘Regelungs-, Aktuator- und Sensortechnik,’” Hochschule Bremerhaven, Bremerhaven, 2003.
- [91] C. Liu, R. M. Kennel, J. G. Liu, and H. Sun, “Geber zur direkten Erfassung der Drehgeschwindigkeit speziell für Antriebe mit digitaler Regelung,” in *Forschungsvereinigung Antriebssysteme e.V., Sitzung des Projektbegleitenden Ausschusses „Sensorik für Antriebssysteme“*, 2014.
- [92] A. J. Schwab, *Begriffswelt der Feldtheorie: Elektromagnetische Felder, Maxwell-Gleichungen, Gradient, Rotation, Divergenz*, 7th ed. Springer Vieweg, 2013.
- [93] O. Kilgenstein, *Schaltnetzteile in der Praxis*. Vogel Business Media GmbH & Co. KG, 1992.
- [94] A. Peters and U. Müller, “E5 Gleichrichterschaltungen,” Humboldt-Universität zu Berlin, 2015.
- [95] O. Optoelectronics, “Photodiode Characteristics and Applications.”
- [96] E. Schrüfer, *Signalverarbeitung: Numerische Verarbeitung digitaler Signale*. Munich, Germany: Carl Hanser Verlag, 1990.
- [97] M. Meyer, *Signalverarbeitung: Analoge und Digitale Signale, Systeme und Filter*, 6th ed.

- Vieweg+Teubner Verlag, 2011.
- [98] P. A. Höher, *Grundlagen der digitalen Informationsübertragung*, 2nd ed. Springer Vieweg, 2013.
 - [99] S. Chen, D. Li, and X. Wei, “Accurate frequency estimation of real sinusoid signal,” *ICSPS 2010 - Proc. 2010 2nd Int. Conf. Signal Process. Syst.*, vol. 3, pp. 370–372, 2010.
 - [100] W. Xiong, “Signal Processing of Rotational Position and Speed Sensor,” Technische Universität München, 2016.
 - [101] D. Agrež, “Frequency Estimation in the Measurement Time Below One Period,” 2015.
 - [102] G. H. Choi, W. S. Ra, T. S. Yoon, and J. B. Park, “Low-Cost Tachometer based on the Recursive Frequency Estimation for Automotive Applications,” pp. 46–49, 2007.
 - [103] S. Y. Park, Y. S. Song, H. J. Kim, and J. Park, “Improved method for frequency estimation of sampled sinusoidal signals without iteration,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 60, no. 8, pp. 2828–2834, 2011.
 - [104] P. Händel, “Properties of the IEEE-STD-1057 four-parameter sine wave fit algorithm,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 49, no. 6, pp. 1189–1193, 2000.
 - [105] Dr. Johannes Heidenhain GmbH, “Interfaces of HEIDENHAIN Encoders,” 2013.
 - [106] M. Staebler, “TMS320F240 DSP-Solution for High- Resolution Position with Sin/Cos-Encoders,” 1998.
 - [107] Delta Tau Data Systems Inc., “Evolution of Sinusoidal Encoder Interpolators,” 2014.
 - [108] iC-Haus, “High-Precision Sine/Cosine Interpolation.”
 - [109] J. G. Liu and C. Liu, “Verfahren und Vorrichtung zur direkten Erfassung der Drehgeschwindigkeit mittels Drehzahlgeber,” DE1020140157458, 2014.
 - [110] Atmel Corporation, “AVR182: Zero Cross Detector,” 2003.
 - [111] J. G. Liu, *Eigenkalibrierende Meßverfahren und deren Anwendungen bei den Messungen elektrischer Größen*. VDI Verlag GmbH, 2000.
 - [112] J. G. Liu, “Self-correction algorithms and applications to digital signal processing,” *Measurement*, vol. 31, no. 2, pp. 107–116, 2002.
 - [113] K.-D. Kammeyer, *Nachrichtenübertragung*, 4th ed. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2008.
 - [114] L. von Wangenheim, *Analoge Signalverarbeitung: Systemtheorie, Elektronik, Filter, Oszillatoren, Simulationstechnik*. Vieweg+Teubner Verlag, 2010.
 - [115] Züricher Hochschule für Angewandte Wissenschaften, “Analoge aktive Filter,” pp. 1–24, 2009.
 - [116] J. Karki, “Analysis of the Sallen-Key Architecture Application Report,” 1999.
 - [117] R. W. Schafer, “What is a savitzky-golay filter?,” *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 28, no. 4, pp. 111–117, 2011.
 - [118] J. Luo, K. Ying, and J. Bai, “Savitzky-Golay smoothing and differentiation filter for even number data,” *Signal Processing*, vol. 85, no. 7, pp. 1429–1434, 2005.
 - [119] J. Chen, P. Jönsson, M. Tamura, Z. Gu, B. Matsushita, and L. Eklundh, “A simple method for reconstructing a high-quality NDVI time-series data set based on the Savitzky-Golay filter,” *Remote Sens. Environ.*, vol. 91, no. 3–4, pp. 332–344, 2004.
 - [120] D. SRIPATHI, “Efficient Implementations of Discrete Wavelet Transforms Using FPGAs,” Florida State University, 2003.
 - [121] M. Kociolek, A. Materka, M. Strzelecki, and P. Szczypinski, “Discrete Wavelet Transform – Derived Features for Digital Image Texture Analysis,” *Int. Conf. Signals Electron. Syst.*, no. September, pp. 163–168, 2001.
 - [122] R. K. Young, *Wavelet Theory and Its Applications*. Springer, 1992.
 - [123] M. A.-M. Salem, N. Ghamry, and B. Meffert, “Daubechies Versus Biorthogonal Wavelets for Moving Object Detection in Traffic Monitoring Systems,” *Informatik-berichte*, no. 229, p. 15, 2009.

- [124] R. S. Stankovic and B. J. Falkowski, "The Haar wavelet transform: Its status and achievements," *Comput. Electr. Eng.*, vol. 29, no. 1, pp. 25–44, 2003.
- [125] J. S. Walker, *A Primer on Wavelets and Their Scientific Applications*, 2nd ed. Chapman and Hall/Crc, 2008.
- [126] A. K. J. V. Kumar Mishra, A. Kumar, "Performance Comparison of Daubechies , Biorthogonal and Haar Transform for Grayscale Image Compression," *Int. J. Comput. Appl. (0975 - 8887)*, vol. 126, no. 9, pp. 40–42, 2015.
- [127] Ü. Lepik and H. Hein, *Haar Wavelets: With Applications*. Springer, 2014.
- [128] S. Malik and V. Verma, "Comparative analysis of DCT, Haar and Daubechies wavelet for image compression," *Int. J. Appl. Eng. Res.*, vol. 7, no. 11 SUPPL., pp. 1718–1723, 2012.
- [129] J. Karam, "On the Zeros of Daubechies Orthogonal and Biorthogonal Wavelets," *Appl. Math.*, vol. 2012, no. July, pp. 778–787, 2012.
- [130] M. I. Mahmoud, M. I. M. Dessouky, S. Deyab, and F. H. Elfouly, "Comparison between Haar and Daubechies Wavelet Transformions on FPGA Technology," *World Acad. Sci. Eng. Technol.*, vol. 6, no. 3, pp. 23–29, 2007.
- [131] The MathWorks Inc., "Introduction to Wavelet Families." [Online]. Available: <http://de.mathworks.com/help/wavelet/gs/introduction-to-the-wavelet-families.html>. [Accessed: 21-Jul-2016].
- [132] X. Teng and X. Lu, "Design of Orthonormal Filter Banks based on Meyer Wavelet," *Int. J. Adv. Comput. Sci. Appl.*, vol. 6, no. 7, pp. 109–112, 2015.
- [133] A. Yamamoto and D. T. L. Lee, "Wavelet Analysis : Theory and Applications," *Hewlett-Packard J.*, no. December, pp. 44–52, 1994.
- [134] J. P. Kreiß and G. Neuhaus, *Einführung in die Zeitreihenanalyse*. Berlin, Heidelberg, New York, 2006.
- [135] Hewlett-Packard Company, "The Fundamentals of Signal Analysis."
- [136] S. V. Vaseghi, *Advanced Signal Processing and Digital Noise Reduction*, 3rd ed. John Wiley & Sons, 2005.
- [137] Bores Signal Processing, "FFT window functions," 2013.
- [138] R. W. Wall, "Simple Methods for Detecting Zero Crossing," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, vol. 3, pp. 2477–2481, 2003.
- [139] T. R. F. Mendonca, M. F. Pinto, and C. A. Duque, "Least squares optimization of zero crossing technique for frequency estimation of power system grid distorted sinusoidal signals," *2014 11th IEEE/IAS Int. Conf. Ind. Appl. IEEE INDUSCON 2014 - Electron. Proc.*, 2014.
- [140] J. O. Rawlings, S. G. Pantula, and D. a. Dickey, *Applied Regression Analysis: A Research Tool*. 1998.
- [141] T. Richter and T. Wick, "Einführung in die Numerik," Sommerseme., Universität Heidelberg, 2012, pp. 162–168.
- [142] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, *Digital Signal Processing*, 4th ed. NJ: Prentice Hall, 2006.
- [143] S. W. Smith, *The Scientist & Engineer's Guide to Digital Signal Processing*, 1st ed. Bertrams, 1997.
- [144] S. W. Smith, *Digital Signal Processing. A Practical Guide for Engineers and Scientists*, 3rd ed. Oxford: Elsevier Ltd., 2002.
- [145] J. G. Liu and J. S. Chen, "Frequenzselektiv-adaptive Filterung zur Rauschunterdrückung diskreter Signale," *Tech. Mess.*, vol. 70, no. 11, pp. 522–529, 2003.
- [146] W. P. Pizzichil Jr., "Gear Quality : What it's all about," 2002. [Online]. Available: <http://machinedesign.com/technologies/gear-quality-what-its-all-about>. [Accessed: 25-Jul-2016].
- [147] Analog Devices Inc., "ADSP-BF700/ADSP-BF701/ADSP-BF702/ADSP-BF703/ADSP-

- BF704/ADSP-BF705/ADSP-BF706/ADSP-BF707 (Rev. A),” 2015.
- [148] Hewlett-Packard Company, “Fundamentals of Quartz Oscillators,” 1997.
- [149] C. Liu, J. G. Liu, and R. M. Kennel, “A Rotational Speed Measuring and Calibration System Based on Laser Doppler Velocimetry,” in *XXI IMEKO World Congress 2015 “Measurement in Research and Industry,”* 2015.
- [150] C. Liu, J. G. Liu, and R. M. Kennel, “A Rotational Speed Measuring and Calibration System Based on Laser Doppler Velocimetry and its Applications,” *ACTA IMEKO*, pp. 1–7, 2016.
- [151] Yaskawa Europe GmbH, “AC SERVOANTRIEBE SIGMA-7 SERIE,” YEU_MuC_Sigma7-Overview_DE_v1_1114, 2014.
- [152] PixArt Imaging Inc., “ADNS-9500 Laser Gaming Sensor,” *Datasheet*.
- [153] Philips Photonics, “Philips Laser Doppler Technology,” 2015. [Online]. Available: <http://www.photonics.philips.com/technology/philips-laser-doppler-technology>. [Accessed: 09-Aug-2016].
- [154] Polytec GmbH, “LSV-1000 / -2000 Laser Surface Velocimeter Datenblatt,” OM_DS_LSV-1000_2000_D_42395, 2000.
- [155] Polytec GmbH, “Datenblatt LSV-1000 Laser Surface Velocimeter,” 2000.
- [156] Polytec GmbH, “Basic principles of velocimetry,” vol. 49, no. 0, Waldbronn, Germany, 2004.
- [157] Polytec GmbH, “Steel Industry Non-contact Length and Speed Measurements : Precise , Reliable , Repeatable Competence Field,” Waldbronn, Germany.
- [158] Polytec GmbH, “Lasergenaue Tempomessung mit LSV Laser Surface Velocimetrie für eine präzise Messung,” 2006.
- [159] Polytec GmbH, “LSV hat den Dreh heraus,” 2004.
- [160] Polytec GmbH, “Hardware Manual Laser Surface Velocimeter LSV-1000.”
- [161] M. Cable, “Calibration: A Technician’s Guide,” *Technician Series*, vol. 1. 2015.
- [162] National Instruments Corporation, “User Guide NI USB-6008/6009,” 2015.
- [163] MultiDimension Technology Co. Ltd., “TMR400X TMR Magnetic Gear Tooth Sensor Datasheet,” Ver. 1.0a.
- [164] L. Xu, “Design and Optimization of Electromagnetic and Optical Gear Tooth Sensors,” Technische Universität München, 2015.
- [165] L. Wang, Y. Yan, Y. Hu, and X. Qian, “Rotational Speed Measurement Using Single and Dual Electrostatic Sensors,” *IEEE Sens. J.*, vol. 15, no. 3, pp. 1784–1793, 2015.
- [166] Infineon Technologies AG, “XMC4500 Reference Manual,” V1.5 2014-07, 2012.
- [167] Infineon Technologies AG, “Board User’s Manual: XMC 4500 Relax Kit & XMC 4500 Relax Lite Kit Board User ’ s Manual Microcontroller,” Revision 1.2, 2014-01-13, 2014.
- [168] Xilinx, “Spartan-3E FPGA Starter Kit Board User Guide,” vol. 230, 2011.
- [169] Linear Technology, “LTC1407-1/LTC1407A-1 - Serial 12-Bit/14-Bit, 3Msps Simultaneous Sampling ADCs,” pp. 1–26.
- [170] National Instruments Corporation, “Getting Started with LabVIEW FPGA Module and the Spartan-3E Starter Board,” pp. 1–10.
- [171] C. Liu, “Kalibrierverfahren für ein faseroptisches Blattlastmesssystem für Windenergieanlagen” Technische Universität München, 2013.
- [172] OMRON Corporation, “Rotary Encoders.” [Online]. Available: <https://www.ia.omron.com/support/guide/34/introduction.html>. [Accessed: 15-Mar-2017].
- [173] iC-Haus, “18 Bit Absolut Encoder-IC,” *Elektron. Ind. 03/2012*, pp. 64–66, 2012.
- [174] D. Denic, G. Miljkovic, J. Lukic, and M. Arsic, “Pseudorandom position encoder with improved zero position adjustment,” *Facta Univ. - Ser. Electron. Energ.*, vol. 25, no. 2, pp. 113–120, 2012.
- [175] The MathWorks Inc., “atan2.”

- [176] The MathWorks Inc., “atan.”
- [177] Z. Wang, “Anwendungen und Anforderungen an die Drehzahl- und Positionssensoren,” Technische Universität München, 2016.
- [178] Fa. Wiesemann & Theis GmbH, “Schnittstellen,” *KOLTER ELECTRONIC*. [Online]. Available: http://www.pci-card.com/rs422_rs485.html. [Accessed: 16-Mar-2017].
- [179] TWK-ELEKTRONIK GmbH, “Synchron-Serielles-Interface SSI für Winkelcodierer,” 2001.
- [180] iC-Haus, “BiSS Interface,” 2008.
- [181] Dr. Johannes Heidenhain GmbH, “EnDat 2.2 – Bidirektionales Interface für Positionsmessgeräte,” 2015.
- [182] Texas Instruments Inc., “Interface to a EnDat 2.2 Position Encoder,” 2014.
- [183] G. Schnell and B. Wiedemann, *Bussysteme in der Automatisierungs- und Prozesstechnik: Grundlagen, Systeme und Anwendungen der industriellen Kommunikation*, 8th ed. Vieweg+Teubner Verlag, 2012.
- [184] frenzel + berg electronic, “CANopen Guideline.”
- [185] National Instruments Corporation, “What Is the Difference Between DeviceNet and CAN?” [Online]. Available: <http://digital.ni.com/public.nsf/allkb/73A9F340264935E186256C1C0066DFF1>. [Accessed: 16-Mar-2017].
- [186] M. Felser, “Zyklischer Datenaustausch,” 2015. [Online]. Available: http://www.profibus.felser.ch/zyklischer_datanaustausch.htm. [Accessed: 16-Mar-2017].
- [187] HENGSTLER GmbH, “ACURO industry mit Profibus-DP.”
- [188] Siemens AG, “Von PROFIBUS zu PROFINET.” [Online]. Available: <http://w3.siemens.com/mcms/automation/de/industrielle-kommunikation/profinet/profibus/seiten/profibus.aspx>. [Accessed: 16-Mar-2017].
- [189] Energienpoint, “Aufbau eines Windrades.” [Online]. Available: http://www.energienpoint.de/fileadmin/templates-energienpoint/Aufbau_eines_Windrades.png. [Accessed: 16-Jun-2013].
- [190] Lenord Bauer & Co. GmbH, “Sensoren und Steuerungen in Windenergieanlagen.”
- [191] International Electrotechnical Commission, “Technical Specification IEC TS 61400-13: Wind turbine generator systems - Part 13: Measurement of mechanical loads,” 2001.
- [192] E. Hau, *Windkraftanlagen: Grundlagen, Technik, Einsatz, Wirtschaftlichkeit*, 5th ed. Springer Vieweg, 2014.
- [193] VDE, “DIN EN 60529 VDE 0470-1:2014-09: Schutzarten durch Gehäuse (IP-Code) (IEC 60529:1989 + A1:1999 + A2:2013),” 2014.
- [194] R. Slatter, “Stark im Wind,” *Ind. Autom.* 3/2013, pp. 26–28, 2013.
- [195] Pepperl+Fuchs Group, “Perfection By Precision Sensors for Wind Energy Field-Proven Sensors for Wind Energy Applications.”
- [196] Pepperl+Fuchs Group, “Magnetische Drehgeber Technologie.”
- [197] R. Bhatkande, S. Jerath, M. Ozarkar, and S. Chandorkar, “Analysis of Effect of Different Parameters on Performance of Vertical Axis Wind Turbine,” pp. 304–310.
- [198] K. Reif, *Sensoren im Kraftfahrzeug*, vol. 6. 2012.
- [199] K. Reif, *Bosch Autoelektrik und Autoelektronik: Bordnetze, Sensoren und elektronische Systeme*, 6th ed. Vieweg+Teubner Verlag, 2010.
- [200] T. Heeg, “Mit Tempo 72 in den 95. Stock,” *Frankfurter Allgemeine Online*, 2014. [Online]. Available: <http://www.faz.net/aktuell/wirtschaft/unternehmen/schnellster-lift-der-welt-mit-tempo-72-in-den-95-stock-12943399.html?printPagedArticle=true>. [Accessed: 21-Mar-2017].
- [201] F. Hymans and A. V. Hellborn, *Der neuzeitliche Aufzug mit Treibscheibenantrieb:*

- Charakterisierung, Theorie, Normung*, 1st ed. Springer, 1927.
- [202] D. Unger, *Aufzüge und Fahrtreppen: Ein Anwenderhandbuch*, 2nd ed. Springer Vieweg, 2015.
- [203] D. Q. Gu, G. J. Zhao, J. Huang, J. H. Wang, and X. F. Zhang, "Research of detecting lift car position by the photoelectric sensor Si1120," *2011 Int. Conf. Consum. Electron. Commun. Networks, CECNet 2011 - Proc.*, pp. 1564–1567, 2011.
- [204] P. G. Kovalchik and F. T. Duda, "Speed and Position Sensors for Mine Hoists and Elevators," *Ind. Appl. Conf. 1995. Thirtieth IAS Annu. Meet. IAS '95., Conf. Rec. 1995 IEEE*, vol. 3, pp. 2054–2056, 1995.
- [205] Dr. Johannes Heidenhain GmbH, "Drehgeber für die Aufzugsindustrie," 2007.
- [206] Dr. Johannes Heidenhain GmbH, "ECN 1313/ECN 1325/ERN 1387 Plane-Surface Coupling for Elevator Servo Drive," 2016.
- [207] Baumer Electric AG, "Drehgeber für die Aufzugsindustrie," 2007.
- [208] Fritz Kübler GmbH, "Solutions for Lift Technology," 2012.
- [209] J. Weidauer, *Elektrische Antriebstechnik: Grundlagen, Auslegung, Anwendungen, Lösungen*, 3rd ed. Publicis Publishing, 2013.
- [210] E. Kiel, *Antriebslösungen: Mechatronik für Produktion und Logistik*. Springer, 2007.
- [211] E. Bogatin, *Signal and Power Integrity Simplified*, 2nd ed. Prentice Hall, 2004.
- [212] P. Lehmann, *Skript zur Vorlesung Methoden der Messtechnik - Signal und Bildverarbeitung*. Universität Bremen.
- [213] J. Y. Stein, *Digital Signal Processing: A Computer Science Perspective*. John Wiley & Sons, 2000.
- [214] B. Osgood, *Lecture Notes for EE 261 The Fourier Transform and its Applications*. 2007.
- [215] R. K. Pearson, Y. Neuvo, J. Astola, and M. Gabbouj, "Generalized Hampel Filters," *EURASIP J. Adv. Signal Process.*, vol. 2016, no. 1, p. 87, 2016.

Abbildungsverzeichnis

1.1	Überblick des Gesamtsystems.	2
1.2	Überblick des Lösungswegs zu Einsatz von Signalverarbeitung für die genauere Bestimmung von Drehzahl und Winkelposition aus analogen periodischen Signalen vom Sensor bzw. Geber.	5
2.1	Dargestellt ist die Basisstruktur einer elektrischen Servoantriebsregelung, die aus einer Kaskadenregelung mit Positions-, Drehzahl- und Stromregelkreis besteht ([88], [89]).	9
2.2	Heutige Encoder können zwei Rückführungssignale (Rotorlage φ_{ist} , Drehzahl ω_{ist}) für die Antriebsregelung liefern ([3], [89]).	10
2.3	Die Drehzahlrückführung ist ungenau und unempfindlich, sodass sie in einem Antriebsregelungssystem quasi als inexistent wahrgenommen wird ([89], [91]).	11
2.4	Aufbau des analogen Modells. Dieses Modell besteht aus der Mechanik und dem analogen Sensor-/Gebersystem. Beide Teile sind mechanisch miteinander gekoppelt.	11
2.5	Prinzipieller Aufbau eines Tachogenerators. Er besteht aus einem fest montierten Permanentmagneten und einer sich drehenden Ankerwicklung, der das analoge sinusförmige Signal durch Induktion erzeugt [5].	12
2.6	Aufbau des digitalen Modells. Dieses Modell besteht aus der Mechanik und dem digitalen Sensor-/Gebersystem. Beide Teile sind mechanisch oder optisch miteinander gekoppelt.	13
2.7	Die periodische Variierung des Luftspalts zwischen Sensorkopf und Zahnradoberfläche führt zu einer magnetischen Flussdichtenänderung gleicher Periodizität am Hall-Sensor. Bei einem Zahnrad mit einer geometrischen Einschaltdauer von 50% ist das Verhalten der magnetischen Flussdichte nahezu sinusförmig.	14
2.8	Aufbau eines optischen Encoders, bestehend aus einer Drehscheibe mit Strichgitter, einer LED als Lichtquelle, einer Blende und einem lichtempfindlichen Empfänger [18].	15
2.9	Durch die Bewegung des Strichgitters vor dem Detektor wird je nach Position die volle oder maximale Lichtintensität (Zustand a), keine oder minimale Lichtintensität (Zustand b) oder dazwischen (Zustand c) gemessen. Bei einem Strichgitter mit einer geometrischen Einschaltdauer von ca. 50% ist das Verhalten der Lichtintensität sinusförmig.	16
2.10	Die Ausgangssignale der analogen Wandler sind beispielsweise sinusförmig	

(a), rechteckförmig (b) oder periodisch moduliert (c).	18
2.11 Bei der Analog-zu-Digital-Wandlung (ADC) werden aus einem analogen, kontinuierlichen Signal $u(t)$ die diskreten Werte $u[n]$ gewonnen. Diese diskreten Signalwerte können nun für die digitale Signalverarbeitung verwendet werden.	18
2.12 Aufbau des digital-zu-analogen Modells. Dieses Modell besteht aus der Mechanik, dem digitalen Sensor-/Gebersystem und einem DAC. Beide Teile sind mechanisch oder optisch miteinander gekoppelt.	20
2.13 Bei der Digital-zu-Analog-Wandlung (DAC) werden aus diskrete Werte $\varphi_m[n]$ und $\omega_m[n]$ analoge, kontinuierliche Signale $\varphi_m(t)$ und $\omega_m(t)$ gewonnen. Die analogen Signale weisen aber Quantisierungsstufen auf.	20
3.1 Abtastung eines sinusförmigen Signals mit Abtastzeitintervall t_s innerhalb des Zeitfensters T_F [109].	21
3.2 Ergebnis des Schmitt-Trigger Algorithmus an einem verrauschten Sinussignal [109].	23
3.3 Ein abgetastetes Sinussignal mit der Periodendauer T_0 und der Abtastzeit t_s wird für die Nullpunktdetektion am Offset bei y_0 verwendet.	24
3.4 An den zwei Messpunkten (t_i, y_i) und (t_{i+1}, y_{i+1}) kann die Lineare Interpolation am Offset y_0 durchgeführt werden. Dabei wird der genaue Zeitpunkt des Durchgangs t_0 mithilfe des Dreiecksatzes ermittelt.	25
3.5 Funktionsweise des Selbstkalibrierungsalgorithmus der Koeffizienten a_0, C_1 und Φ_1 [111].	27
3.6 Funktionsweise des zweimal hintereinander durchgeführten iterativen Selbstkalibrierungsalgorithmus der Koeffizienten a_0, C_1 und Φ_1 [111].	28
3.7 Detektion von Nulldurchgängen an einem wenig verrauschten Signal mit SNR=50dB (a) und an einem stark verrauschten Signal mit SNR=20dB (b). Das Rauschen führt zu falscher Ermittlung der Stellen, an denen Nulldurchgänge stattfinden (kreisrunde Punkte, vgl. Legende).	32
4.1 Analoges Tiefpass-Filter. Dargestellt ist ein aktiver Tiefpassfilter 1. Ordnung [97].	34
4.2 Grafischer Verlauf der Betragsfunktion eines aktiven analogen Tiefpassfilters 1. Ordnung mit $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ und $C = 7,9 \text{ nF}$.	35
4.3 Dargestellt ist ein aktiver Tiefpassfilter 2. Ordnung nach der Sallen-Key-Topologie [116].	36
4.4 Grafischer Verlauf der Betragsfunktion eines aktiven analogen Tiefpassfilters 2. Ordnung mit $R_1 = 6,3 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1,8 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 19 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \text{ nF}$, $C_2 = 22 \text{ nF}$.	38

4.5	Die Detektionen der Nulldurchgänge erfolgen nur bei Über- bzw. Unterschreiten der oberen und unteren Grenzen $\pm \Delta y$.	40
4.6	Mittelwertbildung innerhalb des Zeitfenster T_m ($T_m < 10\% T$) bei einem sinusförmigen Signal [109].	43
4.7	Leistungsspektrum nach Anwendung des FFT Bandpasses. Rauschen und höhere Signalordnungen werden bis zu -300 dB gedämpft.	46
4.8	Leistungsspektrum nach Anwendung des FFT Bandpasses bei 500 U/min (2. Messung). Es ist zu sehen, dass noch geringfügige Rauschanteile (rot) sich nah dem Nutzsignal befinden, und zu einem niedrigen SNR führt.	47
4.9	Vergleich des ursprünglichen Signals und des durch das FFT Bandpass gefilterten Signals bei hohen Drehzahlen. Ein Phasenversatz ist erkennbar wegen einer ungeeigneten Fensterung der Fourier-Reihe bzw. Fourier-Transformation.	48
4.10	Die Verzögerungszeit wird hauptsächlich von der Analog-zu-Digital-Wandlung, der digitalen Rauschunterdrückung und dem Berechnungsalgorithmus für Drehzahl und Winkelposition verursacht.	48
5.1	Teilungsabweichung bei einem Zahnrad aufgrund von Fertigungstoleranzen [146].	50
5.2	Relative Abweichungen (blaue Linie) und Standardabweichungen (orange Linie) im Messbereich [5 U/MIN; 50 U/MIN].	53
5.3	Relative Abweichungen (blaue Linie) und Standardabweichungen (orange Linie) im Messbereich [50 U/MIN; 1800 U/MIN].	54
5.4	Relative Abweichungen (blaue Linie) und Standardabweichungen (orange Linie) im Messbereich [2000 U/MIN; 6000 U/MIN].	55
5.5	Änderung der Geschwindigkeit während einer Periode, erkennbar an der Abweichung vom reellen, sich ändernden Signal (blau) und dem rekonstruierten Signal (rot).	56
6.1	Mess- und Kalibrierungssystem für Drehzahlsensoren, bestehend aus einem Polytec LSV-1000 (1), einem Motorprüfstand (2), einem Oszilloskop bzw. einem Datenerfassungsgerät (3) und einem PC-System zur Datenerfassung (4) [149].	59
6.2	Motorprüfstand, bestehend aus Servomotor (5), Referenzscheibe (6), Zahnrad (7) und Hall-Effekt Zahnradsensor (8) [150].	59
6.3	Blockschaltbilder über die Funktionsweise des Mess- und Kalibrierungssystems [149].	60
6.4	Funktionsprinzip eines Laser Doppler Velozimeters. Zwei Laserstrahlen werden zu	

	einer optischen Achse jeweils in einem Winkel von δ ausgerichtet. Beide Strahlen interferieren auf der Oberfläche des bewegten Objektes. Dadurch ist ein Interferenzmuster aus hellen und dunklen Streifen erfassbar, das von einem Detektor aufgenommen wird. Daraus kann die Doppler-Frequenz berechnet werden [156].	62
6.5	Prinzip der Drehzahlmessung mit dem Polytec LSV-1000 und der Referenzscheibe. Es wird die lineare Geschwindigkeit v gemessen und anschließend mit Kenntnis des Scheibendurchmessers D auf die Drehzahl ω zurückgerechnet [149].	63
6.6	Abweichung a zwischen dem Mittelpunkt des Kreises $M1$ und Drehpunkt $M2$ [149].	63
6.7	Kreissegment dS mit Winkel $d\gamma$ und veränderlichen Radius X [149].	64
6.8	Gemessene Durchmesser einer Referenzscheibe mit einem Messschieber der Genauigkeit $\pm 0,01\text{mm}$. Die Referenzscheibe hat einen Durchmesser von 40mm, sodass die entsprechende relative Abweichung $\pm 0,025\%$ beträgt [149].	66
6.9	Verwendeter Zahnrad mit zwölf Zähnen. Es liefert zwölf Signalperioden pro Umdrehung und kann durch seine Form ein besseres sinusförmiges Ausgangssignal erzeugen.	67
6.10	Aufbau des Drehzahlsensorsystems mit einer rotierenden Drehscheibe. Durch die periodische Mittelpunktabweichung der Drehscheibe bei einer Umdrehung kann ein elektromagnetischer Sensor ein sinusförmiges Ausgangssignal ausgeben, wobei jede Signalperiode auf eine Umdrehung hinweist. Eine Umdrehung der Drehscheibe entspricht einer vollen Signalperiode. Die relevanten Positionen ($A = 0^\circ$, $B = 90^\circ$, $C = 180^\circ$, $D = 270^\circ$) sind ebenfalls ersichtlich.	70
6.11	Durchschnittliche relative Abweichungen aus den Messungen mit unterschiedlicher Anzahl von Periodenpunkten.	73
6.12	Standardabweichungen aus den Messungen mit unterschiedlicher Anzahl von Periodenpunkten.	74
7.1	FIFO-Problematik bei einem sequentiellen Programmablauf, einem Rechenkern und zu langer Mess- bzw. Berechnungszeit T_B , welches größer als die Abtastzeit t_S ist. Die Signalabtastung ergibt kein kontinuierliches Sinussignal mehr.	77
7.2	Vergleich der Standardabweichungen aus zehnmal wiederholten Messungen mit Drehscheibensensor als Referenz (Polytec LSV-1000).	80
7.3	Mittlere Abweichung aus zehnmal wiederholten Messungen mit Drehscheibensensor als Referenz (Polytec LSV-1000).	80
7.4	Grafischer Vergleich der Messwerte vom Polytec LSV-1000 (türkis) und FPGA (violett). Der Polytec LSV-1000 misst die Geschwindigkeit kontinuierlich, während	

	die ZCD Methode periodenweise misst und somit einen neuen Messwert nach einer vollen Signalperiode ausgeben kann.	81
7.5	Aufbau der Softwarestruktur. Nach der digitalen Filterung wird in einer Signalperiode die Anzahl der Abtastpunkte bestimmt, um anschließend die Fourier-Reihe durchführen zu können. Es folgen die Berechnungen der Winkelposition und Drehzahl.	83
7.6	Ergebnis bei einem idealen Sinussignal. Die berechneten absoluten Multi-Turn-Winkelpositionen sollten eine ideale Gerade ergeben.	84
7.7	Vergleich von ursprünglichem Messsignal (blau) und gefiltertem Messsignal (rot). Eine Rauschverminderung ist zu erkennen.	86
7.8	Vergrößerung des Ausschnitts aus den berechneten absoluten Winkelpositionen in Gradmaß. Der Wertebereich liegt zwischen $[-180^\circ, 180^\circ]$.	87
7.9	Vergleich zwischen vom Polytec LSV-1000 gemessene Drehzahlen (blau) und der berechneten Drehzahl (rot). Die berechneten Werte haben geringere zufällige Abweichungen als die Referenz.	87
7.10	Ausschnitt aus den berechneten absoluten Winkelpositionen in Gradmaß. Der Wertebereich liegt zwischen $[-90^\circ, 90^\circ]$.	89
7.11	Vergleich zwischen vom Polytec LSV-1000 gemessene Drehzahlen (blau) und der berechneten Drehzahl (rot). Die berechneten Werte haben auch hier geringere zufällige Abweichungen als die Referenz.	90
7.12	Über den getesteten Drehzahlbereich hinweg beträgt die mittlere relative Abweichung zur Referenz zwischen $-0,08\%$ und $-0,14\%$.	90
7.13	Relative Genauigkeiten der Signalverarbeitungsmethode mit unterschiedlicher Anzahl an Abtastwerte pro Signalperiode. Je mehr Abtastwerte, desto besser die erzielbaren Genauigkeiten.	91
8.1	Struktureller Aufbau eines einkanaligen Drehzahlgeberprodukts, bestehend aus Sensor und Signalverarbeitungseinheit.	94
8.2	Struktureller Aufbau einer Signalverarbeitungseinheit mit einem MCU, DSP oder FPGA und separatem ADC.	95
8.3	Struktureller Aufbau einer Signalverarbeitungseinheit mit einem MCU oder DSP mit integriertem ADC.	95
8.4	Struktureller Aufbau einer Signalverarbeitungseinheit mit einem FPGA zur digitalen Filterung und einem weiteren FPGA für die Signalverarbeitungsmethode.	96
8.5	Struktureller Aufbau einer Signalverarbeitungseinheit mit einem FPGA zur digitalen Filterung und einem MCU/DSP für die Signalverarbeitungsmethode.	96

8.6	Struktureller Aufbau einer Signalverarbeitungseinheit durch zwei parallelen MCUs oder DSPs jeweils mit integriertem AD-Wandler. Zusätzlich werden Multiplexer (MUX) und Demultiplexer (DMUX) benötigt.	96
8.7	Möglicher struktureller Aufbau einer Signalverarbeitungseinheit mit zwei parallelen MCUs, DSPs oder FPGAs ohne integrierten AD-Wandler. Es werden ebenfalls zusätzliche Multiplexer (MUX) und Demultiplexer (DMUX) benötigt.	97
8.8	Struktureller Aufbau eines mehrkanaligen Messsystems für Drehzahl und Winkelposition, bestehend aus N Sensoren und einer Signalverarbeitungseinheit.	97
8.9	Möglicher struktureller Aufbau einer Signalverarbeitungseinheit für ein mehrkanaliges Messsystem. Je nach Anzahl der Kanäle werden N analoge Filter und N Ausgabeschnittstellen hinzugefügt. Weiterhin finden hier Multiplexer (MUX) und Demultiplexer (DMUX) Anwendung, die nun zur Kanalauswahl dienen.	98
8.10	Möglicher paralleler Aufbau einer mehrkanaligen Signalverarbeitungseinheit mit zwei gleichwertige MCUs, DSPs bzw. FPGAs.	98
8.11	Aufbau einer Windkraftanlage, bestehend aus den vier Hauptkomponenten: Fundament, Turm, Gondel und Rotor [189]. Drehzahl- und Positionsmessungen finden in der Blattverstellung, in der Windrichtungsnachführung, im Getriebe sowie im Generator statt.	99
8.12	Überblick der Sensoren in heutigen Kraftfahrzeugen. Es werden Sensoren hinsichtlich dem Antriebstrang, dem Komfort und der Sicherheit kategorisiert [199].	101
8.13	Aufbau eines Aufzugs, bestehend aus Permanent-Synchronmotor (1), Antriebsregelung (2), Stahlgurte (3), Kabine (4) und Gegengewichte (5) [177].	102
8.14	Aufbau eines Servomotors, bestehend aus Stator (1), dem Rotor (2), der Bremse (3), dem Encoder (4) und dem Anschluss für die Versorgung und Ansteuerung des Motors sowie zur Messdatenrückführung (5) [177].	104
A.1	Amplitudenspektrum eines Sinussignals bei 10000Hz und SNR=100dB.	112
A.2	Amplitudenspektrum eines Sinussignals bei 10000Hz und SNR=10dB.	112
B.1	Berechnete Phase aus der Linearen Ausgleichrechnung mit fehlerhaften Steigungen an den Extrempunkten.	118
B.2	Berechnete Frequenz aus der linearen Ausgleichrechnung mit fehlerhaften Peaks an den Extrempunkten.	119

Tabellenverzeichnis

2.1	Gegenüberstellung der Messgrößen zur Bewegungsbeschreibung in einem translatorischen und rotatorischen System.	7
3.1	Simulationsergebnisse der Methode an einem idealen Sinussignal [109].	30
3.2	Simulationsergebnisse der Methode an einem verrauschten Sinussignal [109].	31
4.1	Verstärkung und SNR-Resultate des aktiven analogen Tiefpasses 1. Ordnung ($R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ und $C = 7,9 \text{ nF}$) bei Rauschen mit SNR=20dB und Nutzsignal bei 500 Hz.	36
4.2	Verstärkung und SNR-Resultate des aktiven analogen Tiefpasses 2. Ordnung ($R_1 = 6,3 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1,8 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 19 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \text{ nF}$, $C_2 = 22 \text{ nF}$) bei Rauschen mit SNR=20dB und Nutzsignal bei 500 Hz.	38
4.3	Verstärkung und SNR-Resultate des aktiven analogen Tiefpasses 2. Ordnung ($R_1 = 6,3 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1,8 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 19 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \text{ nF}$, $C_2 = 22 \text{ nF}$) bei Rauschen mit SNR=20dB und Nutzsignal bei 100 Hz.	38
4.4	Simulationsergebnisse an einem verrauschten Sinussignal mit zusätzlicher Hysteresebedingung $\Delta y = 0,2$.	41
4.5	Simulationsergebnisse an einem verrauschten Sinussignal mit Linearer Regression an den Nulldurchgängen mit 22 Messpunkten und zusätzlicher Hysteresebedingung $\Delta y = 0,2$.	42
4.6	Simulationsergebnisse an einem verrauschten Sinussignal mit Gleitender Mittelwert von 10 Punkten, Linearer Regression an den Nulldurchgängen mit 22 Messpunkten und zusätzlicher Hysteresebedingung $\Delta y = 0,2$.	44
4.7	SNR-Ergebnisse unter verschiedene Drehzahlen aus fünfmaligen Messungen mit und ohne Nutzung des FFT Bandpasses.	46
5.1	Relative Abweichungen und Standardabweichungen im Messbereich [5 U/MIN; 50 U/MIN].	
52		
5.2	Relative Abweichungen und Standardabweichungen im Messbereich [50 U/MIN; 1800 U/MIN].	53
5.3	Relative Abweichungen und Standardabweichungen im Messbereich [2000 U/MIN; 6000 U/MIN].	
54		
6.1	Ergebnisse der gemessenen und berechneten Drehzahlen vom Signalverarbeitungsalgorithmus am Testzahnrad (zwölf Zähne).	67

6.2	Ergebnisse der vom Polytec LSV-1000 gemessenen Drehzahlen am gleichen Motorprüfstand und zur gleichen Zeit.	68
6.3	Relative Abweichungen aus dem Vergleich der Messwerte vom Polytec LSV-1000 (Referenz) und Signalverarbeitungsalgorithmus.	68
6.4	Standardabweichung der gemessenen und berechneten Drehzahlen vom Signalverarbeitungsalgorithmus am Testzahnrad (12 Zähne).	68
6.5	Standardabweichung der vom Polytec LSV-1000 gemessenen Drehzahlen am gleichen Motorprüfstand und zur gleichen Zeit.	69
6.6	Relativer Fehler der Standardabweichungen des Signalverarbeitungsalgorithmus in Bezug auf Messwerten vom Polytec LSV-1000 (Referenz).	69
6.7	Relative Abweichungen aus dem Vergleich der Messwerte vom Polytec LSV-1000 (Referenz) und dem Signalverarbeitungsalgorithmus.	71
6.8	Relativer Fehler der Standardabweichungen des Signalverarbeitungsalgorithmus in Bezug auf Messwerten vom Polytec LSV-1000 (Referenz).	71
6.9	Relative Abweichungen des Signalverarbeitungsalgorithmus in Bezug auf Messwerten vom Polytec LSV-1000 (Referenz).	71
6.10	Relativer Fehler der Standardabweichungen des Signalverarbeitungsalgorithmus in Bezug auf Messwerten vom Polytec LSV-1000 (Referenz).	72
7.1	Vergleich der Berechnungszeit vom gesamten Programmablauf (1x Berechnungsschleife) und von der genauen Frequenzbestimmung, der nur ein Teil des Algorithmus bildet. Aufgrund der zahlreichen Iterationen (ca. 20000) beansprucht sie den Großteil der gesamten Berechnungszeit.	77
7.2	Vergleich der Berechnungszeit vom gesamten Programmablauf (1x Berechnungsschleife) und von der genauen Frequenzbestimmung nach der Reduzierung der Iterationen auf ca. 10000. Eine Reduzierung der Berechnungszeit um 90% ist in der genauen Frequenz feststellbar.	78
7.3	Vergleich der Berechnungszeit vom gesamten Programmablauf (1x Berechnungsschleife) und von der genauen Frequenzbestimmung nach der Reduzierung der Iterationen auf ca. 10000 der Abtastwerte auf 50. Eine Halbierung der Berechnungszeit ist grob feststellbar.	78
7.4	Vergleich der Berechnungszeit vom gesamten Programmablauf (1x Berechnungsschleife) und von der genauen Frequenzbestimmung nach der Reduzierung der Iterationen von ca. 10000 der Abtastwerte auf 20. Gegenüber der Berechnungszeit mit 100 Abtastwerten ist diese nun um ca. 80% gesunken.	78

7.5	Simulationsergebnisse mit einem simulierten Sinussignal (SNR=50dB).	85
7.6	Simulationsergebnisse mit einem simulierten Sinussignal (SNR=30dB, gleitender Mittelwert Filter mit 20 Abtastpunkten).	85
7.7	Berechnete Ergebnisse aus fünfmalig wiederholten Messungen (Offline-Berechnung).	88
7.8	Berechnete Ergebnisse aus fünfmalig wiederholten Messungen mit 300 Abtastwerten pro Signalperiode (Online-Berechnung).	92
7.9	Abhängigkeit der Messzeit zur angelegten Drehzahl bei 300 Abtastwerte pro Signalperiode.	92
7.10	Vergleich der theoretischen Abtastzeit und der Messzeit bei verschiedenen Abtastwerten pro Signalperiode. Die Drehzahl wird konstant auf 300 U/min gesetzt, aber die Abtastfrequenz je nach gewünschter Anzahl von Abtastwerten entsprechend eingestellt. Die Messzeit wird hierbei dominiert von der Abtastzeit. Die reine Berechnung läuft hingegen vergleichsweise schnell ab (ca. 0,001 ms).	93
8.1	Ein Servomotor kann durch Kombination mit einem geeigneten Geber sehr präzise Rotationsbewegungen ausführen [210].	104
A.1	Ergebnisse mit 6000 U/min, $PP = 5$ und ohne AWGN.	114
A.2	Ergebnisse mit 6000 U/min, $PP = 200$ und ohne AWGN.	114
B.1	Mittelung über drei berechnete Werten bei SNR=50dB.	120
B.2	Mittelung über 20 berechnete Werten bei SNR=30dB.	120
B.3	Mittelung über 30 berechnete Werten bei SNR=20dB.	121