



OTTO VON GUERICKE
UNIVERSITÄT
MAGDEBURG

EIT

FAKULTÄT FÜR
ELEKTROTECHNIK UND
INFORMATIONSTECHNIK

INSTITUT FÜR ELEKTRISCHE ENERGIESYSTEME

Lehrstuhl für Elektrische Antriebssysteme

Regelung von direktangetriebenen elektrischen Maschinen für Verbrennungsmotoren

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

von

Dipl.-Ing. Andreas Gerlach

geb. am 22. 08. 1988 in Bernburg

genehmigt durch die Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik der
Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Roberto Leidhold

Prof. Dr.-Ing. Hermann Rottengruber

Promotionskolloquium am 03.05.2021

Abstrakt

Diese Arbeit handelt von der Regelung von elektrischen Maschinen, welche an einem Verbrennungsmotor direkt gekoppelt sind. Zu Beginn werden einige Grundlagen zur Regelung von permanent erregten Synchronmaschinen (PMSM) und die Funktionsweise von Vier-Takt-Ottomotoren erläutert. Es folgen dann die verschiedenen Versuchsaufbauten, die in dieser Arbeit genutzt wurden, um verschiedene mittelwert- und dynamikbasierte Regelverfahren zu validieren.

Zu den mittelwertbasierten Regelverfahren werden Verfahren gezählt, welche keine hochdynamische Drehmomentänderung innerhalb der vier Takte des Verbrennungsmotors benötigen. Hierzu gehört unter anderem die drosselklappenaktorlose Leistungsregelung. Das zu regelnde System ist nichtlinear. Zur Regelung des Systems wurde es zum einen mithilfe einer Taylorannäherung und zum anderen mit einer Ausgangsrückführung linearisiert. Zu dem linearisierten System konnte anschließend ein Regler ausgelegt werden. Ein weiteres mittelwertbasiertes Regelverfahren ist die winkelgeberlose Regelung. Hierbei wurden verschiedene Winkelschätzverfahren für die PMSM angewendet, um den elektrischen Winkel und das Drehmoment des Verbrennungsmotors zu schätzen, welches mit einem theoretischen Kompressionsdrehmoment verglichen wird, um den Kurbelwinkel zum elektrischen Winkel zu referenzieren.

Die dynamikbasierten Regelverfahren sind Verfahren, welche innerhalb der vier Takte den Drehmoment-/ Kraftverlauf der elektrischen Maschine stark verändern. Hierdurch ist es unter anderem möglich, den Kolbenhubverlauf bei einem Verbrennungsmotor mit Kurbelwelle und bei einem Freikolbenmotor anzupassen. Außerdem kann die Einprägung eines hochdynamischen Drehmoments auf einer Nockenwelle dazu genutzt werden, um die Ventilsteuerzeiten zu variieren. Weiterhin wird eine hohe Regeldynamik benötigt, wenn eine nahezu konstante Drehzahl erforderlich ist. Hierfür muss ein Drehmoment eingepreßt werden, was das Drehmoment des Verbrennungsmotors kompensiert. Dies wird als Drehmomentdämpfung/-kompensation bezeichnet. Es wurden verschiedene Drehmomentdämpfungsmethoden getestet und die Ergebnisse nach Implementierungsaufwand und benötigten Sensoren verglichen.

Abstract

This work deals with the control of electrical machines that are directly coupled to an internal combustion engine. At the beginning, some basics for the control of permanently excited synchronous machines and the functioning of four-stroke gasoline engines are explained. This is followed by the various test setups that were used in this work to validate various average and dynamics-based control procedures.

The average value-based control methods include methods that do not require a highly dynamic change in torque within the four cycles of the internal combustion engine. This includes throttle actuator-free power control. The system is non-linear. To control the system, it was linearized on the one hand by using a Taylor approximation and on the other hand by using a feedback linearization. A controller could then be designed for the linearized system. Another control method, based on average values, is the control without an angle encoder. Here, angle estimation methods for the PMSM were used to estimate the electrical angle and the torque of the internal combustion engine, which is compared with a theoretical compression torque in order to reference the crank angle to the electrical angle.

The dynamics-based control methods are methods that change the torque / force curve of the electrical machine significantly within the four cycles. This makes it possible, among other things, to adapt the piston stroke in an internal combustion engine with a crankshaft and in a free piston engine. In addition, the injection of a highly dynamic torque on a camshaft can be used to adjust the valve timing. High control dynamics are also necessary when an almost constant speed is required. For this, a torque must be applied, which compensates the torque of the internal combustion engine. This is known as torque damping / compensation. Different torque damping methods were tested and the results compared according to implementation effort and required sensors.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
2. Systembeschreibung und Modellierung	5
2.1. Feldorientierte Regelung einer PMSM	5
2.1.1. Analytisches Modell der PMSM	5
2.1.2. Leistungselektronik zum Betrieb einer PMSM	11
2.1.3. Auslegung eines Stromreglers	12
2.1.4. Auslegung eines überlagerten Drehzahlregelkreis	14
2.1.5. Auslegung eines Positionsreglers	17
2.1.6. Kaskadierte Regelung mit einer Vorsteuerung	20
2.2. Funktionsweise des Ottomotors	20
2.2.1. Energiewandlung	20
2.2.2. Kinetik und Kinematik	21
2.2.3. Vier-Takt-Ottoprozess	25
2.2.4. Betrieb eines Vier-Takt-Ottomotors in einem Stromaggregat	30
3. Aufbau der Versuchsstände	33
3.1. Elektromechanischer Aufbau	33
3.1.1. Massenträgheitsarmer Verbrennungsmotor	33
3.1.2. Zweizylinder Verbrennungsmotor mit Saugrohreinspritzung	35
3.1.3. Freikolbenmotor	37
3.2. Leistungselektronik	43
3.2.1. Niederspannungswechselrichter der Firma Guasch	43
3.2.2. Kleinspannungswechselrichter der Firma Texas Instruments	44
3.3. Mikrocontroller	44
4. Mittelwertbasierte Regelverfahren	47
4.1. Drosselklappenaktorlose Leistungsregelung	47
4.1.1. Leistungsregelung mit einer Drosselklappe	47
4.1.2. Linearisierung im Arbeitspunkt	53
4.1.3. Linearisierung durch Ausgangsrückführung	59
4.1.4. Energiemanagement zur Realisierung einer unterbrechungs- freien Stromversorgung	71
4.2. Winkelgeberlose Regelung	84
4.2.1. Winkelgeberlose Regelung während des Starts und niedrigen Drehzahlen	86
4.2.2. Winkelgeberlose Regelung im hohen Drehzahlbereich	89
4.2.3. Bestimmung des OT	91

5. Dynamikbasierte Regelverfahren	97
5.1. Kolbenhubvariation konventioneller VM	97
5.2. Kolbenhubvariation Freikolbenmotor	102
5.2.1. Sollwertgenerierung für einen konventionellen Kolbenhubver- lauf eines Verbrennungsmotors	103
5.2.2. Sollwertgenerierung zur Variation des Kolbenhubs während der vier Takte	104
5.2.3. Sollwertgenerierung zur Variation des Kolbenhubs innerhalb von zwei Takten bei einem Vier-Takt-Ottomotor	105
5.2.4. Experimentelle Validierung der vorgeschlagenen Sollwertrechner	107
5.2.5. Zylinderdruckbestimmung	112
5.3. Variation der Ventilsteuerzeiten	116
5.3.1. Dynamisches Model des Ventiltriebs	117
5.3.2. Trajektorien Generierung	120
5.3.3. Vorgeschlagene Regelungsstruktur	126
5.3.4. Experimentelle Ergebnisse	131
5.4. Vergleich Dämpfungsmethoden	141
5.4.1. Drehmomentdämpfung ohne Zündung	145
5.4.2. Drehmomentdämpfung mit Zündung	147
6. Zusammenfassung und Ausblick	151
Abkürzungen	153
Symbolverzeichnis	155
A. Literaturverzeichnis	165
B. Eigene Publikationen	175

Tabellenverzeichnis

2.1. Schaltkombination der Leistungsschalter und resultierende Spannungen	11
3.1. Parameter der PMSM	34
3.2. Parameter des Verbrennungsmotors	34
3.3. Parameter der fremderregten GSM	36
3.4. Parameter des Zweizylinder Verbrennungsmotor	37
3.5. Parameter des Verbrennungsmotors	38
3.6. Parameter der elektrischen Linearmaschine	40
3.7. Parameter des Nockenwellenmotors	42
3.8. Kenndaten der Mikrocontroller	45
4.1. Stationäre Winkelabweichung bei unterschiedlichen Eckfrequenz ($\omega_{KW} = 100 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$)	94
5.1. Parameter des Verbrennungsmotors	118
5.2. Geschwindigkeitsfehler während des geschleppten Betriebs	146
5.3. Geschwindigkeitsfehler während des Verbrennungsbetriebs	148

Abbildungsverzeichnis

1.1.	Entwicklung des weltweiten CO_2 - Ausstoß [1]	1
1.2.	Einige Forschungsschwerpunkte zum Betrieb von Verbrennungsmotoren	2
1.3.	Einteilung verschiedener Regelverfahren für die Regelung von Verbrennungsmotoren mit der Nutzung von elektrischen Maschinen . . .	4
2.1.	Schematische Schnittdarstellung (normal zur Drehachse) einer permanent erregten Synchronmaschine	6
2.2.	Feldorientierte Regelung einer PMSM	7
2.3.	B6 Brücke zur Regelung der PMSM	11
2.4.	Allgemeine Darstellung eines Regelungssystems	12
2.5.	Vereinfachte Darstellung des d- Stromregelkreis	14
2.6.	Bodediagramm eines nach dem Betragsoptimums ausgelegten Reglers	15
2.7.	Vereinfachte Darstellung des Drehzahlregelkreis	15
2.8.	Bodediagramm des Führungsverhaltens eines nach dem symmetrischen Optimums ausgelegten Systems	17
2.9.	Bodediagramm des Störungsverhaltens eines nach dem symmetrischen Optimums ausgelegten Systems	17
2.10.	Vereinfachtes Modell einer Positionsregelung	18
2.11.	Vergleich des Führungsverhaltens zwischen Betrags- und symmetrischen Optimum	19
2.12.	Kaskadenregelung einer in das d/q-KS transformierten PMSM und Wechselrichters	20
2.13.	Energiewandlungsschematik beim Betrieb eines direktgekoppelten Verbrennungsmotors mit einer elektrischen Maschine	21
2.14.	Kurbeltrieb des Verbrennungsmotors	22
2.15.	Kinematisches Modell des Freikolbenmotors	25
2.16.	$p_{Zyl} - V$ Diagramm des realen Vier-Takt-Ottoprozess	26
2.17.	$p_{Zyl} - V$ - und $T_\vartheta - s_s$ - Diagramm des idealen Vier-Takt-Ottoprozess	27
2.18.	Schematik für den Betrieb eines Otto-Stromaggregats	30
3.1.	Schematischer Aufbau des Versuchsstands für den hochdynamischen Einzylinderverbrennungsmotor	34
3.2.	Realer Aufbau des Versuchsstands für den hochdynamischen Einzylinderverbrennungsmotor	35
3.3.	Schematischer Aufbau des Versuchsstands für den Zweizylinder Verbrennungsmotor mit Saugrohreinspritzung	36
3.4.	Realer Aufbau des Versuchsstands für den Zweizylinder Verbrennungsmotor mit Saugrohreinspritzung	37

3.5.	Schematischer Aufbau des Versuchsstands für den Freikolbenmotor	38
3.6.	Realer Aufbau des Versuchsstands für den Freikolbenmotor	39
3.7.	(a) Speziell angefertigter Kolben zur Aufnahme einer Stange über eine Schraubverbindung (b) Ventil im Gehäuse zur Sprühschmierung der Zylinderwand (c) Eingebrachter Zylinderdrucksensor	40
3.8.	(a) Läufer der elektrischen Linearmaschine (b) Wärmebild zur Darstellung der Lage der Spulen (c) CAD Darstellung der elektrischen Maschine	41
3.9.	(a) PMSM zur Regelung der Nockenwelle / Steuerzeiten der Ventile (b) Eingebaute Nockenwelle (noch mit Zahnrad)	42
3.10.	(a) Wechselrichter der Firma Guasch „MTL-CBI0060F12IXHF“ (b) Steuerungselektronik basierend auf einem Mikrocontroller der Firma Texas Instruments „F28M35H52C“	43
3.11.	DRV8301-69M-KIT	44
4.1.	Konventionelle Regelung des Verbrennungsmotors	48
4.2.	(a) Darstellung der relativen Emissionen in Abhängigkeit von λ (b) Darstellung der relativen Leistung und des spezifischen Kraftstoffverbrauchs in Abhängigkeit von λ	50
4.3.	Konventionelle Leistungsregelung	50
4.4.	Leistung P_{VM} und Wirkungsgrad η_{VM} in Abhängigkeit von Drehzahl n und Drosselklappenwinkel α_D	51
4.5.	Drehmoment M_{VM} und Wirkungsgrad η_{VM} in Abhängigkeit von Drehzahl n und Drosselklappenwinkel α_D	52
4.6.	Regelungsstrecke für die Verbrennungsmotorleistung P_{VM}	52
4.7.	Vorschlag zur Regelung der Leistung der elektrischen Maschine	53
4.8.	Schematik der Leistungsregelungsstrecke	54
4.9.	Zusammenhang zwischen Drehmoment und Drehzahl zu einer konstanten Drosselklappenstellung	56
4.10.	Simulierte Sprungantwort der Leistungsstrecke auf einen Drehzahl-sollwertsprung	57
4.11.	Leistungsregelung der elektrischen Maschine	57
4.12.	Pol- Nullstellendiagramm des linearisierten Systems	58
4.13.	Darstellung der Sprungantwort der Leistungsregelung	58
4.14.	$\Xi(x_1)$ und Leistung x_2 in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit x_1	64
4.15.	Zustand z_2 in Abhängigkeit von z_1	65
4.16.	Zustandsraumregelung mit Streckenlinearisierung durch Ausgangsrückführung	66
4.17.	Sprungantwort des entworfenen Simulationsmodells	68
4.18.	Wechsel zwischen Drehzahl - und Leistungsregelung	69
4.19.	Validierung der vorgeschlagenen Leistungsregelung mithilfe eines Sollleistungs-sprungs von 6 kW auf 10 kW	70
4.20.	Vergleich zwischen $P_{VM,TP}$ und P_{EM} zu einem Solleleistungs-sprung P_{VM}^*	71
4.21.	Schematischer Leistungsfluss innerhalb eines Stromaggregats	73

4.22. Ausgangsleistung des Verbrennungsmotors in Abhängigkeit von der Drehzahl	75
4.23. Bestimmung des theoretischen Energiebedarfs des Zwischenkreisspeichers (ohne Verluste)	76
4.24. Energiebedarf $\Delta E_{Kap,req}$ in Abhängigkeit von der Anfangsgeschwindigkeit $\omega_{KW,0}$ und der Beschleunigung $\frac{d\omega_{KW}}{dt}$	77
4.25. Zwischenkreisspannung U_{DC} in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit ω_{KW}	77
4.26. Vereinfachtes Modell zur Auslegung eines Reglers	78
4.27. Schematische Darstellung des gesamten geregelten Systems	79
4.28. Test des geregelten Systems mit einem ungeeigneten Zwischenkreis durch eine sprunghafte Aufschaltung einer elektrischen Last	81
4.29. Test des geregelten Systems durch eine sprunghafte Zuschaltung einer elektrischen Last	81
4.30. Test des geregelten Systems durch eine sprunghafte Abschaltung einer elektrischen Last	82
4.31. Drehzahlregelte PMSM mit direktgekoppeltem Verbrennungsmotor	84
4.32. Abhängigkeit der Induktivität L_{uu} über den elektrischen Winkel φ_{el}	87
4.33. Vorgeschlagene Regelungsstruktur für den niedrigen Drehzahlbereich	88
4.34. Verläufe über einen idealisierten geschleppten Motorbetrieb	92
4.35. Vorgeschlagene Schematik zur Bestimmung des OT	93
4.36. Geschätztes Drehmoment \hat{M}_{VM} und modelliertes Drehmoment $M_{VM,Modell}$	94
4.37. Fehler zwischen geschätztem $\hat{\varphi}_{KW,off}$ und tatsächlichem Offsetwinkel $\varphi_{KW,off}$ während der Minimumsuche	95
4.38. Vergleich zwischen den geschätzten und gemessenen Winkeln während einer konstanten Drehzahl	95
4.39. Aktivierung der Zündung und Darstellung des Drehzahlverlaufs	96
4.40. Sprungantwort einer Solldrehzahländerung n^*	96
5.1. Kolbenposition über den Kurbelwinkel	97
5.2. Regelungsstruktur zur hochdynamischen Winkeländerung	98
5.3. Sprungantwort des d-Stromregelkreis	99
5.4. Sprungantwort des Geschwindigkeitsregelkreis ($n^* = 1910 \frac{U}{min}$)	100
5.5. Sprunghafte Variation des Drehmoments während des Verbrennungstakts	100
5.6. Kolbenhubvariation durch Einprägung unterschiedlicher Drehmomente	101
5.7. Drehzahlvariation durch Einprägung unterschiedlicher Drehmomente	101
5.8. Kolbenhubvariation durch Einprägung unterschiedlicher Drehmomente während des Expansionstakts	102
5.9. Drehzahlvariation durch Einprägung unterschiedlicher Drehmomente während des Expansionstakts	102
5.10. Darstellung des konventionellen Kolbenhubverlaufs	104
5.11. Beispielhafter Verlauf der Sollwerttrajektorie	105
5.12. Beispielhafter Kolbenhubverlauf zur Variation des Kolbenhubs während zwei Takten	106
5.13. Beispielhafter Verlauf der Sollwerttrajektorie bei der Variation der Hubamplitude	107

5.14. Amplitudenfehler $e_{Amp,OT}$ über den Maximalhub $x_{P,max}$ und die Hubänderung $x_{P,red}$	108
5.15. Phasenfehler $e_{Pha,OT}$ über den Maximalhub $x_{P,max}$ und die Hubänderung $x_{P,red}$	109
5.16. Vorgeschlagene Regelungsstruktur zur Regelung des Freikolbenmotors	109
5.17. Zylinderdruck p_{Zyl} , Kolbenposition x_P , Kolbengeschwindigkeit \dot{x}_P und Strom i_q über den virtuellen Winkel φ_V zum Arbeitspunkt $\omega_V = 80 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und $x_{P,max} = 0,03$ m ohne Zündung	110
5.18. Zylinderdruck p_{Zyl} , Kolbenposition x_P , Kolbengeschwindigkeit \dot{x}_P und Strom i_q über den virtuellen Winkel φ_V zum Arbeitspunkt $\omega_V = 80 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und $x_{P,max} = 0,03$ m mit Zündung	111
5.19. Spitzenstrom $i_{q,max}$ über die virtuelle Winkelgeschwindigkeit ω_V und dem maximalen Hub $x_{P,max}$	112
5.20. Effektivstrom $i_{q,eff}$ über die virtuelle Winkelgeschwindigkeit ω_V und dem maximalen Hub $x_{P,max}$	113
5.21. Verdichtungsverhältnis über die virtuelle Winkelgeschwindigkeit ω_V und dem maximalen Hub $x_{P,max}$	114
5.22. Zylinderdruck p_{Zyl} und \hat{p}_{Zyl} über dem virtuellen Winkel φ_V	114
5.23. Reibkraft F_{Reib} über die Geschwindigkeit \dot{x}_P	115
5.24. Zylinderdruckschätzfehler über die virtuelle Winkelgeschwindigkeit ω_V und dem maximalen Hub $x_{P,max}$	115
5.25. Schematischer Aufbau des verwendeten Ventiltriebs	117
5.26. Genäherter Ventilhub vom Ein- und Auslassventil über den Nockenwellenwinkel φ_{NW}	118
5.27. Nockenwellengeschwindigkeit und die Auswirkung auf den Ventilhub	121
5.28. Solldrehzahlverlauf der Nockenwelle zur Erzielung schnelles öffnen und schließen der Ventile	123
5.29. Nockenwelldrehzahl zur Erzielung eines schnelles Öffnen und Schließens der Ventile und einer Phasenverschiebung der Steuerzeiten zur Reduktion des Luftmassenrückstroms	125
5.30. Schematische Darstellung der vorgeschlagenen Regelungsstruktur	127
5.31. Einlassluftmassenstrom in Abhängigkeit von ω_0 und $\xi_{M1,In}$ mit Methode 1	128
5.32. p_{Zyl} -V Miller Zyklus(gelb), Konventionell(rot) und Atkinson Zyklus(blau)	129
5.33. Vereinfachtes Modell der Massendurchflussregelung	129
5.34. Polstellen des geschlossenen Regelkreises	131
5.35. Trajektorie der PMSM zur Realisierung unterschiedlicher Ventilhubbe zu einer mittleren Nockenwelldrehzahl $\omega_0 = 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$. Der Nockenwellenwinkel, die Nockenwelldrehzahl und der q-Strom ist in Abhängigkeit vom KW-Winkel abgetragen.	132
5.36. Luftmassenstrom, Kolben- und Ventilposition in Abhängigkeit von dem Winkel der Kurbelwelle bei der Grunddrehzahl $\omega_0 = 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und Methode 1	133
5.37. Relative Kupferverluste $\frac{P_{Cu}(\xi_{M1,In})}{P_{Cu}(\xi_{M1,In}=0)}$ in Abhängigkeit von ω_0 und $\xi_{M1,In}$	134

5.38. Sprungantwort und Störgrößenkompensation des Luftmassenstromreglers mit Darstellung von $\frac{\dot{m}_{O2,4T}}{\dot{m}_{O2,4T}^*}$ und Ausgangsgröße $\xi_{M1,In}$. . .	135
5.40. Positions geregelte PMSM mit der Trajektorie zur Erhöhung des Luftmassendurchfluss bei einer Grunddrehzahl von $\omega_0 = 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und Methode 2	135
5.39. Sprungantwort und Störgrößenkompensation des Luftmassenstromreglers mit Darstellung von $\dot{m}_{O2,4T}$ und Ausgangsgröße $\xi_{M1,In}$. . .	136
5.41. Massendurchflusses, Kolben- und Ventiltrajektorie in Abhängigkeit vom Kurbelwinkel zur Erhöhung des Luftmassendurchflusses bei einer Grunddrehzahl von $\omega_0 = 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und Methode 2	136
5.42. Relativer Luftmassenstrom $\frac{\dot{m}_{O2,4T}}{\dot{m}_{O2,4T}(\xi_{M2,In}=0)}$ in Abhängigkeit von ω_0 und $\xi_{M2,In}$	137
5.43. Relative Kupferverluste $\frac{P_{Cu}(\xi_{M2,In})}{P_{Cu}(\xi_{M2,In}=0)}$ in Abhängigkeit von ω_0 und $\xi_{M2,In}$	137
5.44. Trajektorie der positionsgeregelten PMSM zur Erhöhung des Luftmassendurchfluss bei einer Grunddrehzahl von $\omega_0 = 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und Methode 3	138
5.45. Massendurchfluss, Kolben- und Ventiltrajektorie in Abhängigkeit vom Kurbelwinkel zur Erhöhung des Luftmassendurchflusses bei einer Grunddrehzahl von $\omega_0 = 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und Methode 3	139
5.46. Relativer Luftmassenstrom $\frac{\dot{m}_{O2,4T}}{\dot{m}_{O2,4T}(\xi_{M3,In}=0)}$ in Abhängigkeit von ω_0 und $\xi_{M3,In}$	139
5.47. Relative Kupferverluste $\frac{P_{Cu}(\xi_{M3,In})}{P_{Cu}(\xi_{M3,In}=0)}$ in Abhängigkeit von ω_0 und $\xi_{M3,In}$	140
5.48. Darstellung verschiedener Sensoren und Methoden zur Drehmomentendämpfung bei Verbrennungsmotoren	142
5.49. Klassischer Drehmomentsensor	142
5.50. Störgrößenkompensation ohne besondere Maßnahmen zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit (M1)	143
5.51. Störgrößenkompensation mit Aufschaltung des Drehmoments M_{Gas} (M2)	143
5.52. Störgrößenkompensation mit Aufschaltung des Drehmoments M_{Gas} und M_{Beo} (M3)	144
5.53. Kompressions / Expansions Drehmomentverlauf M_{Komp} über den Kurbelwinkel φ_{KW} bei geschlepptem Motorbetrieb	145
5.54. Störgrößenkompensation mit Aufschaltung des Drehmoments M_{Komp} (M4)	145
5.55. Störgrößenkompensation mit Aufschaltung des Drehmoments M_{Beo} (M5)	146
5.56. Störgrößenkompensation mit Aufschaltung des Drehmoments M_{Beo} und M_{Komp} (M6)	146
5.57. Winkelgeberlose Drehzahlregelung eines Verbrennungsmotors (M7) .	147
5.58. Geschätzter Drehmomentverlauf \hat{M}_{VM} über den Kurbelwinkel φ_{KW} ohne Zündung	147
5.59. Winkelgeschwindigkeit ω_{KW} über den Kurbelwinkel φ_{KW} ohne Zündung	148

5.60. Geschätzter Drehmomentverlauf \hat{M}_{VM} über den Kurbelwinkel φ_{KW} mit Zündung	149
5.61. Winkelgeschwindigkeit ω_{KW} über den Kurbelwinkel φ_{KW} mit Zündung	149

1. Einleitung

Die Entwicklung des Verbrennungsmotors ermöglichte es, chemisch gespeicherte Energie in mechanische Energie umzuwandeln. Der Brennstoff besteht zum größten Teil aus fossilen Energieträgern. Diese Energieträger lassen sich nicht wie bei regenerativen Energien (Wind-, Sonnenenergie, u.s.w.) erneuern. Die Ressource ist somit nur über eine begrenzte Zeit hin nutzbar. Bei der Umwandlung der fossilen Energieträger wird u.a. klimaschädliches CO_2 ausgestoßen. Die weltweite CO_2 Emission ist seit der Erfindung des Ottomotors im Jahr 1862 in Abb. 1.1 dargestellt. Durch

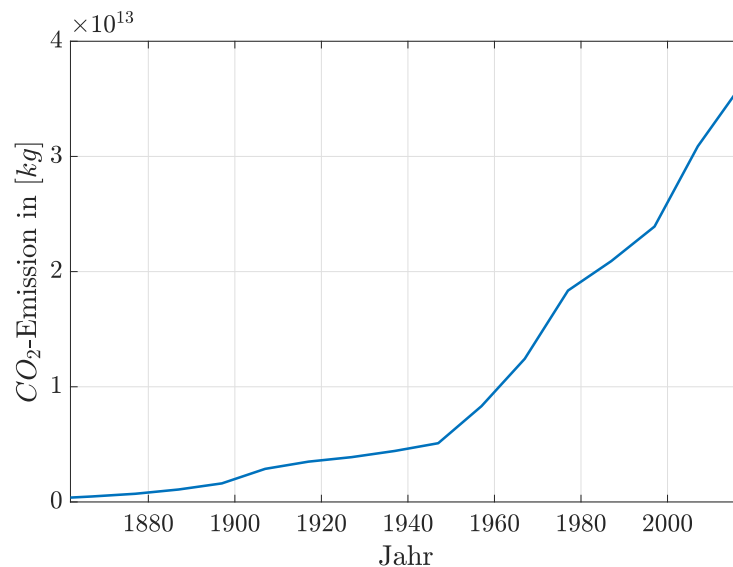


Abbildung 1.1. – Entwicklung des weltweiten CO_2 - Ausstoß [1]

den vermehrten Einsatz von Kraftmaschinen, steigt zum einen der Kraftstoffbedarf, als auch die Emissionen an. Um diese Probleme zu bewältigen gibt es zahlreiche Bemühungen, um den Wirkungsgrad des Verbrennungsmotors zu verbessern [2][3][4] und auch die Nutzung von alternativen Kraftstoffen [5][6][7] zu ermöglichen.

Eine richtungsweisende Komponente, die vermehrt genutzt wird, ist die elektrische Maschine. Die elektrische Maschine hat, im Vergleich zum Verbrennungsmotor ($\eta_{VM,max} = 54\%$) [4], einen viel höheren Wirkungsgrad ($\eta_{EM,max} \geq 96\%$) [8]. Ein aktuelles Problem stellt die Speicherung der elektrischen Energie dar. Die elektrische Energie kann nur in Batterien gespeichert werden, die eine geringere Energiedichte haben wie eine gleiche Masse Kraftstoff. Um den benötigten Energiespeicher zu minimieren sind verschiedene Hybridantriebskonzepte beim Automobil entstanden

[9] [10] [11]. Hierbei kann die Antriebsstrangtopologie nach dem Leistungsfluss unterteilt werden in:

- Serieller Hybrid
- Paralleler Hybrid
- Leistungsverzweigter Hybrid

In dieser Arbeit wird lediglich auf den seriellen Hybrid eingegangen und auch nur auf den Antriebsteil, der die chemisch gespeicherte Energie (Kraftstoff) in elektrische Energie umwandelt. Hierbei wird der Verbrennungsmotor genutzt um die Reichweite des Hybridfahrzeugs zu erhöhen, was man auch als Range Extender bezeichnet. Diese Art von Energiewandlung wird auch bei Stromaggregaten oder Heimkraftwerken (Strom- und Wärmeerzeuger) genutzt. Die Hauptaufgabe der elektrischen Maschine in einem Range Extender ist die mechanische Energie in elektrische Energie umzuwandeln. Jedoch ist es zusätzlich möglich, die elektrische Maschine als Aktor und als Sensor für die Regelung des Verbrennungsmotors zu nutzen. Diese Möglichkeiten sollen in dieser Arbeit untersucht werden.

In der Abb. 1.2 sind einige Forschungsthemen dargestellt, die für den Betrieb von Verbrennungsmotoren relevant geworden sind. Die Übersicht deckt aber nicht alle Forschungsschwerpunkte ab. Sie wurde auf den Umfang dieser Arbeit eingeschränkt und soll einen Überblick geben, wo die Ergebnisse dieser Arbeit einzuordnen sind.

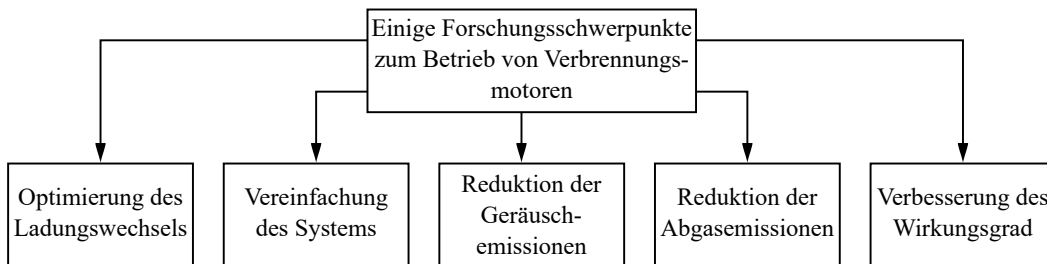


Abbildung 1.2. – Einige Forschungsschwerpunkte zum Betrieb von Verbrennungsmotoren

Ein Problem bei der Verwendung von Verbrennungsmotoren sind die Vielzahl an Sensoren und Aktoren in den Systemen. Hierzu zählen Winkel-, Temperatur-, Druck-, Abgassensoren, Luftmassenmesser, Drosselklappen, Zündelektronik und die Ventilaktoren. Hierdurch entstehen hohe Anschaffungskosten und möglicherweise ein Systemausfall bei Versagen eines Sensors oder Aktors. Aus diesem Grund wird versucht das System zu vereinfachen. Unter anderem wurde in einigen Konzepten untersucht, wie ein Verbrennungsmotor ohne Drosselklappe betrieben werden kann [12] [13]. Neben der Vereinfachung des Systems könnte auch der Wirkungsgrad verbessert werden, da über die Drosselklappe ein Druck abfällt und dieser Druckabfall sich negativ auf den Verbrennungsprozess auswirkt. Die gezeigten Lösungen weisen jedoch die Problematik auf, dass ein erhöhter Aufwand zur Abgasnachbehandlung notwendig wird. Für diese Arbeit wurde unter anderem in Abschnitt 4.1 beschrieben, wie eine Leistungsregelung ohne Drosselklappenaktuator gelingt und ist veröffentlicht in [107], [108] und [109].

Des Weiteren sind in den letzten Jahren Verfahren entstanden, wie der elektrische Winkel von einer PMSM ohne Winkelgeber geschätzt werden kann [14] [15]. Bei einer direkten Kopplung von einer PMSM mit einem Verbrennungsmotor, kann der geschätzte elektrische Winkel auf den Kurbelwinkel bezogen werden. Hierfür wurde in Abschnitt 4.2 untersucht, wie der Verbrennungsmotor neben der Energiewandlung auch als Sensor zum schätzen des Kurbelwinkels und des oberen Totpunkts (OT) genutzt werden kann. Dies führt zu einer Vereinfachung des Systems, da auf den üblichen Kurbelwellensensor verzichtet werden kann. Die Ergebnisse hiervon sind veröffentlicht in [110].

Der Verbrennungsmotor erzeugt ein stark oszillierendes Drehmoment, welches zu Drehzahlschwingungen führt. Dies wirkt sich u.a. negativ auf die Geräuschemissionen aus. Um diese Drehzahlschwingungen zu minimieren, kann ein großes Massenschwungrad genutzt werden, welches zusätzlichen Bauraum benötigt und das dynamische Verhalten verschlechtert. Eine weitere Möglichkeit besteht in der Kompensation der Drehzahlschwingungen mit der elektrischen Maschine. Hierfür sind verschiedene Verfahren gezeigt wurden [16][17]. Darauf aufbauend wurde untersucht, welcher Sensoraufwand notwendig ist, um eine entsprechende Qualität der Drehmomentdämpfung (vgl. Abschnitt 5.4 und [111]) zu erhalten.

Ein weiteres Problem ist, dass ein Ladungswechsel zwischen den Verbrennungszyklen stattfinden muss. Der Ladungswechsel wird bei einem Vier-Takt-Verbrennungsmotor über die Ventile gesteuert. Die Ansteuerung der Ventile ist, mithilfe einer mechanischen Kopplung zwischen Kurbelwelle und Ventile, möglich. Es wurden aber auch schon verschiedene Verfahren gezeigt wie die Ventile über einen elektro-mechanischen Aktuator angesteuert werden können [18] [19]. Hierbei wurde ein Aktuator pro Ventil benötigt. In dieser Arbeit wurde untersucht, wie eine hochdynamische Regelung dazu beitragen kann, die Ventile mit nur einem Aktuator an einer Nockenwelle individuell anzusteuern (siehe Abschnitt 5.3 und [112]).

Des Weiteren ist man davon ausgegangen, dass sich die Drehzahl des Verbrennungsmotors, auf Grund der benötigten hohen Massenträgheit, nicht hochdynamisch ändern kann. Hierdurch hat sich der Hubverlauf kaum verändert. Wenn der Verbrennungsmotor durch die elektrische Maschine aktiv beschleunigt wird, führt dies zu einer Änderung der Kolbenhubtrajektorie. Die Kolbenhubtrajektorie hat möglicherweise einen Einfluss auf die Verbrennung. Das Potential ist angerissen in Abschnitt 5.1 und ist veröffentlicht in [113].

Da der Kolben über einem Pleuel an der Kurbelwelle befestigt ist, behindert dies die Variation der Kolbenhubtrajektorie. So kann unter anderem nicht die Hubhöhe variiert werden. Durch die Loslösung von der Kurbelwelle entsteht somit ein völlig neuer Freiheitsgrad und vereinfacht das System. Dieser Motor wird als Freikolbenmotor [20][21] bezeichnet. Bei den bisherigen Freikolbenmotoren wurde die elektrische Maschine hauptsächlich zur Wandlung von mechanischer in elektrischer Energie genutzt. Jedoch ist es möglich, die elektrische Maschine auch als Aktor zu betreiben, um einen Vier-Takt-Ottoprozess zu ermöglichen. Der entwickelte Prototyp besteht aus einem Kolben, der direkt an einer elektrischen Linearmaschine [22][114][115]

befestigt ist ohne die Verwendung von einer zusätzlichen Feder [116]. Die Regelung solch eines Systems stellt hierbei die größte Herausforderung dar. Das größte Problem ist dabei, dass die Regelung hochdynamisch, und die Bewegung des Kolbens synchron zur Ventilposition und einer vorgegebenen Trajektorie in allen Takten funktioniert. Die Regelung eines solchen Systems ist in Abschnitt 5.2 beschrieben. Die Ergebnisse sind hierbei veröffentlicht in [117] und [118]. Die verwendete Maschine ist eine kommerziell erworbene elektrische Maschine. Um den Wirkungsgrad zu optimieren, muss eine elektrische Maschine auf den Prozess ausgelegt werden. Die Weiterentwicklung der elektrischen Maschine wurde in Kooperation in [119] und [120] gezeigt.

Die entwickelten Regelverfahren basieren entweder auf eine mittelwertbehaftete oder einer dynamischen Modellierung des Systems [23][24]. Aus diesem Grund werden die Regelverfahren in mittelwertbasierte und dynamikbasierte Regelverfahren eingeteilt. Die mittelwertbasierten Verfahren sind hierbei dadurch gekennzeichnet, dass die Winkelgeschwindigkeit innerhalb eines Vier-Takt-Ottoprozess konstant als gemittelter Wert angenommen wird. Hierdurch wird keine signifikante Änderung des Hubverlaufs erwartet. Wohin gegen bei den dynamikbasierten Verfahren innerhalb des Vier-Takt-Ottoprozess die Winkelgeschwindigkeit ändern und somit der Hubverlauf variiert werden kann. Die Einteilung der jeweiligen Verfahren ist dargestellt in Abb. 1.3 und werden in den genannten Abschnitten genauer erläutert.

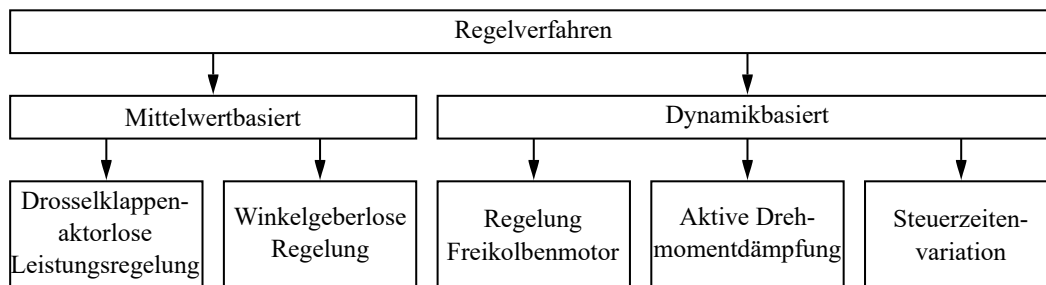


Abbildung 1.3. – Einteilung verschiedener Regelverfahren für die Regelung von Verbrennungsmotoren mit der Nutzung von elektrischen Maschinen

2. Systembeschreibung und Modellierung

In diesem Abschnitt soll grundlegend erläutert werden, wie die permanentmagneterregte Synchronmaschine und der Vier-Takt-Ottomotor funktionieren. Hierbei wird u.a. auf Aufbau, Regelung, Energiewandlung und analytische Modellierung eingegangen. Diese Beschreibungen beinhaltet lediglich die Aspekte, welche für diese Arbeit benötigt werden. Weitere Informationen können hierbei u.a. aus [25] und [26] entnommen werden.

2.1. Feldorientierte Regelung einer PMSM

Für die Netzfrequenz unabhängige Regelung von direkt gekoppelten permanent erregten elektrischen Maschinen an Verbrennungsmotoren, ist die Nutzung eines Wechselrichters notwendig. Diese Wechselrichter können sowohl die Amplitude als auch die Frequenz der gestellten Spannung variieren. Die Sollspannung wird im geregelten Betrieb häufig über eine feldorientierte Regelung oder über eine direkte Drehmomentregelung berechnet. Es wurde sich in dieser Arbeit für die feldorientierte Regelung entschieden und es soll im Folgenden gezeigt werden, wie eine PMSM modelliert und feldorientiert geregelt werden kann.

2.1.1. Analytisches Modell der PMSM

Die permanentmagneterregte Synchronmaschine ist eine der wichtigsten Maschinen in der Antriebsregelung. Sie zeichnet sich durch eine hohe Drehmoment- bzw. Kraftdichte aus. Dies wird durch Magneten aus Metalle der Seltenen Erden (u.a. Neodym-Eisen-Bor und Samarium-Cobalt) erreicht. Außerdem kann mit der permanent erregten Synchronmaschine oftmals der bestmögliche Wirkungsgrad erreicht und das Leistungsstellglied optimal ausgenutzt werden. Dies resultiert daraus, dass keine zusätzliche Erregerleistung benötigt wird, die wiederum im Stellglied und der elektrischen Maschine zu Verlusten führt.[26] Neben dem erhöhten Wirkungsgrad ist es mit der permanent erregten Synchronmaschine und einem Wechselrichter möglich, eine hochdynamische Regelung des Drehmoments zu erhalten. In der Abb. 2.1 ist der prinzipielle Aufbau einer permanent erregten Synchronmaschine dargestellt [27]. Die abgebildete Maschine besteht aus einem diametral magnetisierten Ringmagneten, welcher auf der Oberfläche eines Rotors befestigt ist. Häufig werden auch quaderförmige Magneten verwendet, die in den Rotor eingelassen oder aufgeklebt und

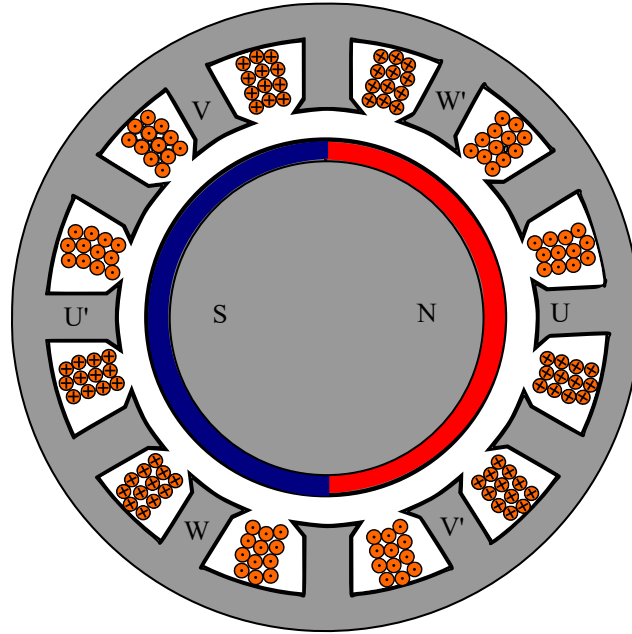


Abbildung 2.1. – Schematische Schnittdarstellung (normal zur Drehachse) einer permanent erregten Synchronmaschine

anschließend bandagiert werden. Der Stator besteht aus sechs Spulen und erzeugt das Drehfeld in der Maschine. Die Ansteuerung der Spulen wird, wie in [28] erläutert, realisiert.

Neben einer Drehbewegung ist es möglich, eine lineare Bewegung als permanent-magneterregte Synchronmaschine umzusetzen [29]. Die genannten Vorteile bleiben hierbei erhalten.

Allgemein können diese Maschinen mit folgender Systemgleichung im statorfesten Koordinatensystem beschrieben werden:

$$\mathbf{u}_{uvw} = \mathbf{R}_{uvw} \cdot \mathbf{i}_{uvw} + \frac{d\Psi_{uvw}}{dt} \quad (2.1)$$

$$\Psi_{uvw} = \mathbf{L}_{uvw} \cdot \mathbf{i}_{uvw} + \Psi_{PM,uvw} \quad (2.2)$$

Hierbei ist $\mathbf{u}_{uvw} = \begin{pmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{pmatrix}$ die Strangspannung, $\mathbf{L}_{uvw} = \begin{bmatrix} L_{uu} & L_{uv} & L_{uw} \\ L_{vu} & L_{vv} & L_{vw} \\ L_{wu} & L_{wv} & L_{ww} \end{bmatrix}$ die Stranginduktivität, $\mathbf{i}_{uvw} = \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix}$ der Strangstrom, $\mathbf{R}_{uvw} = \begin{bmatrix} R_u & 0 & 0 \\ 0 & R_v & 0 \\ 0 & 0 & R_w \end{bmatrix}$ der Strangwiderstand und $\Psi_{PM,uvw} = \begin{pmatrix} \Psi_{PM,u} \\ \Psi_{PM,v} \\ \Psi_{PM,w} \end{pmatrix}$ der verkettete Magnetfluss durch

die Permanentmagnete. Durch einsetzen von (2.2) in (2.1) erhält man (2.5).

$$\mathbf{u}_{uvw} = \mathbf{R}_{uvw} \cdot \mathbf{i}_{uvw} + \frac{d}{dt}(\mathbf{L}_{uvw} \cdot \mathbf{i}_{uvw} + \Psi_{PM,uvw}) \quad (2.3)$$

$$= \mathbf{R}_{uvw} \cdot \mathbf{i}_{uvw} + \frac{d\mathbf{L}_{uvw}}{dt} \cdot \mathbf{i}_{uvw} + \frac{d\mathbf{i}_{uvw}}{dt} \cdot \mathbf{L}_{uvw} + \frac{d\Psi_{PM,uvw}}{dt} \quad (2.4)$$

$$= \mathbf{R}_{uvw} \cdot \mathbf{i}_{uvw} + \frac{d\mathbf{L}_{uvw}}{d\varphi_{el}} \cdot \mathbf{i}_{uvw} \omega_{el} + \frac{d\mathbf{i}_{uvw}}{dt} \cdot \mathbf{L}_{uvw} + \frac{d\Psi_{PM,uvw}}{d\varphi_{el}} \omega_{el} \quad (2.5)$$

Die Lage des resultierenden magnetischen Flusses des Rotors wird bei einer PMSM als direkte Achse (d-Achse) bezeichnet. Die 90° verschobene Achse wird als Querachse (q-Achse) bezeichnet. Der magnetische Leitwert des Rotors hängt von der Rotorkonstruktion ab. Wenn ein symmetrischer Aufbau der Maschine angenommen wird und nur die Grundkomponente betrachtet wird, so wird auf der d-Achse ein Maximum / Minimum bzw. auf der q-Achse ein Minimum / Maximum vorliegen. Dies führt zu unterschiedlichen Induktivitäten in der d-Achse (L_d) und q-Achse (L_q).

Für die Regelung von elektrischen Drehfeldmaschinen sind verschiedene Verfahren [30] [31] [26] bekannt. Häufig wird in der Anwendung entweder die feldorientierte Regelung oder die direkte Drehmomentregelung genutzt. Es wurde sich für die feldorientierte Regelung entschieden, da sie einen guten Kompromiss zwischen der Schnelligkeit der Drehmomentregelung und kleine Strom- bzw. Drehmomentwelligkeit bildet [32]. Die feldorientierte Regelung ist dargestellt in Abb. 2.2.

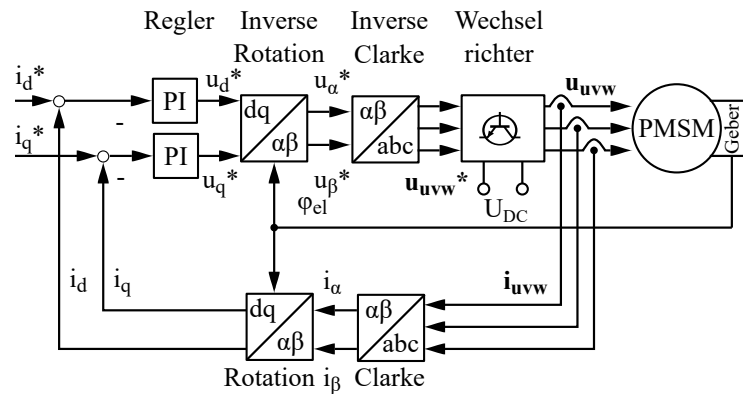


Abbildung 2.2. – Feldorientierte Regelung einer PMSM

Mithilfe der Clarke-Transformation [33] wird der gemessene dreiphasige Leiterstrom \mathbf{i}_{uvw} in ein statorfestes zweiphasiges Koordinatensystem $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ überführt. Die Gleichungen zur Transformation eines Drehstromsystems ohne Nullkomponente lauten:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \mathbf{K}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{i}_{uvw} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Die Rückrechnung von dem zweiphasigen statorfesten Koordinatensystem in ein dreiphasiges Koordinatensystem erfolgt über die inverse Clarke Transformation.

$$\mathbf{i}_{uvw} = \mathbf{K}_{\alpha\beta}^{-1} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Um den zweiphasigen statorfesten Strom $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ in ein rotorfestes Koordinatensystem zu überführen, muss das System um den Winkel φ_{el} mit der Rotationsmatrix \mathbf{R}_φ gedreht werden [34].

$$\mathbf{i}_{dq} = \mathbf{R}_\varphi \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta} \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_{el}) & \sin(\varphi_{el}) \\ -\sin(\varphi_{el}) & \cos(\varphi_{el}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Die Rücktransformation von dem d/q zum α/β Koordinatensystem erfolgt mithilfe der inversen Rotationsmatrix \mathbf{R}_φ^{-1} .

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \mathbf{R}_\varphi^{-1} \cdot \mathbf{i}_{dq} \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_{el}) & -\sin(\varphi_{el}) \\ \sin(\varphi_{el}) & \cos(\varphi_{el}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Das Produkt aus der Clarke-Transformationsmatrix $\mathbf{K}_{\alpha\beta}$ und der Rotationsmatrix \mathbf{R}_φ ergibt eine direkte Transformationsmatrix \mathbf{T} zwischen dem Ständerfesten uvw -Koordinatensystem (KS) und dem Rotorfesten d/q -KS.

$$\mathbf{i}_{dq} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{i}_{uvw} \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\varphi_{el}) & \cos(\varphi_{el} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi_{el} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\varphi_{el}) & -\sin(\varphi_{el} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi_{el} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Die Rücktransformation von dem d/q zum uvw Koordinatensystem erfolgt mithilfe der inversen Park-Transformation \mathbf{T}^{-1} .

$$\mathbf{i}_{uvw} = \mathbf{T}^{-1} \cdot \mathbf{i}_{dq} \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_{el}) & -\sin(\varphi_{el}) \\ \cos(\varphi_{el} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi_{el} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\varphi_{el} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\varphi_{el} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Die Transformation von (2.3) in das d/q Koordinatensystem mithilfe des elektrischen Winkels φ_{el} führt zu:

$$u_q = R \cdot i_q + L_d \cdot i_d \cdot \omega_{el} + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + \Psi_{PM} \cdot \omega_{el} \quad (2.18)$$

$$u_d = R \cdot i_d - L_q \cdot i_q \cdot \omega_{el} + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} \quad (2.19)$$

Der verkettete Fluss bestimmt sich dann zu:

$$\Psi_d = L_d \cdot i_d + \Psi_{PM} \quad (2.20)$$

$$\Psi_q = L_q \cdot i_q \quad (2.21)$$

Der Strom i_{dq} wird mithilfe von Reglern eingestellt. Der Ausgang dieser Regler ist die Spannung \mathbf{u}_{dq}^* . Die Sollspannung \mathbf{u}_{dq}^* wird mit der inversen Rotationsmatrix aus (2.13) in das $\alpha\beta$ Koordinatensystem transformiert und anschließend, mithilfe eines Modulationsverfahrens, in die Ansteuerungssignale der Transistoren umgerechnet (siehe Abschnitt 2.1.2). Der Wechselrichter kann durch diese Ansteuerungssignale und einer angelegten Zwischenkreisspannung die erforderliche Spannung \mathbf{u}_{uvw} stellen. Wenn die Zwischenkreisspannung nicht mehr ausreicht, um einen i_q Strom zu stellen, so ist es erforderlich den verketteten Magnetfluss Ψ_d , mithilfe eines negativen Stroms i_d , zu verringern. Dies führt zu einer Verringerung des magnetischen Flusses Ψ_d , wodurch die induzierte Spannung sinkt. Das hat auch zur Folge, dass das maximale Drehmoment der elektrischen Maschine sinkt (vgl. (2.24)). Diese Betriebsart wird als Feldschwächebetrieb bezeichnet.

Die elektrische Leistung der permanent erregten Synchronmaschine lässt sich mithilfe von (2.22) berechnen [35].

$$P_{el} = \frac{3}{2} \cdot (i_d \cdot u_d + i_q \cdot u_q) \quad (2.22)$$

Der Faktor $\frac{3}{2}$ resultiert aus der amplitudeninvarianten Transformation. Nach dem Einsetzen von (2.18) und (2.19) in (2.22) und durch Vernachlässigung der Kupferverlustleistung und die Änderung der magnetischen Energie in den Spulen ergibt sich:

$$P_{EM} = \frac{3}{2} \cdot ((L_d - L_q) \cdot i_q \cdot i_d \cdot \omega_{el} + \Psi_{PM} \cdot \omega_{el} \cdot i_q) \quad (2.23)$$

und daraus leitet sich das abgegebene Drehmoment der elektrischen Maschine ab zu:

$$M_{EM} = \frac{P_{EM}}{\omega_m} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot ((L_d - L_q) \cdot i_q \cdot i_d + \Psi_{PM} \cdot i_q) \quad (2.24)$$

Mithilfe von (2.20), (2.21) und (2.24) kann das Drehmoment auch über den verketteten Fluss (2.25) ausgedrückt werden.

$$M_{EM} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d) \quad (2.25)$$

Es kann (2.24) vereinfacht werden, wenn angenommen wird, dass die Induktivität $L_d = L_q$ ist.

$$M_{EM} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_{PM} \cdot i_q \quad (2.26)$$

Hierdurch ist es möglich, aus der Kenntnis von der Polpaarzahl p , dem verketteten magnetischen Fluss Ψ_{PM} , den gemessenen Strömen \mathbf{i}_{uvw} und des elektrischen Winkels

φ_{el} das abgegebene Drehmoment der elektrischen Maschine zu berechnen. In verschiedenen Datenblättern wird hierbei oft der Zusammenhang zwischen Strom und Drehmoment mithilfe einer Drehmomentkonstante k_M ausgedrückt.

$$M_{EM} = k_M \cdot i_q \quad (2.27)$$

Die hergeleiteten Gleichungen gelten auch für die linear Maschinen. Sie müssen lediglich von einer rotativen, zu einer linearen Bewegung umgerechnet werden [36]. Der Umfang l_{Umfang} der elektrischen Maschine kann hierbei mit dem Radius r_r oder der Polbreite τ_P berechnet werden zu:

$$l_{Umfang} = 2 \cdot \pi \cdot r_r = 2 \cdot p \cdot \tau_P \quad (2.28)$$

Hieraus folgt aus (2.28):

$$F_{EM} = \frac{M_{EM}}{r_r} = \frac{M_{EM} \cdot \pi}{\tau_P \cdot p} \quad (2.29)$$

Durch einsetzen von (2.29) in (2.25) folgt:

$$F_{EM} = \frac{3}{2} \cdot \frac{\pi}{\tau_P} \cdot ((L_d - L_q) \cdot i_q \cdot i_d + \Psi_{PM} \cdot i_q) \quad (2.30)$$

Der Ausdruck in (2.30) lässt sich vereinfachen, wenn $L_d = L_q$ zu:

$$F_{EM} = \frac{3}{2} \cdot \frac{\pi}{\tau_P} \cdot \Psi_{PM} \cdot i_q = k_F \cdot i_q, \quad (2.31)$$

wobei k_F eine Strom-Kraftkonstante ist. Die Verluste bei der Wandlung von mechanischer zu elektrischer Leistung durch die elektrische Maschine bestehen aus Kupfer-, Hysteres- und Wirbelstromverluste.

Die Hystereseverluste entstehen während der Ummagnetisierung des Eisens. Sie werden auf Grund von inneren Reibprozessen in den Weiss' schen Bezirken während der Ummagnetisierung hervorgerufen [35].

Wirbelstromverluste entstehen, da die verwendeten magnetischen Materialien leitfähig sind [37]. Hierdurch können sich Wirbelströme induzieren, die zu Stromwärmeverluste führen. Die Wirbelstromverluste und Hystereseverluste werden oftmals als Eisenverluste P_{Fe} zusammen gefasst. Die Kupferverluste P_{Cu} entstehen durch den ohmschen Widerstand der Kupferwicklung [38]. Sie entstehen, wenn ein Strom durch eine Wicklung fließt. Die Gesamtverluste P_V zwischen der mechanischen und elektrischen Energiewandlung berechnet sich somit aus:

$$P_V = P_{Cu} + P_{Fe} \quad (2.32)$$

2.1.2. Leistungselektronik zum Betrieb einer PMSM

Zur Erzeugung der benötigten Spannung aus den Reglern und den Transformationen werden geeignete Stellglieder benötigt [39]. Für einen vier Quadranten Betrieb einer dreiphasigen PMSM ist eine B6 Brückenschaltung erforderlich wie sie in Abb. 2.3 dargestellt ist. Ein Zwischenkreiskondensator C_{DC} dient zur Glättung der

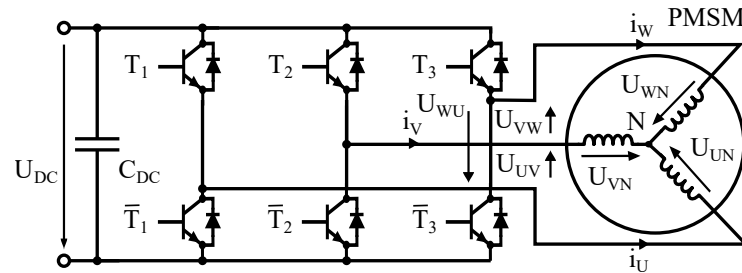


Abbildung 2.3. – B6 Brücke zur Regelung der PMSM

Zwischenkreisspannung U_{DC} . Die sechs Transistoren sind zu drei Brückenzeigen verschaltet, bei denen der Mittelpunkt an den Phasen der PMSM angeschlossen ist. Der Strom i_{uvw} sollte nach Möglichkeit direkt in den Phasen gemessen werden. Durch die Induktivität von den elektrischen Maschinen wird der Stromanstieg geglättet. Die erzeugte Spannung an den Ausgangsklemmen des Wechselrichters hängt von den Zuständen der Transistoren ab. Die erzeugbaren Spannungen sind dargestellt in Tabelle 2.1.

$T1$	$T2$	$T3$	U_{UN}	U_{VN}	U_{WN}	U_{UV}	U_{VW}	U_{WU}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2 \cdot U_{DC}}{3}$	0	$-U_{DC}$	U_{DC}
0	1	0	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2 \cdot U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-U_{DC}$	U_{DC}	0
0	1	1	$-\frac{2 \cdot U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-U_{DC}$	0	U_{DC}
1	0	0	$\frac{2 \cdot U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	U_{DC}	0	$-U_{DC}$
1	0	1	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2 \cdot U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	U_{DC}	$-U_{DC}$	0
1	1	0	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2 \cdot U_{DC}}{3}$	0	U_{DC}	$-U_{DC}$
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tabelle 2.1. – Schaltkombination der Leistungsschalter und resultierende Spannungen

Die Spannungsstellung erfolgt sehr dynamisch, da die entwickelten Halbleiterelemente ein schnelles Umschalten ermöglichen. Die vorgegebene Sollspannung (u_{uvw}^* bzw. $u_{\alpha\beta}^*$) kann mit verschiedenen Modulationsverfahren erzeugt werden. Die bekanntesten sind hierbei die Sinus-Dreieck-Modulation und die Raumzeigermodulation [40].

Bei der Sinus-Dreieck-Modulation wird ein generiertes Dreieckssignal mit der benötigten Frequenz der Leistungsschalter mit den Sollspannungen u_{uvw}^* verglichen. Die

Schnittpunkte der Verläufe legen hierbei die Umschaltunkte der Ausgangsspannung fest. Die maximale Ausgangsspannung ist hierbei im Bereich von $\pm \frac{U_{DC}}{2}$.

Bei der Raumzeigermodulation wird versucht die Sollspannung (u_{uvw}^* bzw. $u_{\alpha\beta}^*$), gemittelt über drei Schaltzustandsänderungen, zu realisieren. Die genutzten Schaltzustände hängen hierbei von der Lage der resultierenden Sollspannung ab. Die Schaltfrequenz kann hierbei konstant eingestellt werden. Die maximale Ausgangsspannung beträgt in diesem Modulationsverfahren $\pm \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$, bezogen auf den Inkreis des Hexagons. Da dieses Modulationsverfahren die Zwischenkreisspannung besser ausnutzen kann, wird dieses Verfahren in dieser Arbeit genutzt. Die Herleitung zur Raumzeigermodulation kann in [30] nachgelesen werden.

2.1.3. Auslegung eines Stromreglers

Die Auslegung eines Stromreglers für eine permanentmagneterregte Synchronmaschine ist auf verschiedenen Wegen möglich [26][41]. Die verwendeten Regler wurden unter anderem nach dem Betragsoptimum ausgelegt [31]. Das Ziel eines nach dem Betragsoptimum eingestellten Reglers ist, dass das Führungsverhalten G_w über einen weiten Frequenzbereich ein ideales Übertragungsverhalten hat.

$$G_w(\omega) = |G_w(\omega)| = \left| \frac{y(\omega)}{w(\omega)} \right| = 1 \quad (2.33)$$

Das Führungsverhalten beschreibt somit den Einfluss vom Eingang w zum Ausgang y siehe Abb. 2.4

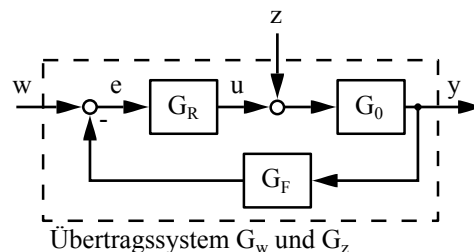


Abbildung 2.4. – Allgemeine Darstellung eines Regelungssystems

Um eine nach dem Betragsoptimum ausgelegte Regelung zu erhalten, muss der Regler G_R passend zur Strecke G_0 und zum Messsystem in der Rückführung G_F eingestellt werden. Der Eingang des Reglers ist hierbei der Regelfehler $e = w - y \cdot G_F$. Die Sollgröße wird als w deklariert, der Reglerausgang wird als u bezeichnet und der Systemausgang als y benannt. Auf das System kann eine Störung z wirken. Sie muss durch den Regler G_R ausgeregelt werden können.

Zur Einstellung der Stromregelung einer PMSM wird zu erst ein Streckenmodell benötigt. Dies ist mithilfe von (2.18) und (2.19) möglich. Diese Gleichungen lassen sich wie folgt umstellen:

$$i_q = \frac{1}{R} \left(\frac{u_q - L_d \cdot i_d \cdot \omega_{el} - \Psi_{PM} \cdot \omega_{el}}{\frac{L_q}{R}s + 1} \right) \quad (2.34)$$

$$i_d = \frac{1}{R} \left(\frac{u_d + L_q \cdot i_q \cdot \omega_{el}}{\frac{L_d}{R}s + 1} \right) \quad (2.35)$$

Aus den Gleichungen ist ersichtlich, dass sich durch den Strom i_d und der Induktivität L_d eine drehzahlabhängige Spannung in der i_q Stromkomponente bildet und vice versa. Diese Spannung kann mithilfe eines Entkopplungsnetzwerk nahezu kompensiert werden. Hierbei wird eine Spannung auf den Reglerausgang geschaltet der diese Spannung aufhebt. Die induzierte Spannung $u_{EMK} = \Psi_{PM} \cdot \omega_{el}$ in der q- Spannungskomponente ist eine drehzahlabhängige Spannung, die als langsame Störung angesehen werden kann. Sie wird durch den q-Stromregler kompensiert. Das System kann mit diesen Annahmen wie folgt vereinfacht werden:

$$G_{S,iq}|_{u_{EMK}=0} = \frac{i_q}{u_q} = \frac{\frac{1}{R}}{\frac{L_q}{R}s + 1} \quad (2.36)$$

$$G_{S,id}|_{u_{EMK}=0} = \frac{i_d}{u_d} = \frac{\frac{1}{R}}{\frac{L_d}{R}s + 1} \quad (2.37)$$

Der Wechselrichter stellt mithilfe von Halbleiterelementen und einer Pulsweitenmodulation eine getaktete Spannung zur Verfügung (siehe Abschnitt 2.1.2). Die Ausgangsspannung kann genutzt werden um den Strom i_{dq} zu regeln. Die Laufzeit des Wechselrichters wird hierbei zu einem System erster Ordnung angenähert:

$$G_{Inv} = \frac{1}{T_{\Sigma,Inv}s + 1} \quad (2.38)$$

wobei die Zeitkonstante indirekt proportional zur Schaltfrequenz f_{Inv} und wie oft die Spannung während einer PWM-Periode verändert werden kann Ξ_{US} . Wie oft die Spannung geändert werden kann, hängt von dem verwendeten Modulationsverfahren ab. Die Zeitkonstante ergibt sich zu:

$$T_{\Sigma,Inv} = \frac{1}{\Xi_{US} \cdot f_{Inv}} \quad (2.39)$$

Des Weiteren geht man davon aus, dass die Zeitkonstante des elektrischen Teilsystems der elektrischen Maschine größer ist als die des Wechselrichters.

$$T_{\Sigma,Inv} \ll T_{el} \approx \frac{L_d}{R} \approx \frac{L_q}{R} \quad (2.40)$$

Neben der Zeitkonstanten des Wechselrichters gibt es noch weitere Zeitkonstanten, die in Betracht genommen werden müssen. So ist u.a. die Sensorik von der Dynamik begrenzt oder das die Leitungen einen Kapazitiven Anteil besitzen. Dies hat zur Folge, dass es in der Realität eine Reihenschaltung verschiedener Zeitkonstanten ist. Dies kann wie folgt ausgedrückt werden:

$$G_{\Sigma} = \frac{1}{T_{\Sigma}s + 1} \approx \frac{1}{T_{\Sigma,Inv}s + 1} \cdot \sum_{k=0}^{k=max} \frac{1}{T_{\Sigma,k}s + 1} \quad (2.41)$$

wobei T_Σ mit einem vielfachen der größten Zeitkonstante angenähert wird:

$$T_\Sigma \approx T_{\Sigma,Inv} \cdot 1.5 \tag{2.42}$$

Hierdurch vereinfacht sich die Strecke $G_{w,0id}$ des Stromregelkreises zu der Schematik in Abb. 2.5.

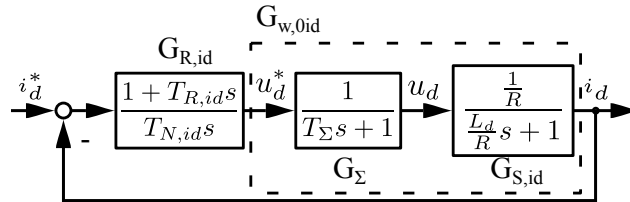


Abbildung 2.5. – Vereinfachte Darstellung des d- Stromregelkreis

Wie in (2.33) genannt, muss dafür gesorgt werden, dass die geschlossene Übertragungsfunktion $G_{w,id} = 1$ ist. Dies kann erreicht werden, wenn ein PI-Regler G_R genutzt wird. Dieser Regler muss so eingestellt werden, dass er die Streckenzeitkonstante $\frac{L_d}{R}$ kompensiert, da dies die erste Eckfrequenz im Bodediagramm ist. Hieraus folgt die Einstellregel:

$$T_{R,id} = \frac{L_d}{R} \tag{2.43}$$

Weiterhin soll gewährleistet sein, dass das geschlossene System eine Dämpfung von $d = 0.707$ und die Verstärkung von $\frac{1}{R}$ kompensiert wird. Dies ist mit dem zweiten Einstellparameter möglich:

$$T_{N,id} = \frac{2 \cdot T_\Sigma}{R} \tag{2.44}$$

Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreis ergibt sich schließlich zu

$$G_{w,i} = G_{w,id} = \frac{i_d}{i_d^*} = \frac{1}{2T_\Sigma^2 s^2 + 2T_\Sigma s + 1} \approx \frac{1}{2T_\Sigma s + 1} \tag{2.45}$$

Für die Auslegung des q-Stromreglers ist der Reglerentwurf identisch. Der q-Stromregler hat zusätzlich noch die Aufgabe die induzierte Spannung der elektrischen Maschine zu kompensieren. Das Bodediagramm des offenen $G_{w,0id}$ und geschlossenen $G_{w,id}$ Regelkreis ist hierfür in Abb. 2.6 dargestellt.

Da die Zeitkonstante T_Σ in der Regel sehr klein ist und dieser Wert zusätzlich noch quadriert wird, kann das System näherungsweise als Verzögerungsglied erster Ordnung betrachtet werden. Durch den Zusammenhang aus (2.25) bewirkt die Regelung des Stroms, dass auch das Drehmoment geregelt wird.

2.1.4. Auslegung eines überlagerten Drehzahlregelkreis

Neben der Stromregelung ist es möglich eine Drehzahlregelung (bzw. Geschwindigkeitsregelung bei linear wirkenden elektrischen Maschinen) zu realisieren. Ein

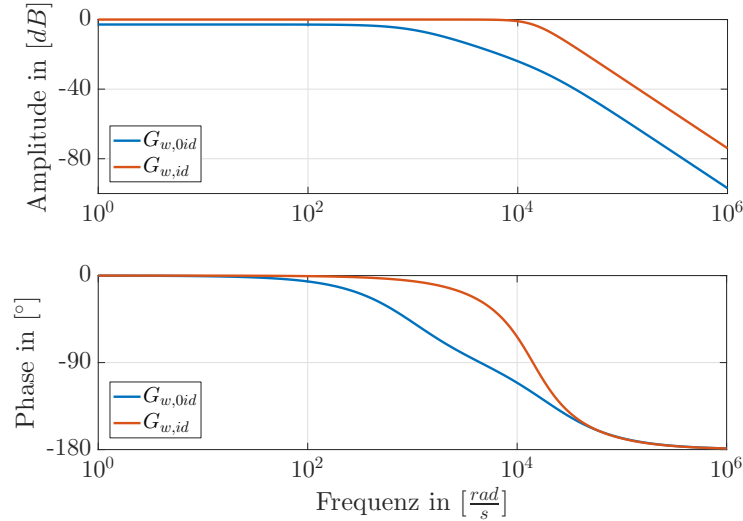


Abbildung 2.6. – Bodediagramm eines nach dem Betragsoptimums ausgelegten Reglers

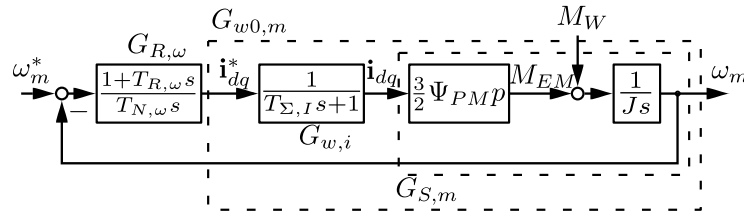


Abbildung 2.7. – Vereinfachte Darstellung des Drehzahlregelkreis

Ansatz hierfür ist die Verwendung einer Kaskadenregelung. Hierbei wird die Drehzahlregelung überlagert zum Strom-/ Drehmomentenregelkreis aufgebaut und bietet somit die Möglichkeit zum einen den maximal zulässigen Strom zu begrenzen, als auch die Drehzahl konstant zu halten. In der Abb. 2.7 ist ein vereinfachtes Modell der Drehzahlregelung dargestellt.

Die Strecke des mechanischen Teilsystems ohne Störgröße / Belastung besteht aus:

$$G_{S,m} = \frac{\omega_m}{\mathbf{i}_{dq}} = \frac{3}{2} \frac{\Psi_{PM} \cdot p}{J s} \quad (2.46)$$

Zusätzlich ist der Stromregelkreis vor der Strecke $G_{S,m}$ geschaltet. Nach der Vereinfachung der stromgeregelten Maschine (2.45) wird die Zeitkonstante angenommen zu:

$$T_{\Sigma,I} = T_{\Sigma} \cdot 2 \quad (2.47)$$

Mithilfe eines Reglers der Form (2.48) lässt sich der Systemausgang mit (2.49) berechnen.

$$G_{R,\omega} = \frac{1 + T_{R,\omega} s}{T_{N,\omega} s} \quad (2.48)$$

$$\omega_m = \frac{\omega_m^* \cdot (1 + T_{R,\omega} \cdot s) + M_W \cdot T_{N,\omega} \cdot s}{1 + T_{R,\omega} \cdot s + \frac{2}{3 \cdot \Psi_{PM} \cdot p} \cdot J \cdot T_{N,\omega} \cdot s^2 + \frac{2}{3 \cdot \Psi_{PM} \cdot p} \cdot J \cdot T_{N,\omega} T_{\Sigma,I} \cdot s^3} \quad (2.49)$$

Zur Einregelung einer Drehzahl würde in dem Fall ein P-Regler reichen. Der Drehzahlregler hat aber die Aufgabe, Widerstandsmomente auszuregulieren, damit er die geforderte Solldrehzahl einregeln kann. Durch einen nach dem Betragsoptimum eingestellten Drehzahlregler würde bei einer Störgrößeneinwirkung eine bleibende Regelgrößenabweichung bleiben. Für die Auslegung eines Reglers zur Kompensation von Störungen wird hierfür das symmetrische Optimum empfohlen [31].

Der Störgrößenfrequenzgang (2.50) kann hierbei aus (2.49) mit $\omega_m^* = 0$ berechnet werden.

$$G_z = \frac{\omega_m}{M_W} = \frac{T_{N,\omega} \cdot s}{1 + T_{R,\omega} \cdot s + \frac{2}{3 \cdot \Psi_{PM} \cdot p} \cdot J \cdot T_{N,\omega} \cdot s^2 + \frac{2}{3 \cdot \Psi_{PM} \cdot p} \cdot J \cdot T_{N,\omega} T_{\Sigma,I} \cdot s^3} \quad (2.50)$$

Eine Störung wird hierbei ideal kompensiert, wenn der Nenner von (2.50) eins ist, dann wirkt die Übertragung wie ein reines D-Glied. Dies wird näherungsweise mit den Einstellungsregeln (2.51) und (2.52) realisiert.

$$T_{R,\omega} = 4 \cdot T_{\Sigma,I} \quad (2.51)$$

$$T_{N,\omega} = 8 \cdot \frac{T_{\Sigma,I}^2}{J} \cdot \frac{3}{2} \Psi_{PM} \cdot p \quad (2.52)$$

Hieraus ergibt sich die Störgrößenübertragung zu:

$$G_z = \frac{3 \cdot \Psi_{PM} \cdot T_{\Sigma,I} \cdot p}{J} \cdot \frac{4 \cdot T_{\Sigma,I} s}{8 \cdot T_{\Sigma,I}^3 s^3 + 8 \cdot T_{\Sigma,I}^2 s^2 + 4 \cdot T_{\Sigma,I} s + 1} \quad (2.53)$$

$$\approx \frac{3 \cdot \Psi_{PM} \cdot T_{\Sigma,I} \cdot p}{J} \cdot \frac{4 \cdot T_{\Sigma,I} s}{4 \cdot T_{\Sigma,I} s + 1} \quad (2.54)$$

Die Reglereinstellung ergibt ein DT3 Systemverhalten (2.53) was angenähert werden kann zu einem DT1 Systemverhalten (2.54). Die geöffnete Führungsgrößenübertragung ergibt sich mit den Reglereinstellungen (2.51) und (2.52) zu:

$$G_{w0,m} \cdot G_{R,\omega} = \frac{4 \cdot T_{\Sigma,I} s + 1}{8 \cdot T_{\Sigma,I}^2 s^2 \cdot (T_{\Sigma,I} s + 1)} \quad (2.55)$$

Die Namensgebung des Optimierungsverfahrens hat es erhalten, weil die Eckfrequenzen ($\frac{1}{4 \cdot T_{\Sigma,I}}$ und $\frac{1}{T_{\Sigma,I}}$) im Bodediagramm symmetrisch um $\frac{1}{2 \cdot T_{\Sigma,I}}$ verteilt sind. Der geschlossene Regelkreis hat die Übertragungsfunktion:

$$G_{w,m} = \frac{4 \cdot T_{\Sigma,I} s + 1}{8 \cdot T_{\Sigma,I}^3 s^3 + 8 \cdot T_{\Sigma,I}^2 s^2 + 4 \cdot T_{\Sigma,I} s + 1} \quad (2.56)$$

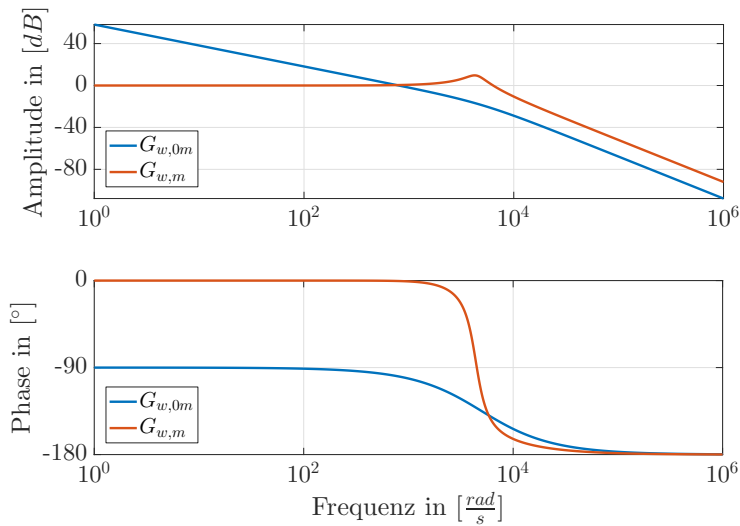


Abbildung 2.8. – Bodediagramm des Führungsverhaltens eines nach dem symmetrischen Optimums ausgelegten Systems

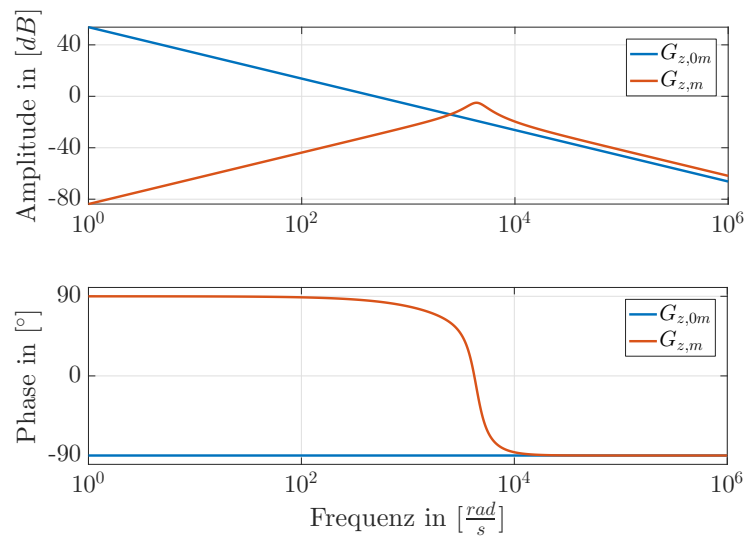


Abbildung 2.9. – Bodediagramm des Störungsverhaltens eines nach dem symmetrischen Optimums ausgelegten Systems

2.1.5. Auslegung eines Positionsreglers

Oftmals werden positionsgeregelte elektrische Maschinen benötigt w.z.B. in Abschnitt 5.2 und 5.3. Hierfür ist es möglich einen weiteren überlagerten Regelkreis auszulegen. Die Regelung kann wie in Abb. 2.10 vereinfacht modelliert werden.

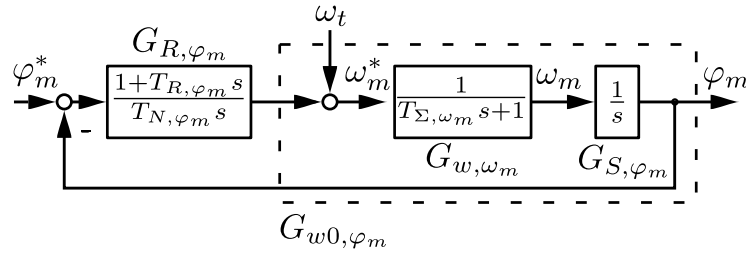


Abbildung 2.10. – Vereinfachtes Modell einer Positionsregelung

Für die Auslegung des Reglers wird die Regelstrecke G_{w,ω_m} wie folgt angenähert:

$$G_{w,\omega_m} = \frac{4 \cdot T_{\Sigma,I} s + 1}{8 \cdot T_{\Sigma,I}^3 s^3 + 8 \cdot T_{\Sigma,I}^2 s^2 + 4 \cdot T_{\Sigma,I} s + 1} \approx \frac{1}{T_{\Sigma,\omega_m} s + 1} \quad (2.57)$$

wobei $T_{\Sigma,\omega_m} = 4 \cdot T_{\Sigma,I}$ entspricht. Die Nullstelle könnte in der Praxis mithilfe eines Vorfilters der Form $\frac{1}{T_{\Sigma,\omega_m} s + 1}$ kompensiert werden. Die zu regelnde Strecke ergibt sich hierbei zu:

$$G_{w0,\varphi_m} = \frac{1}{(T_{\Sigma,\omega_m} s + 1)s} \quad (2.58)$$

Der Regler hat hierbei die Form:

$$G_{R,\varphi_m} = \frac{1 + T_{R,\varphi_m} s}{T_{N,\varphi_m} s} \quad (2.59)$$

Die Reglerparameter für die Einstellung nach dem symmetrischen Optimum ergeben sich zu:

$$T_{R,\varphi_m} = 4 \cdot T_{\Sigma,\omega_m} \quad (2.60)$$

$$T_{N,\varphi_m} = 8 \cdot T_{\Sigma,\omega_m}^2 \quad (2.61)$$

Die sich ergebende Führungsübertragungsfunktion ergibt sich näherungsweise zu:

$$G_{w,\varphi_m} = \frac{4 \cdot T_{\Sigma,\omega_m} s + 1}{8 \cdot T_{\Sigma,\omega_m}^3 s^3 + 8 \cdot T_{\Sigma,\omega_m}^2 s^2 + 4 \cdot T_{\Sigma,\omega_m} s + 1} \quad (2.62)$$

Die Übertragungsfunktion von der Führungsgröße zum Regelfehler ergibt sich hierbei zu:

$$\frac{\varphi_m^* - \varphi_m}{\varphi_m^*} = \frac{8 \cdot T_{\Sigma,\omega_m}^2 \cdot s^2 \cdot (T_{\Sigma,\omega_m} s + 1)}{8 \cdot T_{\Sigma,\omega_m}^3 s^3 + 8 \cdot T_{\Sigma,\omega_m}^2 s^2 + 4 \cdot T_{\Sigma,\omega_m} s + 1} \quad (2.63)$$

Wenn der Regler nach dem Betragsoptimum ausgelegt wird, hat der Regler die Übertragungsfunktion $G_{R,\varphi_m} = \frac{1}{2 \cdot T_{\Sigma,\omega_m}}$. Dies führt zur Führungsübertragungsfunktion (2.64) und zur Übertragungsfunktion des Regelfehlers (2.65).

$$G_{w,\varphi_m} = \frac{1}{2 \cdot T_{\Sigma,\omega_m}^2 s^2 + 2 \cdot T_{\Sigma,\omega_m} s + 1} \quad (2.64)$$

$$\frac{\varphi_m^* - \varphi_m}{\varphi_m^*} = \frac{2 \cdot T_{\Sigma,\omega_m} s \cdot (T_{\Sigma,\omega_m} s + 1)}{(2 \cdot T_{\Sigma,\omega_m}^2 s^2 + 2 \cdot T_{\Sigma,\omega_m} s + 1)} \quad (2.65)$$

Beide Regeleinstellungen haben ihre Vor- und Nachteile. Wenn als Sollposition ein rampenförmiges Signal ($\varphi^* = \frac{k_{ra}}{s^2}$) gewählt wird, so ergibt sich Stationär ($t \rightarrow \infty$) für den nach dem Betragsoptimum eingestellten Regler ein Schleppfehler, der sich berechnen lässt mit:

$$\varphi_m^* - \varphi_m(t \rightarrow \infty) = 2 \cdot T_{\Sigma, \omega_m} \cdot k_{ra} \quad (2.66)$$

Ein nach dem symmetrischen Optimum ausgelegter Regler hat stationär keinen Schleppfehler für ein rampenförmiges Signal $\varphi_m^* - \varphi_m(t \rightarrow \infty) = 0$. Der Führungsfrequenzgang beider Reglerauslegungen ist dargestellt in Abb. 2.11. Aus dem

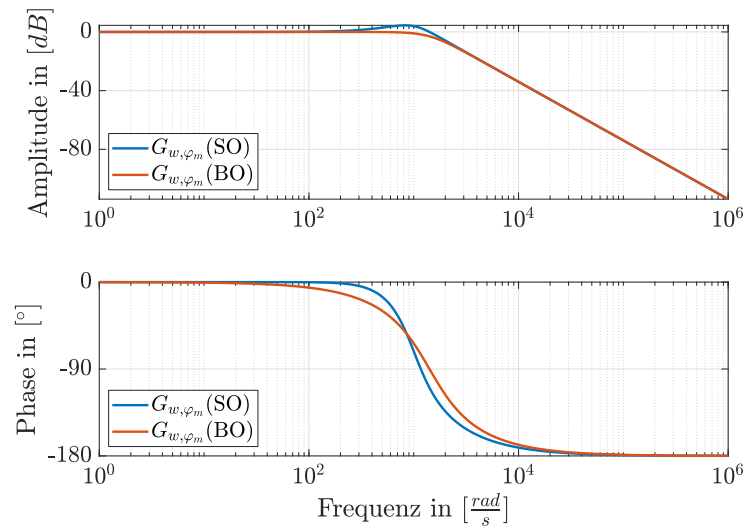


Abbildung 2.11. – Vergleich des Führungsverhaltens zwischen Betrag- und symmetrischen Optimum

Führungsfrequenzgang ist weiterhin ersichtlich, dass bei einer niedrig frequenten sinusförmigen Signalvorgabe eine höhere Phasenverschiebung beim betragsoptimal ausgelegten Regler als bei der Reglereinstellung nach dem symmetrischen Optimum auftritt. Eine Phasenverschiebung des Positionsverlaufs würde dazu führen, dass sich die Trajektorie vom Kolben verschieben würde und somit den Verbrennungsprozess beeinflusst.

Außerdem kann zur Erhöhung der Dynamik eine Vorsteuerung ω_t genutzt werden. Im Idealfall entspricht der vorgesteuerte Wert dem Reglerausgang von G_{R, φ_m} . Wenn der vorgesteuerte Wert aber eine Abweichung vom Idealwert hat, dann wirkt der vorgesteuerte Wert teilweise wie eine Störung und kann von einem nach dem symmetrischen Optimum ausgelegten Regler schnell ausgeglichen werden und verbessert somit die Trajektorienverfolgung. Aus diesen Gründen wird der Positionsregler einer PMSM in Verbindung mit einem Verbrennungsmotor nach dem symmetrischen Optimum ausgelegt.

2.1.6. Kaskadierte Regelung mit einer Vorsteuerung

Problematisch bei einer kaskadierten Regelung ist, dass die Regler erst der Reihe nach angesprochen werden, das heißt wenn eine Positionssollwertänderung auftritt wird der Positionsregler eine Sollfrequenz ausgeben, der Drehzahlregler muss dann das System durch die Vorgabe eines Sollstrom / Soll Drehmoment beschleunigen und der Strom wiederum mithilfe eines Wechselrichters und eines Spannungsreglers eine Sollspannung auf das System eingepreßt werden. Da der äußerste Regler der langsamste Regler ist, verringert sich die Dynamik der Positionsregelung. Eine Möglichkeit, um die Dynamik des Systems zu erhöhen, besteht darin, wenn der Sollwertverlauf bekannt oder berechnet werden kann und diese Sollwerte dann vorzusteuern. Dies ist unter anderem in Abb. 2.12 dargestellt. Die Vorsteuerung

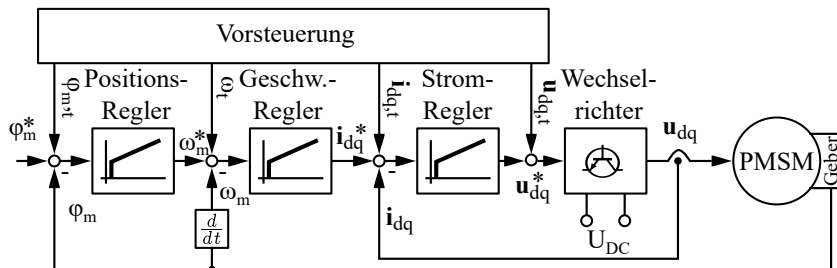


Abbildung 2.12. – Kaskadenregelung einer in das d/q-KS transformierten PMSM und Wechselrichters

kann u.a. aus einem Sollwertgeber [31] bestehen. Bei einer algebraisch bekannten Bewegungstrajektorie können die berechneten Sollwerte direkt auf das System gegeben werden (siehe Abschnitt 5.2). Der Vorteil einer Vorsteuerung ist es, dass der Bewegungsverlauf nicht mehr von den Reglern berechnet werden muss, sondern lediglich Modellierungsfehler in der Bewegungstrajektorie und Störungen, die auf das System wirken, kompensiert werden müssen.

2.2. Funktionsweise des Ottomotors

Im Folgenden wird nur grundlegend der Ottomotor erläutert. Es wird aufgezeigt, wie der Ottomotor modelliert wird, um somit ein Modell für die Auslegung der Regler und zur Auswahl der elektrischen Maschinen zu haben. Für weitergehende Informationen wird hierfür [42] [43] empfohlen.

2.2.1. Energiewandlung

Als Energiewandler bezeichnet man eine Vorrichtung, welche mit der Hilfe eines technischen Prozesses, die Primärenergie in Sekundärenergie umwandelt. [44] Es soll hierbei beispielhaft genannt werden die Brennkammer, die Gasturbine, die

Brennstoffzelle, das Windrad, der Dieselmotor und der Ottomotor. Es wird sich im Folgenden auf den Ottomotor bezogen weil er wesentlicher Bestandteil dieser Arbeit ist. Der Ottomotor wandelt ein Kraftstoff-Luft-Gemisch in Wärme, Abgase und in mechanische Energie um. Die mechanische Energie wird konventionell zu einem großen Teil über die Kurbelwelle an einem Verbraucher (Antriebsräder, elektrische Maschine, etc.) abgegeben. Die entstehenden Verluste sind unter anderem die Wärmeabgabe über das Kurbelgehäuse, Reibung an den bewegten Teilen und Querkräfte an den Lagern.

In der Abb. 2.13 ist schematisch der Energiewandlungsprozess dargestellt.

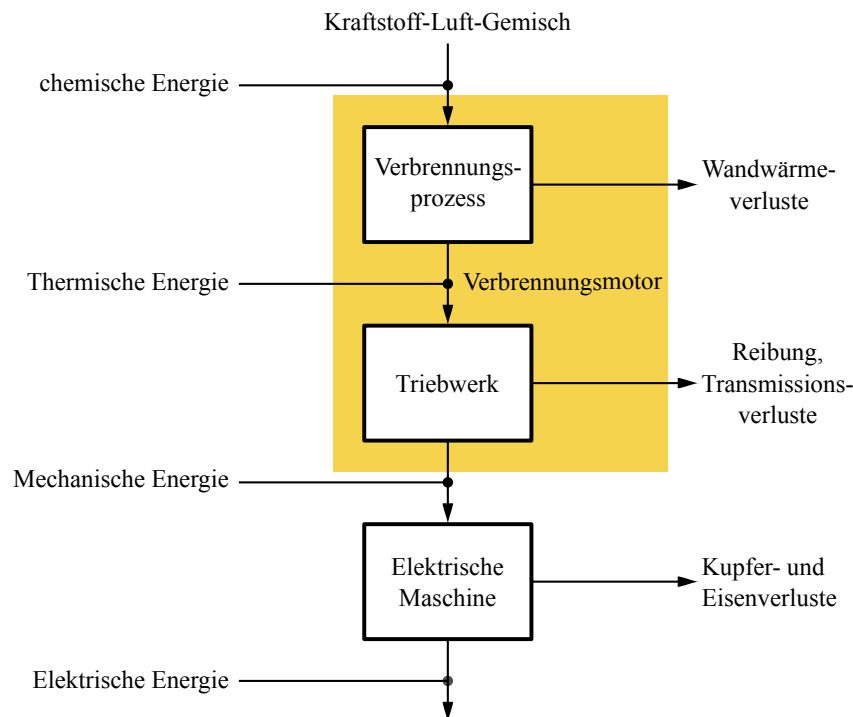


Abbildung 2.13. – Energiewandlungsschematik beim Betrieb eines direktgekoppelten Verbrennungsmotors mit einer elektrischen Maschine

2.2.2. Kinetik und Kinematik

Die Kinematik beim Verbrennungsmotor beschreibt, wie die Oszillation des Kolbens konstruktiv realisiert ist. Hierbei wurden in dieser Arbeit folgende Aufbauten genutzt:

1. • Der Kolben ist über ein Pleuel mit der Kurbelwelle verbunden
- Die Kurbelwelle ist direkt mit einer rotatorisch wirkenden elektrischen Maschine verbunden

→ Konventioneller Verbrennungsmotor

2. • Der Kolben ist (mithilfe eines Gewindes) direkt an einer Stange befestigt
- Die Stange geht durch das Kurbelgehäuse durch und wird an die linear Maschine verbunden

→ Freikolbenmotor

Deshalb beschränkt sich diese Arbeit auf diese beiden Kinematiken.

Konventioneller Verbrennungsmotor

In der Abb. 2.14 ist der Kurbeltrieb eines konventionellen Einzylinderverbrennungsmotors dargestellt. Die Kinematik wird hierbei durch den Kolben, das Pleuel und

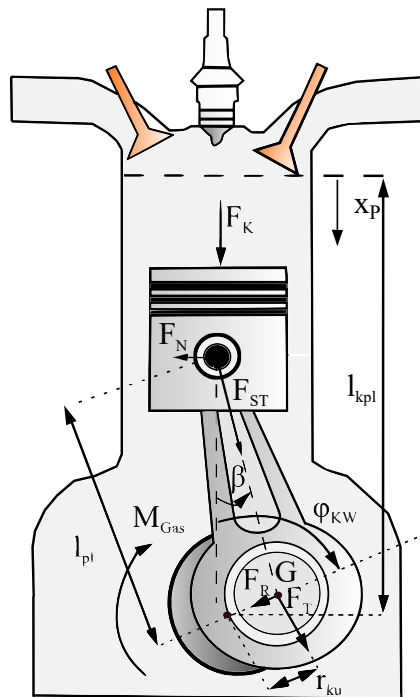


Abbildung 2.14. – Kurbeltrieb des Verbrennungsmotors

der Kurbelwelle bestimmt. Die Kolbenposition hängt von dem Kurbelwinkel ab. Die Gesamtlänge l_{kpl} des Kurbeltriebs kann berechnet werden über:

$$l_{kpl} = l_{pl} + r_{ku} \quad (2.67)$$

Dabei ist r_{ku} der Kurbelwellenradius und l_{pl} die Länge des Pleuel. Es wurde eine Bewegungskordinate mit Ursprung im OT als x_P eingeführt. Sie lässt sich mit (2.68) berechnen.

$$x_P = l_{kpl} - r_{ku} \cdot \cos(\varphi_{KW}) + l_{pl} \cdot \cos(\beta) \quad (2.68)$$

Der Zusammenhang zwischen β und φ_{KW} kann, mithilfe von (2.69) beschrieben werden.

$$\sin(\beta) = \lambda_P \cdot \sin(\varphi_{KW}) \quad (2.69)$$

Hierbei ist $\lambda_P = \frac{r_{ku}}{l_{pl}}$. Aus (2.69) und des Satz des Pythagoras resultiert:

$$\cos(\beta) = \sqrt{1 - \lambda_P^2 \sin^2(\varphi_{KW})} \quad (2.70)$$

Durch Einsetzen von (2.70) und (2.67) in (2.68) vereinfacht sich die Beschreibung des Kolbenhubs zu:

$$x_P = l_{pl} + r_{ku} - r_{ku} \cdot \cos(\varphi_{KW}) - l_{pl} \cdot \sqrt{1 - \lambda_P^2 \sin^2(\varphi_{KW})} \quad (2.71)$$

$$x_P = r_{ku} \cdot \left(1 - \cos(\varphi_{KW}) + \frac{1}{\lambda_P} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \lambda_P^2 \sin^2(\varphi_{KW})} \right) \right) \quad (2.72)$$

Durch eine Taylorreihenentwicklung des Terms $\sqrt{1 - \lambda_P^2 \sin^2(\varphi_{KW})}$, wonach dem zweiten Term abgebrochen wird, ergibt sich die Vereinfachung zu $\frac{1}{2} \lambda_P \sin^2(\varphi_{KW})$. Die Näherung gilt, wenn $\lambda_P < 1$ ist. Es ergibt sich:

$$x_P = r_{ku} \cdot \left(1 - \cos(\varphi_{KW}) + \frac{\lambda_P}{2} \cdot \sin^2(\varphi_{KW}) \right) \quad (2.73)$$

Der Winkel ist hierbei abhängig von der Zeit. Beim Ableiten von (2.73) nach der Zeit resultiert die Geschwindigkeit v :

$$v = r_{ku} \cdot \omega_{KW} \cdot \left(\sin(\varphi_{KW}) + \left(\frac{\lambda_P}{2} \cdot \sin(2 \cdot \varphi_{KW}) \right) \right), \quad (2.74)$$

wo $\omega_{KW} = \frac{d\varphi_{KW}}{dt}$ ist. Die Ableitung von (2.74) nach der Zeit führt zur Beschleunigung a :

$$a = r_{ku} \cdot \omega_{KW}^2 \cdot (\cos(\varphi_{KW}) + \lambda_P \cdot \cos(2 \cdot \varphi_{KW})) + r_{ku} \cdot \frac{d\omega_{KW}}{dt} \cdot \left(\sin(\varphi_{KW}) + \frac{\lambda_P}{2} \cdot \sin(2 \cdot \varphi_{KW}) \right) \quad (2.75)$$

Wenn die Änderung der Winkelgeschwindigkeit klein ist, so kann (2.75) wie folgt vereinfacht werden.

$$a = r_{ku} \cdot \omega_{KW}^2 \cdot (\cos(\varphi_{KW}) + \lambda_P \cdot \cos(2 \cdot \varphi_{KW})) \quad (2.76)$$

Neben den Bewegungsbeschreibungen (2.72) bis (2.76), interessieren auch die Kräfte am Kurbeltrieb. Die Kraft F_K ist die resultierende Kraft, die auf dem Kolben des Kurbeltriebs wirkt. Sie besteht aus der Beschleunigungskraft des Kolbens, des Pleuel und durch der Zylinderdruck proportionalen Kraft.

$$F_K = F_{Gas} + F_{K,osz} + F_{Pl,osz} = p_{Zyl} \cdot A_K + (m_K + m_{Pl,osz}) \cdot a \quad (2.77)$$

$$F_{Gas} = p_{Zyl} \cdot A_K \quad (2.78)$$

Die Kraft wird über einem Pleuel, welches mithilfe eines Bolzens an dem Kolben befestigt ist, weitergeleitet. Da das Pleuel gelenkig gelagert ist, lässt sich die übertragene Stangenkraft F_{ST} und die senkrecht stehende Normalkraft F_N wie in (2.79) und (2.80) berechnen:

$$F_{ST} = \frac{F_K}{\cos(\beta)} \quad (2.79)$$

$$F_N = -F_K \cdot \tan(\beta) \quad (2.80)$$

Die Stangenkraft dreht sich bei der Drehung der Kurbelwelle weg, sodass lediglich die Tangentialkomponente das Drehmoment der Kurbelwelle ergibt.

$$F_T = F_{ST} \cdot \sin(\beta + \varphi_{KW}) = F_K \cdot \frac{\sin(\beta + \varphi_{KW})}{\cos(\beta)} \quad (2.81)$$

$$M_{Gas} = F_T \cdot r_{ku} \quad (2.82)$$

Das Drehmoment des Verbrennungsmotors lässt sich mithilfe von (2.69) und (2.81) und durch Anwendung verschiedener Additionstheoreme wie folgt vereinfachen.

$$M_{Gas} = F_K \cdot r_{ku} \cdot \left(\sin(\varphi_{KW}) + \frac{\frac{\lambda_P}{2} \sin(2\varphi_{KW})}{\sqrt{1 - \lambda_P^2 \sin^2(\varphi_{KW})}} \right) \quad (2.83)$$

Mithilfe einer Gegenmasse oder verschiedenen anderen Methoden, ist es möglich die oszillierenden Massenkräfte zu kompensieren. Hierauf wird nicht weiter eingegangen und auf [45] verwiesen. Der Verbrennungsmotor wird in dieser Arbeit direkt mit einer elektrischen Maschine, zur Wandlung von elektrischer Energie, gekoppelt. Hierdurch entsteht die Systembeschreibung:

$$\frac{d\omega_{KW}}{dt} = \frac{M_{Gas} + M_{EM} - M_{Reib}}{J} = \frac{M_{VM} + M_{EM}}{J} \quad (2.84)$$

wobei M_{Reib} das Reibmoment an der Kurbelwelle ist, welches u.a. durch Lagerreibung (u.a. die Kolbenringe im Zylinder) entsteht. Das Massenträgheitsmoment J ist hierbei die Summe aus dem Massenträgheitsmoment von der elektrischen Maschine, Kupplung, Winkelgeber, Kurbelwelle, Pleuel, Schwungrad und alle weiteren rotierenden Elemente. Hierbei ist anzumerken, dass auch die oszillierenden Massen zum Massenträgheitsmoment beitragen, aber dieser Anteil bereits mit $F_{K,osz}$ und $F_{Pl,osz}$ in (2.83) und (2.77) berücksichtigt wurde. Weiterführende Informationen zur Berechnung einer reduzierten Massenträgheit kann z.B. in [46] nachgelesen werden.

Freikolbenmotor

Der Aufbau eines Freikolbenmotors ist in Abb. 2.15 dargestellt. Ein Modell für die Beschleunigung des Freikolbenmotors erhält man durch die Bildung des Kräftegleichgewichts.

$$F_{Besch} = F_{Gas} + F_{EM} - F_{Reib} \quad (2.85)$$

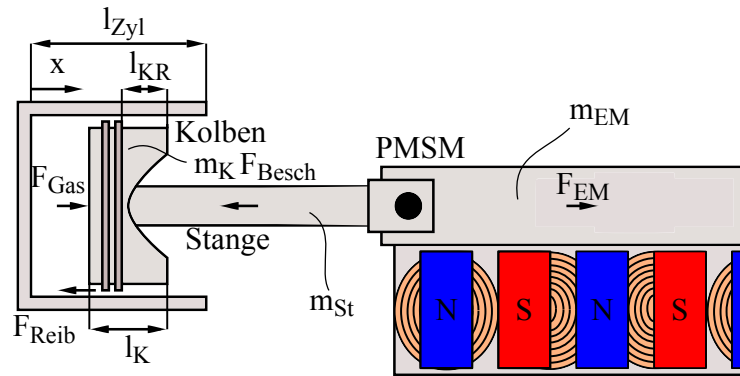


Abbildung 2.15. – Kinematisches Modell des Freikolbenmotors

Die Gaskraft kann, wie in (2.78) dargestellt, ausgedrückt werden. Die Beschleunigungskraft ist proportional zur bewegten Masse m und der Beschleunigung a . Die Reibung F_{Reib} hängt von der Geschwindigkeit, der Oberflächenbeschaffenheit des Zylinders und der Fertigungstoleranz des Antriebs ab und resultiert zusätzlich in einer positionsabhängigen Reibkraft. Die Kraft der elektrischen Maschine F_{EM} lässt sich ausdrücken mit (2.31).

Die Beschleunigung des Freikolbenmotors ergibt sich somit zu:

$$a = \ddot{x}_P = \frac{1}{m} (p_{Zyl} \cdot A_K + k_F \cdot i_q - F_{Reib}) \quad (2.86)$$

Die Integration der Kolbenbeschleunigung über die Zeit resultiert zur Kolbengeschwindigkeit $v = \dot{x}_P$

$$\dot{x}_P = \int \ddot{x}_P dt \quad (2.87)$$

Die Integration der Kolbengeschwindigkeit über die Zeit resultiert zum Kolbenweg x_P

$$x_P = \int \dot{x}_P dt \quad (2.88)$$

Der maximale Kolbenhub $x_{P,max}$ hängt hierbei von der Zylinderlänge l_{Zyl} , der Kolbenlänge l_K und dem Abstand des untersten Kolbenrings zum Kolbenboden ab.

$$x_{P,max} = l_{Zyl} + l_{KR} - l_K \quad (2.89)$$

2.2.3. Vier-Takt-Ottoprozess

Es gibt viele verschiedene Wärmekraftmaschinen, die mithilfe von unterschiedlichen Vergleichsprozessen (Carnotprozess, Gleichraumprozess, Gleichdruckprozess, u.s.w.) angenähert werden können. In dieser Arbeit wird lediglich der Vier-Takt-Ottoprozess genutzt. Aus diesem Grund wird im Folgenden nur auf diesen Prozess eingegangen. Der Vier-Takt-Ottoprozess besteht aus folgenden Takten:

1. Takt Einlass :

- das Kraftstoff-Luft-Gemisch gelangt mithilfe eines Ventils in den Zylinder

2. Takt Kompression :

- das Kraftstoff-Luft-Gemisch wird komprimiert und der Zylinderdruck steigt
- ein Zündfunken sorgt dafür, dass die gespeicherte Energie des Kraftstoff-Luft-Gemisch in innere Energie übergeht

3. Takt Expansion :

- ein Teil der Energie des Mediums wird in diesem Takt als mechanische Arbeit abgegeben

4. Takt Auslass :

- das Abgas wird durch das Auslassventil aus dem Zylinder herausgeschoben

Nachfolgend ist der reale Kreisprozess der vier Takte in einem $p_{Zyl} - V$ Diagramm dargestellt. Zur theoretischen Beschreibung des Vier-Takt-Ottokreisprozesses werden

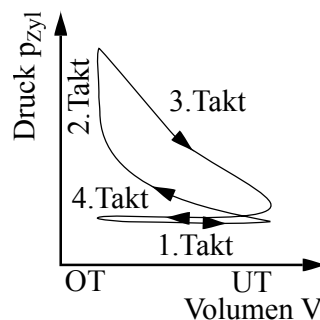


Abbildung 2.16. – $p_{Zyl} - V$ Diagramm des realen Vier-Takt-Ottoprozess

einige Vereinfachungen angenommen [47]:

- Annäherung des Verbrennungsablaufs mit einem Gleichraumprozess
- Wärmeübergang mit der Umgebung wird null gesetzt \rightarrow adiabatische Vorgänge
- Ladungswechsel erfolgt ohne Drosselung beim Ein- und Ausströmen
- Steuerzeiten liegen in den Totpunkten
- Ladungswechsel erfolgt vollständig ohne Restgas im Zylinder

- ideales Gas mit unveränderlicher Zusammensetzung
- Reibungsfreiheit im Zylinder

Mit diesen Annahmen ist es möglich, den vereinfachten idealen Verbrennungsprozess in einem $p_{Zyl} - V$ - und $T_{\vartheta} - s_s$ - Diagramm darzustellen: Dieser idealisierte Otto

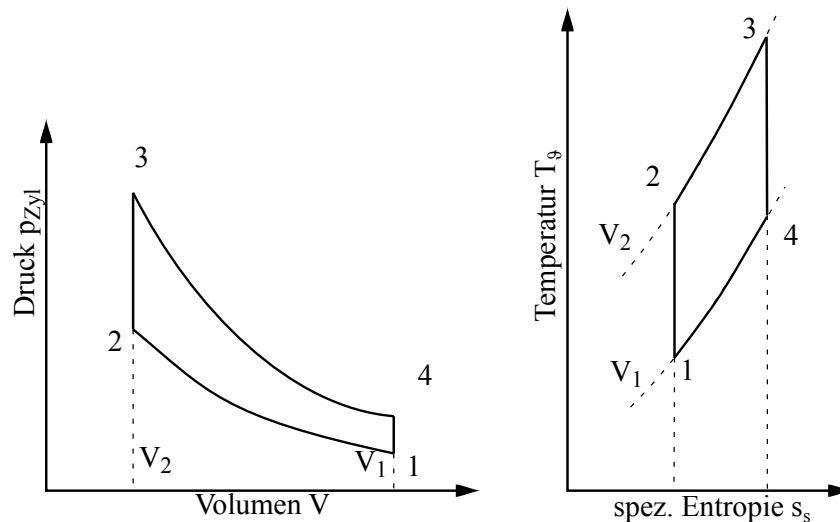


Abbildung 2.17. – $p_{Zyl} - V$ - und $T_{\vartheta} - s_s$ - Diagramm des idealen Vier-Takt-Ottoprozess

Kreisprozess (auch Gleichraumprozess genannt) kann eingeteilt werden in:

- 1 - 2 : isentrope Kompression
- 2 - 3 : isochore Wärmezufuhr
- 3 - 4 : isentrope Expansion
- 4 - 1 : isochore Wärmeabfuhr

Der Punkt 1 ist der Kompressionsbeginn und verläuft bis Punkt 2 als eine isentrope Zustandsänderung. Die isentrope Zustandsänderung ist dadurch charakterisiert, dass keine Änderung der Entropie S_s erfolgt.

$$\sum dS_s = \frac{dQ}{T_{\vartheta}} = 0, \quad (2.90)$$

wo Q die Wärmemenge und T_{ϑ} die Temperatur ist. Weiterhin gilt der 1. Hauptsatz der Thermodynamik.

$$\frac{dU}{dt} = \dot{Q} + \dot{W}, \quad (2.91)$$

wo U die innere Energie ist und W die Arbeit ist. Es wird hierdurch beschrieben, dass die gesamte Änderung der Energie im System $\frac{dU}{dt}$ gleich der Summe der

Änderung der Wärmemenge \dot{Q} und der Änderung der Volumenarbeit \dot{W} entspricht. Die Volumenänderungsarbeit kann beschrieben werden durch

$$\dot{W} = -p_{Zyl} \frac{dV}{dt} \quad (2.92)$$

Da keine Wärme hinzugeführt $\dot{Q} = 0$ wird vereinfacht sich (2.91) zu:

$$\frac{dU}{dt} = \dot{W} = -p_{Zyl} \frac{dV}{dt} \quad (2.93)$$

$$dU = -p_{Zyl} dV \quad (2.94)$$

Weiterhin ist die Enthalpie H definiert zu :

$$dH = dU + p_{Zyl} dV + V dp_{Zyl} \quad (2.95)$$

Durch einsetzen von (2.90), (2.91) und (2.92) in (2.95) ergibt dies:

$$dS_s = \frac{dH - V dp_{Zyl}}{T_\vartheta} \quad (2.96)$$

Durch die Vereinfachung in (2.90) kann die Änderung der Enthalpie während einer isentropen Zustandsänderung wie folgt berechnet werden:

$$dH = V dp_{Zyl} \quad (2.97)$$

Das Verhältnis aus $\frac{\dot{U}}{\dot{H}}$ wird als isentropen exponent κ bestimmt. Sie lässt sich wie folgt berechnen:

$$\kappa = \frac{\dot{U}}{\dot{H}} = \frac{c_p}{c_v} = \frac{-p_{Zyl} dV}{V dp_{Zyl}} \quad (2.98)$$

Die Integration von (2.98) führt zu:

$$\frac{p_{Zyl,2}}{p_{Zyl,1}} = \left(\frac{V_1}{V_2}\right)^\kappa \quad (2.99)$$

Die Gleichung zur Beschreibung des Zustands eines idealen Gases hängt vom Druck p_{Zyl} , dem Volumen V , der Temperatur T_ϑ , der Masse m und der Gaskonstante R_s ab und lautet:

$$p_{Zyl} \cdot V = m \cdot R_s \cdot T_\vartheta \quad (2.100)$$

Hieraus folgt mit (2.99):

$$\frac{T_{\vartheta,2}}{T_{\vartheta,1}} = \left(\frac{p_{Zyl,2}}{p_{Zyl,1}}\right)^{\frac{\kappa-1}{\kappa}} \quad (2.101)$$

$$\frac{T_{\vartheta,2}}{T_{\vartheta,1}} = \left(\frac{V_1}{V_2}\right)^{\frac{\kappa-1}{\kappa}} \quad (2.102)$$

Die hergeleiteten Zusammenhänge werden unter anderem auch in [44] erläutert.

Wenn die Anfangstemperatur $T_{\vartheta,1}$, der Anfangsdruck $p_{Zyl,1}$, der isentropenexponent κ die Volumen V_1 und V_2 bekannt sind, so können die Endtemperatur $T_{\vartheta,2}$ und der Enddruck $p_{Zyl,2}$ berechnet werden.

Zwischen den Punkten 2 und 3 erfolgt eine isochore Zustandsänderung. Hierbei wird angenommen, dass sich bei einem konstanten Volumen der Zylinderdruck von $p_{Zyl,2}$ auf $p_{Zyl,3}$ ändert. Dies erfolgt durch die Zuführung von Wärme. Im Ottomotor repräsentiert dieser Punkt eine ideale Zündung des Kraftstoff-Luftgemischs. Da dieser Prozess bei konstantem Volumen stattfindet, erfolgt keine Änderung der Volumenänderungsarbeit $\dot{W} = 0$. Die Gleichung (2.91) vereinfacht sich zu:

$$\frac{dU}{dt} = \dot{Q} \quad (2.103)$$

Die Änderung der Wärmemenge ist eine Konstante in einer isochoren Zustandsänderung. Hierdurch kann mithilfe von (2.103) die Änderung der Wärmemenge in Abhängigkeit von der Temperatur bestimmt werden.

$$\frac{dQ}{dT_{\vartheta}} = C_v \quad (2.104)$$

Die Änderung des Wärmestroms hängt also direkt von der Änderung der Temperatur ab. Die Wärmekapazität C_v kann als Produkt aus der Masse m und der spezifischen Wärmekapazität c_v dargestellt werden. Durch die Kenntnis von der zugeführten Wärmemenge ΔQ kann die Endtemperatur in der isochoren Zustandsänderung wie folgt berechnet werden:

$$\Delta Q = m \cdot c_v \cdot \Delta T_{\vartheta} \longrightarrow T_{\vartheta,3} = \frac{\Delta Q + m \cdot c_v \cdot T_{\vartheta,2}}{m \cdot c_v} \quad (2.105)$$

Da sich das Volumen, die Masse und die Gaskonstante nicht ändert, kann (2.106) hergeleitet werden um den Enddruck $p_{Zyl,3}$ zu bestimmen.

$$\frac{p_{Zyl,3}}{T_{\vartheta,3}} = \frac{p_{Zyl,2}}{T_{\vartheta,2}} = \frac{m \cdot R_s}{V} \quad (2.106)$$

Ab Punkt 3 bis 4 folgt schließlich wieder eine isentrope Zustandsänderung (Expansion). In diesem Abschnitt wird ein Teil der gespeicherten inneren Energie des Gases umgewandelt in Volumenänderungsarbeit. Es gelten hierbei weiterhin (2.99), (2.101) und (2.102) zur Berechnung der verschiedenen Zustandsgrößen. Dadurch, dass das Endvolumen V_4 vergrößert, ändert sich das Vorzeichen der Volumenänderungsarbeit. Das heißt es wird Arbeit abgegeben.

Zwischen den Punkten 4 und 1 ist eine isochore Zustandsänderung. Dieser Prozess entspricht einem idealem Ladungswechsel also der Austausch von Abgasen mit dem Kraftstoff / Luftgemisch. Dieser Prozess soll den ersten und vierten Takt thermodynamisch darstellen. Zur Berechnung der Zustandsgrößen kann (2.106) genutzt werden. In diesem Prozess wird eine Wärmemenge abgegeben, welche sich mithilfe von (2.105) berechnen lässt.

Das erläuterte Funktionsprinzip des Ottomotors muss mithilfe eines Motorsteuergeräts geregelt werden. Der Betrieb eines Verbrennungsmotors in einem Stromaggregat wird in Abschnitt 2.2.4 vereinfacht erläutert.

2.2.4. Betrieb eines Vier-Takt-Ottomotors in einem Stromaggregat

Eine schematische Darstellung eines Stromaggregats (siehe auch [48][49]) ist in Abb. 2.18 dargestellt. Hierbei wird Kraftstoff, mithilfe einer Kraftstoffpumpe, in

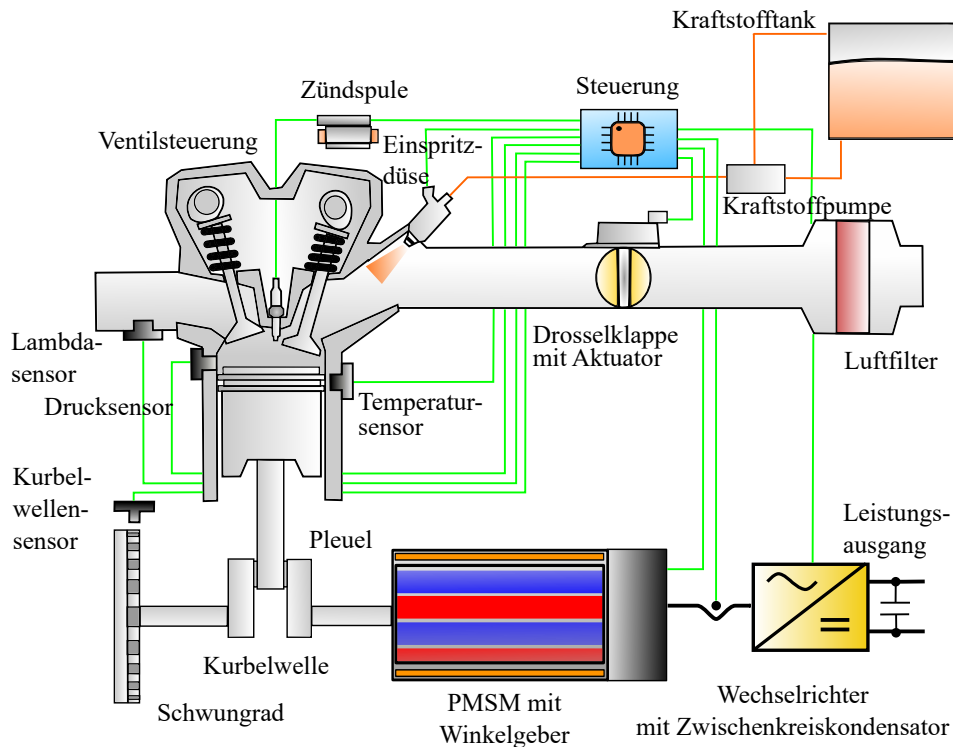


Abbildung 2.18. – Schematik für den Betrieb eines Otto-Stromaggregats

eine Einspritzdüse gepumpt. Die Einspritzdüse wird, mithilfe einer Steuerungselektronik, angesteuert. Die einzuspritzende Kraftstoffmenge sollte, in Abhängigkeit vom Restsauerstoffgehalt im Auslass (siehe Lambdasondator), eingestellt werden. Der Kraftstoff wird entweder direkt in den Zylinder oder wie in der Abb. 2.18 in das Saugrohr eingespritzt. Alternativ zur Einspritzung ist es möglich, einen Vergaser zu nutzen. Die angesaugte Frischluftmenge wird über einen Luftfilter von groben Schmutz gereinigt. Die gefilterte Luft kann, mithilfe von einer Drosselklappe, reguliert werden, welche mit einem Aktuator vom Steuergerät positionsgeregelt ist. Die Drosselklappe verursacht einen Druckabfall, wodurch es zu Drosselverlusten kommt [25]. Außerdem wird ein zusätzlicher Aktor, Leistungselektronik und ein Positionssensor benötigt, um die Position der Drosselklappe zu regeln. Um dies zu vermeiden, wurde in Abschnitt 4.1 eine Leistungsregelungsstruktur ohne die Verwendung einer Drosselklappe entworfen.

Das Kraftstoff-Luft-Gemisch gelangt durch eine Ventilsteuerung in den Brennraum. Häufig erfolgt die Ventilsteuerung mechanisch gekoppelt mit der Kurbelwelle oder es wird für jedes Ventil ein eigener Aktuator benötigt. Im Abschnitt 5.3 wird gezeigt, wie es möglich ist, mithilfe von einer Nockenwelle und einem Aktuator die Steuerzeiten vom Einlass- und Auslassventil unabhängig zu variieren.

Am Ende des Kompressionstakts wird das Kraftstoff-Luft-Gemisch durch eine Zündkerze und einer Zündelektronik gezündet. Während des Kompressions- und Expansionstakts kann eine Druck- und Temperaturänderung sensorisch gemessen werden. Der Zylinderdrucksensor ist ein sehr kostenintensives Bauteil und wird in der Regel in einem Stromaggregat nicht verwendet. Jedoch ist es möglich, in einem direkt angetriebenen Freikolbenmotor den Zylinderdruck zu schätzen, was in Abschnitt 5.2 gezeigt wird.

Der entstehende Druckverlauf wirkt auf den Kolben, der durch einen Pleuel an der Kurbelwelle befestigt ist. Hierdurch entsteht ein Drehmoment an der Kurbelwelle. Das Problem hierbei besteht darin, dass eine Kurbelwelle ein komplexes Konstruktionselement ist. Außerdem beschränkt die Kurbelwelle den Kolbenhub des Verbrennungsmotors. Um den Verbrennungsmotor konstruktiv zu vereinfachen, ist es möglich den Kolben positionsgeregelt, unter der Verwendung einer elektrischen Linearmaschine, zu betreiben. Der Betrieb eines Freikolbenmotors wird in Abschnitt 5.2 erläutert.

Um den Zündimpuls und die Einspritzung synchron zur Kurbelwellenposition zu initiieren, muss die Kurbelwellenposition bestimmt werden. Dies ist mit einem Positionssensor (auch Kurbelwellensensor genannt) möglich. Durch verschiedene Effekte ist es möglich, die aktuelle Position einer elektrischen Maschine ohne einen Winkelsensor zu schätzen. Durch die direkte Kopplung der elektrischen Maschine an den Verbrennungsmotor, kann das abgegebene, winkelabhängige Drehmoment des Verbrennungsmotors zusätzlich zur Schätzung des Winkels genutzt werden, um auf einen Positionssensor zu verzichten. Dies ist beschrieben in Abschnitt 4.2.

Die entstehende mechanische Leistung kann anschließend von einer elektrischen Maschine (wie z.B. einer PMSM) in elektrische Energie umgewandelt werden. Die elektrische Maschine kann mit einem Wechselrichter betrieben werden. Die generierte Energie steht anschließend im Zwischenkreiskondensator zur Verfügung. Neben der Speicherung der elektrischen Energie muss der Zwischenkreis so ausgelegt sein, dass ein problemloser Anlauf und Arbeitspunktwechsel möglich ist. Die optimale Auslegung ist hierbei in Abschnitt 4.1.4 beschrieben.

Das abgegebene Drehmoment vom Verbrennungsmotor variiert, in Abhängigkeit vom Takt und dem Kurbelwinkel, sehr stark. Diese Drehmomentschwankung sorgt dafür, dass sich die Drehzahl ändert. Um die Drehzahländerung möglichst klein zu halten, wird üblicherweise ein zusätzliches Schwungrad verbaut. Es ist aber auch möglich, dass die elektrische Maschine kurzzeitig überlastet wird, um das abgegebene Spitzendrehmoment vom Verbrennungsmotor zu kompensieren. Dies wurde in Abschnitt 5.4 betrachtet, wobei das Hauptaugenmerk auf den Vergleich zwischen den benötigten Sensoren (Kosten) und dem Implementierungsaufwand zur Kompensation der Drehzahlschwankungen gelegt wurde.

Da die Regelung eines Verbrennungsmotors sehr umfangreich sein kann und in dieser Arbeit nicht jedes Detail beschrieben werden kann, wird an dieser Stelle für weitere Informationen auf [50][43] verwiesen. Im Folgenden werden die verschiedenen



verwendeten Versuchsaufbauten in Abschnitt 3 vorgestellt.

3. Aufbau der Versuchsstände

Im Rahmen dieser Arbeit stehen drei Versuchsstände für verschiedene Forschungszwecke zur Verfügung. Diese Versuchsstände sind u.a.:

- Massenträgheitsarmer Einzylinder-Motor
- Zweizylinder Verbrennungsmotor mit Saugrohreinspritzung
- Freikolbenmotor

Die Versuchsstände werden im Folgenden vorgestellt und in die definierten Regelungsklassifikationen eingeordnet.

3.1. Elektromechanischer Aufbau

3.1.1. Massenträgheitsarmer Verbrennungsmotor

Zur Untersuchung des Potentials einer elektrischen Maschine zur Beeinflussung des Verbrennungsmotors wurde ein Einzylinder-Verbrennungsmotor direkt, mithilfe einer Metallbalgkupplung, an einem Servoantrieb gekoppelt. Der Servomotor ist eine permanentmagneterregte Synchronmaschine (siehe Abschnitt 2.1.1), welche eine sehr geringe Massenträgheit, im Vergleich zu konventionellen Synchronmaschinen, hat und wird üblicherweise als Positioniereinheit genutzt. Sie kann als Motor und auch als Generator genutzt werden. Hierbei ist es möglich den Rotor in beiden Drehrichtungen zu bewegen. Des Weiteren soll erwähnt werden, dass das Schwungrad des Verbrennungsmotors demontiert werden kann. Durch die Demontage reduziert sich das zu beschleunigende Massenträgheitsmoment und es sind somit hochdynamische Drehzahländerungen möglich. Das Kraftstoff-Luft-Gemisch wird mithilfe eines Vergasers bereit gestellt. In den Abb. 3.1 und 3.2 ist der Versuchstand schematisch und als Foto abgebildet.

Ein paar charakteristische Daten der jeweiligen Maschinen sind in den Tabellen 3.1 und 3.2 aufgelistet:

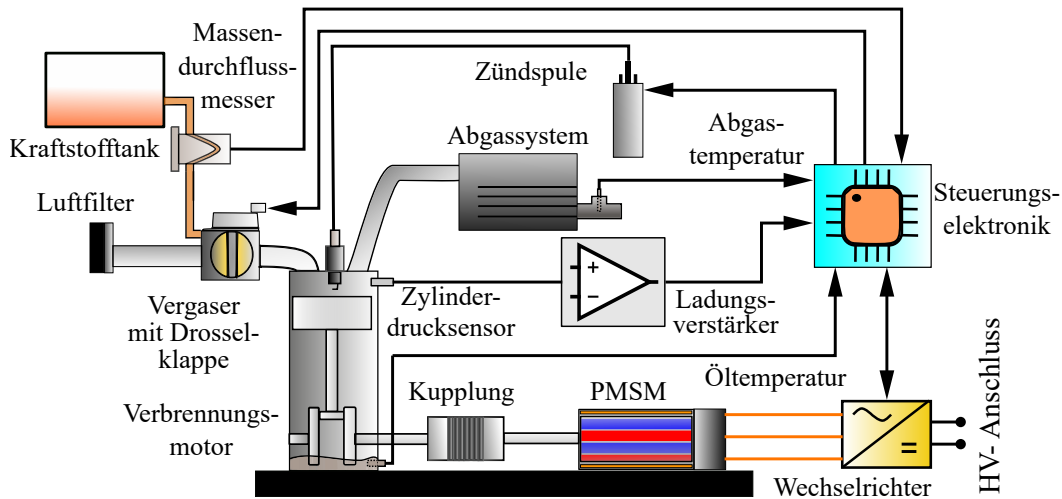


Abbildung 3.1. – Schematischer Aufbau des Versuchsstands für den hochdynamischen Einzylinderverbrennungsmotor

Hersteller	ESR Pollmeier GmbH
Nennleistung	6,3 kW
Nenndrehmoment	20 N m
Nenndrehzahl	3000 $\frac{1}{\text{min}}$
Massenträgheitsmoment	$2,05 \cdot 10^{-3} \text{ kg m}^2$
Effektiver Nennstrom	12 A
Spitzenstrom	42,8 A
Nennspannung	560 V
Drehmomentkonstante	$1,17 \frac{\text{Nm}}{\text{A}}$
Polpaarzahl	5

Tabelle 3.1. – Parameter der PMSM

Hersteller	GÜDE GmbH & Co. KG
Nennleistung	2 kW
Nenndrehmoment	6 N m
Nenndrehzahl	3180 $\frac{1}{\text{min}}$
Massenträgheitsmoment	$3,88 \cdot 10^{-3} \text{ kg m}^2$
Arbeitsverfahren	Vier-Takt-Ottomotor
Zylinderanzahl	Ein-Zylinder
Verdichtungsverhältnis	7,8 : 1
Hubraum	81,76 cm ³
Kolbendurchmesser	0,052 m
Hub	0,0385 m

Tabelle 3.2. – Parameter des Verbrennungsmotors

Dieser Versuchsstand wurde für die Leistungsregelung ohne Drosselklappenaktua-

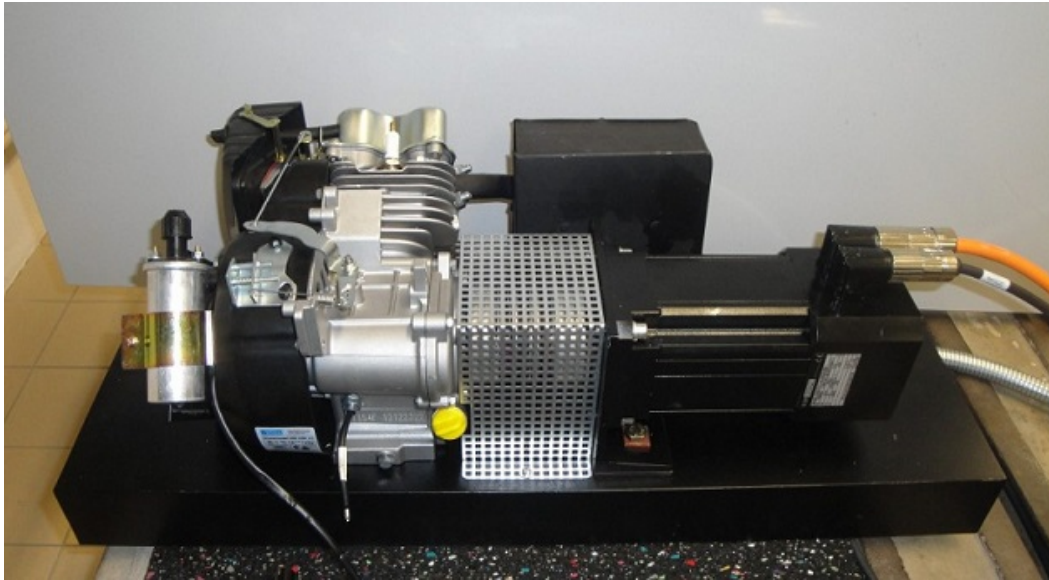


Abbildung 3.2. – Realer Aufbau des Versuchsstands für den hochdynamischen Einzylinderverbrennungsmotor

tor in Abschnitt 4.1.2, für die winkelgeberlose Regelung in Abschnitt 4.2, bei der Variation des Kolbenhubverlaufs in Abschnitt 5.1 und bei der aktiven Drehmomentdämpfung in Abschnitt 5.4 genutzt. Dieser Versuchsstand wurde somit, sowohl für die dynamikbasierten, als auch für die mittelwertbasierten Regelverfahren, verwendet. Die erzielten Ergebnisse wurden publiziert in [110], [113], [107] und [111].

3.1.2. Zweizylinder Verbrennungsmotor mit Saugrohreinspritzung

Es galt im weiteren Verlauf nachzuweisen, dass die drosselklappenaktorlose Leistungsregelung nicht unbedingt einen Vergaser benötigt, sondern auch mit Verbrennungsmotoren, bei denen die Gemischzusammensetzung mithilfe einer Einspritzung vorgenommen werden kann, funktioniert. Aus diesem Grund wurde der Versuchsstand in den Abb. 3.3 und 3.4 genutzt.

Der Versuchsstand besteht aus einer direkt gekoppelten fremderregten Gleichstrommaschine mit einem Zweizylinder Verbrennungsmotor. Die Luftzuführung erfolgt hierbei selbstansaugend durch eine Drosselklappe (Saugmotor). Die über eine Einspritzung in das Saugrohr eingebrachte Kraftstoffmenge wird mithilfe einer Lambdaregelung der aktuellen Luftmasse angepasst. Für die Lambdaregelung wird eine Lambdasonde benötigt, die den Restsauerstoffgehalt im Abgas, bezogen auf einer Referenz, misst. Die Messgröße wird in einem Regelkreis zurück geführt. Ein Regler berechnet hieraus die einzuspritzende Kraftstoffmenge, bzw. die Einschaltzeiten der Einspritzdüsen.

Die Funktionsweise einer fremderregten GSM wurde in Abschnitt 2 nicht weiter

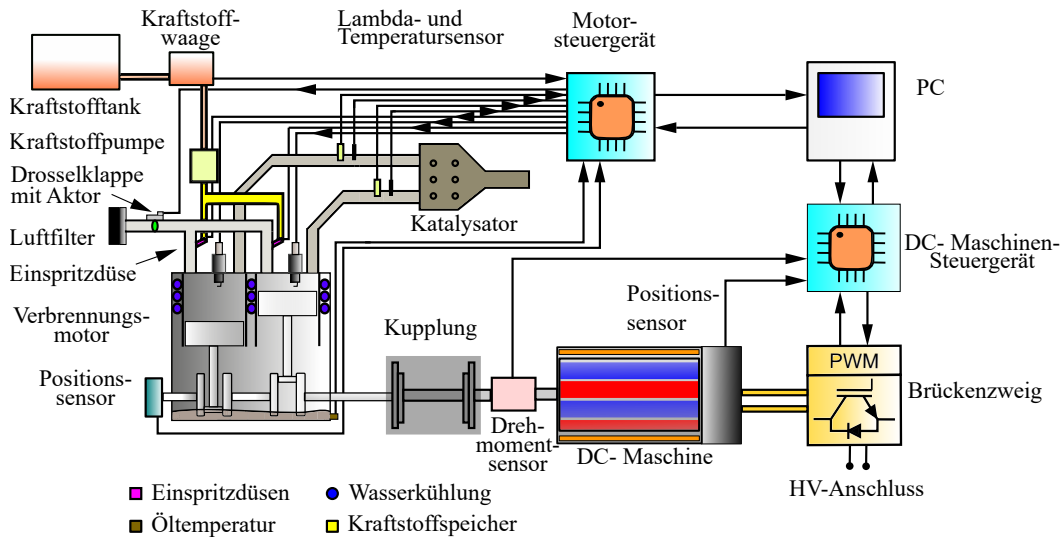


Abbildung 3.3. – Schematischer Aufbau des Versuchsstands für den Zweizylinder Verbrennungsmotor mit Saugrohreinjection

erläutert, da sie sehr gut erforscht wurde und dieses Wissen als bekannt vorausgesetzt wird. Grundlagen können hierzu in den Literaturen [26][35] und [51] nach gelesen werden. Für die Leistungsregelung wurde eine nichtlineare Regelung entworfen, welche auf eine Drosselklappe verzichtet und zur Regelung die elektrische Maschine nutzt. In Abschnitt 4.1.3 wurde die nichtlineare Regelung vorgestellt. Es wurden somit lediglich mittelwertbasierte Regelverfahren auf diesem Prüfstand getestet. In den Tabellen 3.3 und 3.4 sind die markanten Eckdaten der verwendeten Maschinen aufgelistet.

Hersteller	AEG
Nennleistung	20 kW
Nenndrehmoment	63,6 N m
Nenndrehzahl	3000 $\frac{1}{\text{min}}$
Nennstrom	55,5 A
Nennspannung	400 V
Drehmomentkonstante	1,1459 $\frac{\text{N m}}{\text{A}}$

Tabelle 3.3. – Parameter der fremderregten GSM



Abbildung 3.4. – Realer Aufbau des Versuchsstands für den Zweizylinder Verbrennungsmotor mit Saugrohreinspritzung

Hersteller	BRP-Rotax GmbH & Co KG
Maximale Leistung	42 kW
Maximales Drehmoment	55 N m
Maximale Geschwindigkeit	8000 $\frac{1}{\text{min}}$
Arbeitsverfahren	Vier-Takt-Ottomotor
Verdichtungsverhältnis	12 : 1
Zylinderanzahl	Zwei-Zylinder
Kolbendurchmesser	0,074 m
Hub	0,0697 m

Tabelle 3.4. – Parameter des Zweizylinderverbrennungsmotor

3.1.3. Freikolbenmotor

Der Freikolbenmotor ist der dritte verwendete Versuchsstand und ist Schematisch in Abb. 3.5 und real in Abb. 3.6 dargestellt.

Der Verbrennungsmotor des Freikolbenmotors ist einem Rasenmäher entnommen worden. Die Kenndaten hierfür sind in der Tabelle 3.5 aufgelistet.

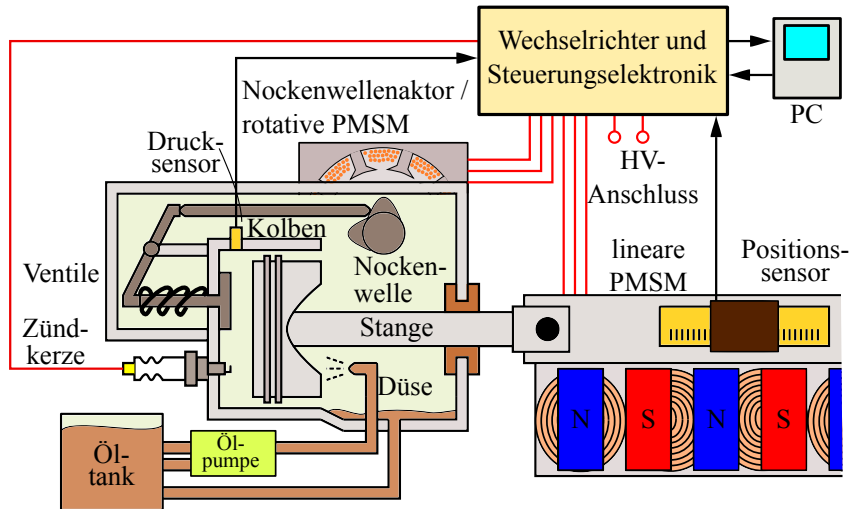


Abbildung 3.5. – Schematischer Aufbau des Versuchsstands für den Freikolbenmotor

Hersteller	Tailong (Zhuhai) Machinery Manufacturing Equipment Ltd.
Nennleistung	1,9 kW
Nennkraft	445 N
Nenngeschwindigkeit	$4,27 \frac{\text{m}}{\text{s}}$
Bewegte Masse	0,286 kg
Zylinderanzahl	Ein-Zylinder
Arbeitsverfahren	Vier-Takt-Ottomotor
Hubraum	$99,25 \text{ cm}^3$
konv. Verdichtungsverhältnis	8,3 : 1
max. Verdichtungsverhältnis	11,3 : 1
Kolbendurchmesser	0,0554 m
Konventioneller Hub	0,0402 m
Maximaler Hub	0,0566 m

Tabelle 3.5. – Parameter des Verbrennungsmotors

Bei diesem Verbrennungsmotor wurde die Kurbelwelle, das Pleuel und der Kolben entfernt und durch einen Kolben mit Gewinde und einer Stange ersetzt. Der neue Kolben ist dargestellt in der Abb. 3.7(a). Die Schmierung des nicht umgebauten Verbrennungsmotors war mithilfe einer Schleuderschmierung [52] gewährleistet. Da die Kurbelwelle entfernt wurde, musste ein anderes Schmiersystem eingeführt werden. Es wurde aus diesem Grund eine Düse unter dem Kolben positioniert (siehe Abb. 3.7(b)). Eine Ölpumpe drückt Öl durch eine Düse. Ab einem Druck von ungefähr 3 bar öffnet ein Ventil und spritzt das Öl an die Zylinderwand und den Kolben. Der Kolben verteilt dann durch eine Auf- und Abbewegung das Öl am Zylinder. Überflüssiges Öl fließt durch eine Bohrung in einem Tank ab. Zur Untersuchung der thermodynamischen Prozesse und zur Einstellung des Zündzeitpunktes wurde ein

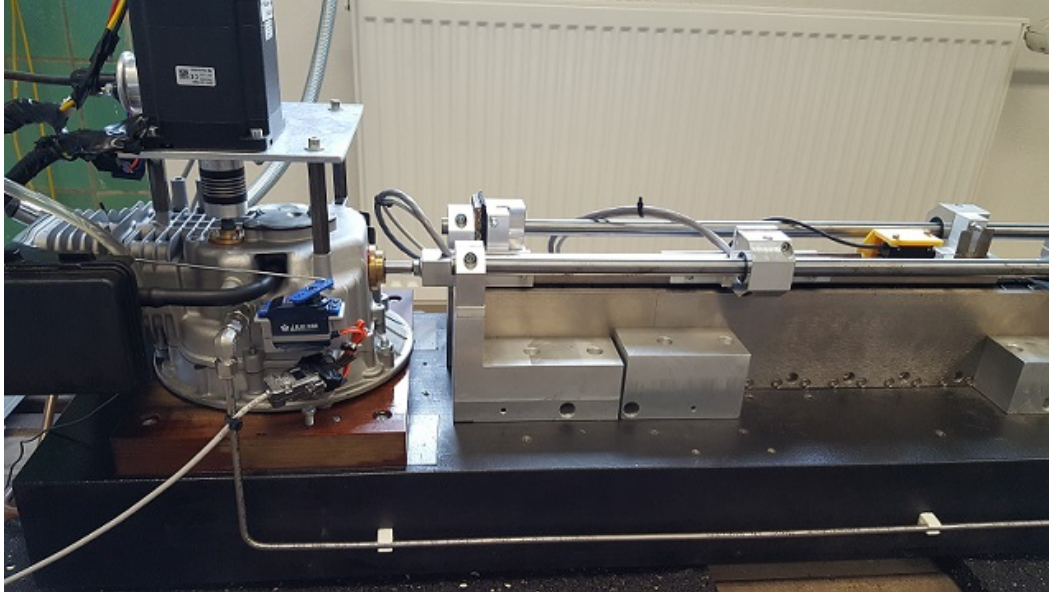


Abbildung 3.6. – Realer Aufbau des Versuchsstands für den Freikolbenmotor

Zylinderdrucksensor in den Zylinderkopf eingebracht 3.7(c). Des Weiteren wurden Temperatursensoren für die Öltemperatur, Einlasstemperatur und Auslasstemperatur eingebracht. Der Gaswechsel erfolgt, mithilfe eines Einlass- und Auslassventils, die mit einer Ventilsteuerung, bestehend aus Kipphebeln, Nockenwelle, Stoßstangen und einem Elektromotor, angesteuert werden. Die eingebrachte Luftmenge wurde durch einen Luftmassenmesser vom Typ „HFM5“ der Firma Bosch gemessen. Der Kraftstoff kann durch eine nachgerüstete Saugrohreinspritzung eingebracht werden. Der Restsauerstoffanteil des Abgases kann durch eine Lambdasonde vom Typ „LSU 4.9“ gemessen werden, wodurch ein Lambda geregelter Betrieb (wie beschrieben in Abschnitt 3.1.2) möglich ist. Die komplette Motorregelung wurde auf einer selbst entwickelten Hard- und Software umgesetzt.

Die Kolbenstange wird gerade aus dem Gehäuse geführt. Die Durchführung ist mit einer Öldichtung versehen. Das andere Ende der Kolbenstange wird in einem Aluminium U- Profil geschraubt und dieses Element ist an einer linear wirkenden elektrischen Maschine befestigt. Die elektrische Maschine vom Typ „UXX6“ wurde kommerziell erworben von der Firma Tecnotion GmbH und ist eine permanentmagneterregte Synchronmaschine, welche als eisenloser Kurzstator [26] ausgeführt ist. Bei dieser Maschine werden die Spulen bewegt und die Magneten stehen still. Die charakteristischen Kenndaten der Maschine sind in Tabelle 3.6 angegeben und schematisch dargestellt in Abb. 3.8(c).

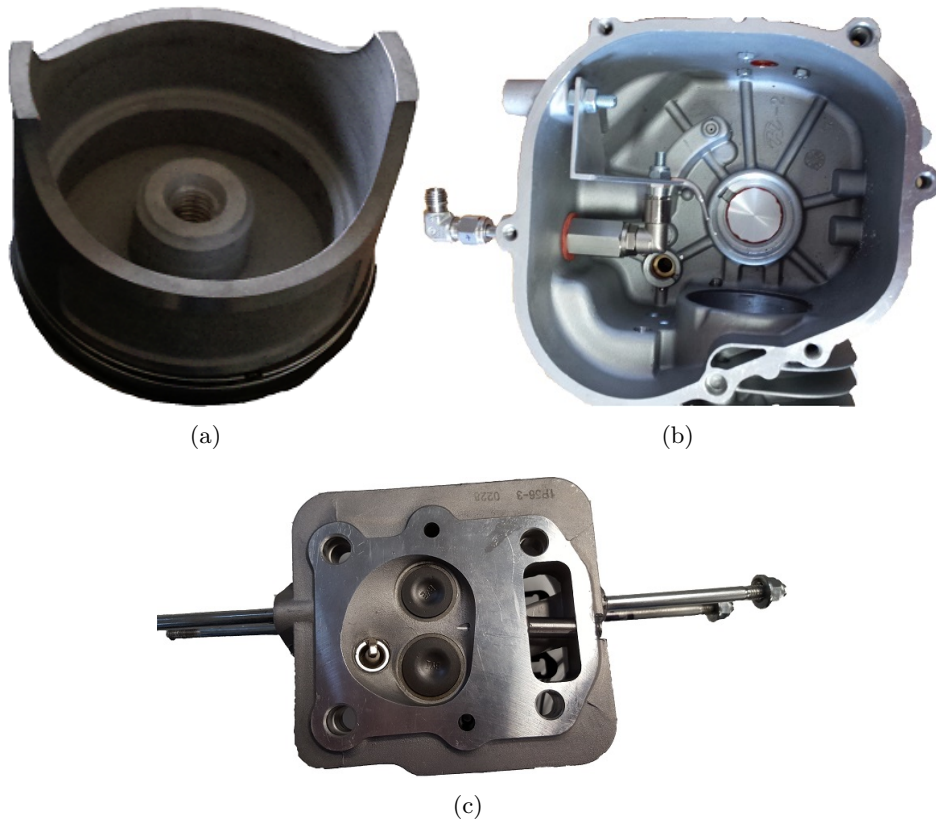


Abbildung 3.7. – (a) Speziell angefertigter Kolben zur Aufnahme einer Stange über eine Schraubverbindung (b) Ventil im Gehäuse zur Sprüh-schmierung der Zylinderwand (c) Eingebrachter Zylinderdrucksensor

Hersteller	Tecnotion GmbH
Nennleistung	1,86 kW
Nennkraft	281,7 N
Nenngeschwindigkeit	6,6 $\frac{\text{m}}{\text{s}}$
Läufer Masse	0,95 kg
Effektiver Nennstrom	5,6 A
Spitzenstrom	39,6 A
Nennspannung	300 V
Kraftkonstante	35,6 $\frac{\text{N}}{\text{A}}$
Spitzenkraft	1400 N
Polteilung	0,057 m
Länge Läufer	0,505 m
Länge des Stator / Joch	0,627 m
Maximaler Hub	0,122 m

Tabelle 3.6. – Parameter der elektrischen Linearmaschine

Die elektrische Maschine besteht aus zwei elektrischen Linearmaschinen des Typs „UXX6“

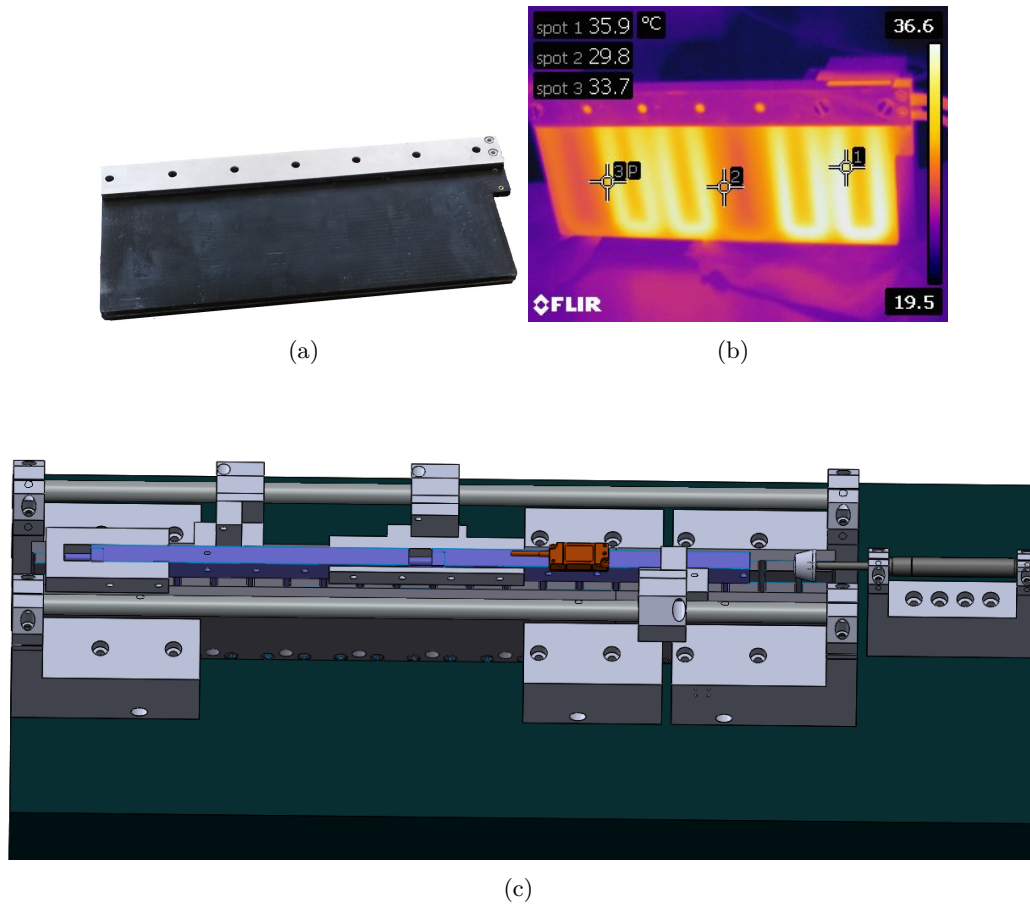


Abbildung 3.8. – (a) Läufer der elektrischen Linearmaschine (b) Wärmebild zur Darstellung der Lage der Spulen (c) CAD Darstellung der elektrischen Maschine

(vgl. Abb 3.8(a), 3.8(b) und hellblau angedeutet in Abb. 3.8(c)) der Firma Tecnotion, die in Reihe geschaltet sind. Die Kopplung der beiden Läufer ist mithilfe von verschiedenen mechanischen Elementen realisiert. Die gesamte, bewegte Masse vergrößert sich somit zu 3,271 kg. Sie werden durch drei Linearrollager geführt. Die Kugeln der Lager laufen entlang einer Stange, während die Lager an die elektrischen Maschinen verschraubt sind. Die Läufer fahren in einem Magnetjoch von der gleichen Firma. Angesteuert werden sie durch zwei Wechselrichtern aus Abschnitt 3.2.1. Die linear wirkende elektrische Maschine hat die Aufgabe, die vier Takte des Verbrennungsmotors zu realisieren. Hierfür muss sie elektrische Energie in mechanische Energie und während des Expansionstakts mechanische Energie in elektrische Energie umwandeln. Neben den elektrischen Spulen haben die Maschinen zusätzlich Temperatursensoren verbaut, mit denen es möglich ist, bei einer kurzzeitigen Überlastung die Wicklungstemperatur zu überwachen. Auf der elektrischen Maschine ist die Maßverkörperung eines Lineargebers montiert und ein Abtastkopf ist am Stahlträger fest verschraubt (orangenes Element in Abb. 3.8(c)). Der Abtastkopf ist ein „LIDA 48“ von der Firma Heidenhain, womit eine Auflösung von 0,3125 μm erreicht wird. Der Abtastkopf

arbeitet nach einem optischen Messprinzip. Eine Gasdruckfeder (schwarzes Element auf der rechten Seite von Abb. 3.8(c)) wurde in das System eingebracht, um zu verhindern, dass bei einer Fehlfunktion der Kolben aus seiner Laufbuchse fällt.

Der kommerziell erworbene Verbrennungsmotor hat, mithilfe einer Zahnradpaarung, die Kurbelwelle zur Nockenwelle synchronisiert. Durch die Loslösung von der Kurbelwelle musste die Nockenwelle, bzw. die Steuerzeiten der Ventile, mit der Kolbenposition synchronisiert werden. Dies geschieht mithilfe der Regelung einer elektrischen Maschine, die direkt an eine Nockenwelle montiert ist. Die elektrische Maschine ist eine permanentmagneterregte Synchronmaschine, mit der Modellbezeichnung „DB87M01-S“ von der Firma Nanotec. Die charakteristischen Daten sind hierfür in Tabelle 3.7, die Nockenwelle in Abb. 3.9(b) und der Nockenwellenmotor in Abb. 3.9(a) dargestellt.

Hersteller	Nanotec
Nennleistung	500 W
Nenn Drehmoment	1,4 N m
Spitzendrehmoment	4,2 N m
Nenn Drehzahl	3000 $\frac{1}{\text{min}}$
Nennstrom	10,77 A
Spitzenstrom	32,31 A
Nennspannung	48 V
Drehmomentkonstante	0,13 $\frac{\text{N m}}{\text{A}}$
Phasenwiderstand	0,16 Ω
Phaseninduktivität	0,48 m H
Trägheitsmoment	$1,6 \cdot 10^{-4} \text{ kg m}^2$

Tabelle 3.7. – Parameter des Nockenwellenmotors

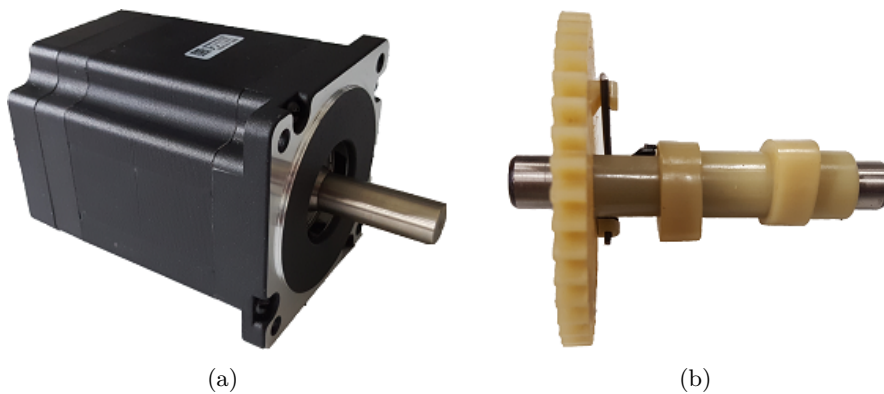


Abbildung 3.9. – (a) PMSM zur Regelung der Nockenwelle / Steuerzeiten der Ventile (b) Eingebaute Nockenwelle (noch mit Zahnrad)

Der Nockenwellenmotor ist, mithilfe der Leistungselektronik aus Abschnitt 3.2.2, Positionsgeregelt. Eine CAN-Kommunikation zwischen dem Controller für die Regel-

ung der Linearmaschine und dem Controller für den Nockenwellenmotor ermöglicht eine synchronisierte Bewegung.

Dieser Versuchsstand wurde unter anderem im Abschnitt 5.2 und 5.3 genutzt. Die erzielten Ergebnisse wurden publiziert in [117] und [118]. Der Freikolbenmotor wurde somit überwiegend für die dynamikbasierten Regelverfahren genutzt.

3.2. Leistungselektronik

3.2.1. Niederspannungswechselrichter der Firma Guasch

Zur Regelung der genannten Versuchsstände wird eine Elektronik benötigt, welche komplett frei programmierbar ist. Dies hat den Vorteil, dass neue Regelalgorithmen realisiert und am Versuchsstand getestet werden können. Der Wechselrich-

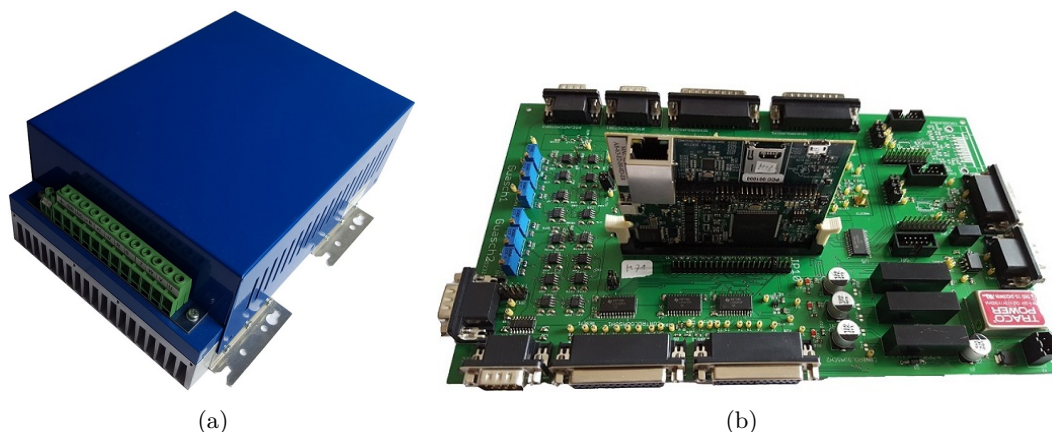


Abbildung 3.10. – (a) Wechsler der Firma Guasch „MTL-CBI0060F12IXHF“ (b) Steuerungselektronik basierend auf einem Mikrocontroller der Firma Texas Instruments „F28M35H52C“

ter 3.10(a) besteht im Wesentlichen aus einem Gleichrichter, B6-Brücke (IGBT), Bremszweig, IGBT- Treiber und integrierten Strom- und Spannungssensoren. Die Steuerung der einzelnen Transistoren und Auswertung der verschiedenen Sensoren erfolgt mit einer selbst entwickelten Steuerungselektronik 3.10(b). Die Steuerungselektronik wurde hierbei so ausgelegt, dass sie mithilfe von den Mikrocontrollern aus Abschnitt 3.3 betrieben werden kann. Der Wechsler konnte mit einer Schaltfrequenz von $f_{Inv} = 10 \text{ kHz}$ betrieben werden. Die Abtastfrequenz liegt dann bei $f_s = 20 \text{ kHz}$. Innerhalb der Abtastperiodenzeit $T_s = 50 \mu\text{s}$ konnten sämtliche Funktionen realisiert werden. Der maximal einstellbare Spitzenstrom liegt bei $i_{uvw} = 42 \text{ A}$ und eine maximale Spannung von $U_{DC} = 750 \text{ V}$.

3.2.2. Kleinspannungswechselrichter der Firma Texas Instruments

Für die hochdynamische Regelung des Nockenwellenmotors wird eine Leistungselektronik benötigt, mit der es möglich sein soll, einen Kleinspannungsmotor zu regeln, beliebige Funktionen zu entwickeln und zu testen. Hierfür wurde ein Kleinspannungswechselrichter mit der Bezeichnung „DRV8301-HC-C2-KIT“ von Texas Instruments genutzt. Dieses Board hat die Möglichkeit einen Dauerstrom von 60 A

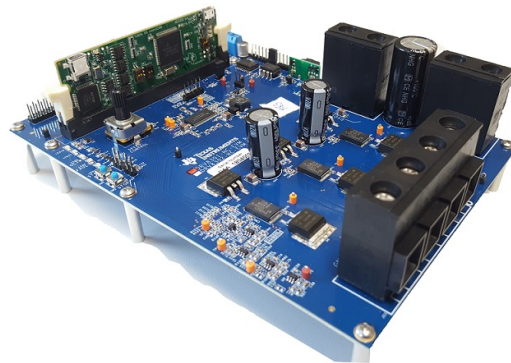


Abbildung 3.11. – DRV8301-69M-KIT

bei einer Spannung von 60 V bereit zustellen. Das Board wird mithilfe eines Gleichspannungsnetzteils versorgt. Ein Zwischenkreiskondensator sorgt dafür, dass kurze Leistungsspitzen abgegeben werden können. Die Schaltfrequenzen liegt bei 20 kHz und die Abtastrate konnte auf 20 kHz eingestellt werden. Die schaltenden Elemente sind MOSFETs. Auf dem Board ist eine Strom- und Spannungsmessung verfügbar. Sie dient als Grundlage zur Realisierung einer feldorientierten Regelung von einer PMSM. Weiterhin sind verschiedene Kommunikationsinterface, wie z.B. CAN, SPI, etc., vorhanden. Die Nutzung des Boards ist mithilfe eines Mikrocontrollers der C2000 Familie von Texas Instruments (siehe Abschnitt 3.3) möglich.

3.3. Mikrocontroller

Für die Realisierung der entwickelten Funktionen werden freiprogrammierbare Mikrocontroller benötigt. Es wurden die Mikrocontroller „TMS320F28335“ und „F28M35M52C“ genutzt. Der „TMS320F28335“ ist einfacher aufgebaut als der „F28M35M52C“ und bietet sich an, wenn etwas schnell und mit wenig Aufwand realisiert werden soll. Der entscheidende Vorteil des „F28M35M52C“ besteht darin, dass er zwei Prozessoren beinhaltet. Die Kommunikation kann auf einem Prozessor ausgelagert und der andere Prozessor für die Regelalgorithmen genutzt werden. Es muss lediglich eine Zwischenprozessorkommunikation für den Datenaustausch realisiert werden. Aus diesem Grund ist es möglich, mithilfe vom „F28M35M52C“ hoch komplexe Regelalgorithmen zu realisieren und trotzdem eine hohe Übertragungsbandbreite (z.B. über Ethernet) von vielen Daten zu realisieren (20 kHz Abtastrate

mit 20 versendeten 4 Byte großen Variablen). Ein weiterer großer Vorteil, bei der Verwendung dieser Mikrocontroller ist, dass die Prozessoren auf kleinen Platinen aufgelötet kommerziell verfügbar sind. Dies ermöglicht einen schnellen und kostengünstigen Tausch der defekten Elemente. Diese Mikrocontroller wurden sehr vielfältig genutzt und unter anderem sind folgende Funktionen mit ihnen realisiert worden:

- Regelung der Zwischenkreisspannung
- Gleichzeitige Ansteuerung von zwei Wechselrichtern
- Regelung verschiedener Synchronmaschinen
- Auswertung verschiedener Sensoren
- Übertragung der Messwerte an einem PC
- SCI/CAN-Kommunikation mit anderen Komponenten
- Regelung eines Verbrennungsmotors
- Umsetzung eigener Funktionen (w.z.B. drosselklappenaktorlose Leistungsregelung, winkelgeberlose Regelung, etc.)

In der Tabelle 3.8 sind die wichtigsten Daten miteinander verglichen.

	TMS320F28335	F28M35M52C	
Prozessorkern	TMS320C28x	TMS320C28x	ARM Cortex M3
Taktfrequenz	150 MHz	150 MHz	100 MHz
max. RAM	34 kB	36 kB+64 kB	32 kB+64 kB
Flashspeicher	256 kB	512 kB	512 kB
GPIO Anzahl	88	74	
16 Bit PWM Output	18	18	max. 8
Enhanced Capture Modul	6	6	max. 8
Quadrature Encoder Modul	2	3	0
ADC Abtastrate	80 ns	347 ns	
ADC Kanäle	16	32	
ADC Auflösung	12 Bit	12 Bit	
CAN Module	2	0	2
SCI Module	3	1	4
SPI Module	3	1	1
I2C Module	1	1	2
Ethernet Modul	0	0	1
IPC Modul	0	1	1

Tabelle 3.8. – Kenndaten der Mikrocontroller

4. Mittelwertbasierte Regelverfahren

Unter mittelwertbasierte Regelverfahren versteht sich die Regelung eines Systems unter Vernachlässigung hochdynamischer Prozesse wie z.B. die Drehmomentbildung während der Zündung des Kraftstoff-Luft-Gemischs. Stattdessen wird das abgegebene Drehmoment über die vier Takte gemittelt und für den Betriebspunkt als konstant angenommen. Dies führt zu einer Vereinfachung verschiedener physikalischer Zusammenhänge und somit auch zu einer Vereinfachung der Modelle für die Reglerauslegung.

4.1. Drosselklappenaktorlose Leistungsregelung

4.1.1. Leistungsregelung mit einer Drosselklappe

Es gibt verschiedene Möglichkeiten, wie ein Verbrennungsmotor an einer elektrischen Maschine betrieben werden kann, damit eine Wandlung von chemisch gespeicherter Energie in elektrischer Energie ermöglicht wird. Diese Form der Energiewandlung kann in unterbrechungsfreien Stromversorgungen [53] genutzt werden und hat den Vorteil, dass sie unabhängig gegenüber Umwelteinflüssen (z.B. Solarenergie [54], Windenergie [55]) und sehr dynamisch ihre Nennleistung bereit stellen können (im Vergleich zu Brennstoffzellen [56]). Weiterhin ist es möglich, einen Verbrennungsmotor mit regenerativen Kraftstoffen zu betreiben [57], wodurch dieses Konzept der Energiewandlung zur Unterstützung der Energiewende beitragen kann. Vor allem zur Kompensation von dynamischen elektrischen Lasten könnte dieses System Verwendung finden. Eine Möglichkeit ist z.B. die direkte Kopplung der elektrischen Maschine an das Netz. [58][59] Hierbei gibt das Netz die Frequenz des Stromaggregats vor. Die benötigte Energie für das Netz wird vom Verbrennungsmotor bereitgestellt. Die abgegebene Leistung kann, mithilfe von einer Drosselklappe, variiert werden (wenn das Kraftstoff-Luftverhältnis konstant bleibt). Schwierigkeiten bestehen darin, dass die Drosselklappe im Teillastbetrieb zu einem Druckabfall und somit zu einer Verschlechterung des Wirkungsgrads führt [60].

In den folgenden Abschnitten wird ein Stromaggregat genutzt, welches im Inselbetrieb [61] oder auch als Range Extender in einem HEV verwendet werden kann. Unter einem Stromaggregat im Inselbetrieb wird die Kombination aus einem Verbrennungsmotors und einer elektrischen Maschine verstanden, mit denen es möglich ist, ein eigenständiges Netz mit variabler Frequenz und Amplitude zu erzeugen.

Hierfür wurden verschiedene Regelungsstrukturen entwickelt [62][11] mit denen es möglich ist, mithilfe von Wechselrichtern, die elektrische Maschine (und somit auch den Verbrennungsmotor) Netzfrequenz unabhängig zu betreiben. Eine mögliche Regelungsstruktur ist dargestellt in Abb. 4.1.

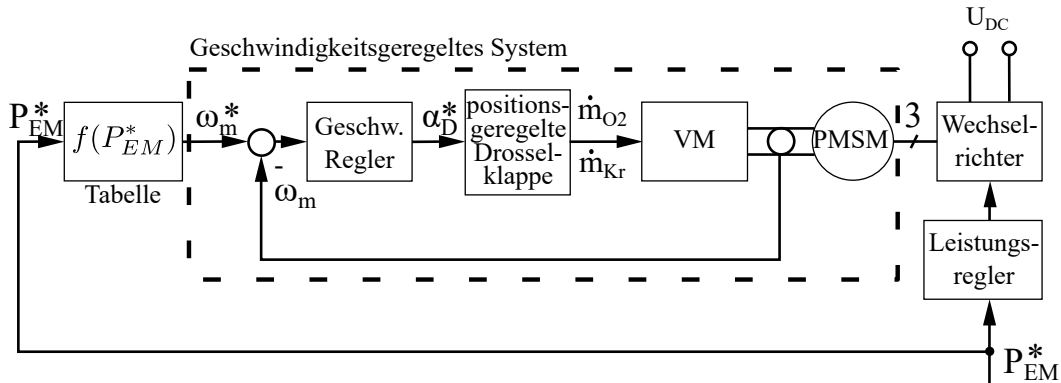


Abbildung 4.1. – Konventionelle Regelung des Verbrennungsmotors

Es wird hierbei von einem übergeordneten System eine Leistungsanforderung P_{EM}^* gestellt. Dieser Sollwert geht zu einem Leistungsregler für die PMSM und wird für die Regelung des Verbrennungsmotors benötigt. Die elektrische Maschine könnte in diesem Falle Leistungs- oder Drehmomentgeregelt sein. Die mechanische Energie wird dann, mithilfe eines Wechselrichters, in elektrische Energie umgewandelt und über den Zwischenkreis U_{DC} abgegeben.

Desweiteren wird der Leistungssollwert durch eine Funktion oder Tabelle (LUT) zur Berechnung der optimalen Sollwinkelgeschwindigkeit ω_m^* für den Verbrennungsmotor genutzt. Die Winkelgeschwindigkeit wird mit einem Drehzahlregler geregelt, der als Stellgröße den Solldrosselklappenwinkel α_D^* stellt. Die Drosselklappe wird von einem positionsgeregelten elektrischen Aktuator geregelt.

Diese Regelungstopologie hat den Vorteil, dass man mit zwei Stellgrößen (ω_m und α_D) den Arbeitspunkt vom Verbrennungsmotor einstellen kann. Man kann somit mithilfe der Drehzahl und des Drosselklappenwinkels den Luftmassenstrom beeinflussen. Hierdurch kann unterschiedlich viel Kraftstoff eingespritzt (Regelung des Kraftstoff-Luftverhältnisses) oder angesaugt (Vergaser) werden. Das angesaugte Kraftstoff- Luftgemisch wird anschließend im Brennraum von einem Zündsystem entzündet.

Die Regelung des Kraftstoff-Luftverhältnisses ist mit einem Vergaser nur sehr schlecht möglich, da der Drosselklappenwinkel sowohl den Luftmassendurchfluss als auch den Kraftstoffdurchfluss gleichzeitig variiert. Durch die Einspritzung kann der Kraftstoffanteil für ein vorgegebenes Kraftstoff-Luftverhältnis an dem aktuellen Luftmassenstrom angepasst werden. Hierfür wird ein Lambdasensor benötigt, der das Verhältnis aus zugeführte Sauerstoffmasse und theoretischem Sauerstoffbedarf

für ein stöchiometrisches Kraftstoff-Luft-Gemisch misst.

$$\lambda = \frac{\text{zugeführte Sauerstoffmasse}}{\text{theoretischer Sauerstoffbedarf}} \quad (4.1)$$

Der Luftmassenstrom resultiert aus der Stellung der Drosselklappe und der Geschwindigkeit des Kolbens.

Wenn der theoretische Sauerstoffbedarf identisch mit der zugeführten Sauerstoffmasse ist, dann erhält man $\lambda = 1$. Das Regelungsziel ($\lambda = 1$) wird bei vielen Vier-Takt-Ottomotoren angewendet, da dieser Punkt mit der Verwendung von drei Wege Katalysatoren gute Emissionen als auch einen guten spezifischen Kraftstoffverbrauch b_e erzielt. Zur Bestimmung des spezifischen Kraftstoffverbrauchs b_e wird u.a. der Kraftstoffmassendurchfluss benötigt. Er kann mit einem Massendurchflussmesser oder einer Kraftstoffwaage bestimmt werden. Durch den Kraftstoffmassendurchfluss \dot{m}_{K_r} und der abgegebenen Leistung des Verbrennungsmotors P_{VM} ist es möglich, den spezifischen Kraftstoffverbrauch $b_e = \frac{\dot{m}_{K_r}}{P_{VM}}$ zu bestimmen. Mithilfe des spezifischen Kraftstoffverbrauchs b_e und des Heizwert H_U des Kraftstoff ist es damit möglich, den Wirkungsgrad $\eta_{VM} = \frac{1}{b_e \cdot H_U}$ des Verbrennungsmotors zu bestimmen.

Zusätzlich zur Regelungsstruktur aus Abb. 4.1 wurde das System in Abb. 4.3 lediglich mit einem Lambdaregelkreis ergänzt. Durch die Variation des Drosselklappenwinkels ändert sich der Luftmassenstrom \dot{m}_{O_2} . Hieraus resultieren unterschiedliche Luftmassenströme, woraufhin die Kraftstoffmasse angepasst werden muss. Dies passiert mithilfe eines λ - Reglers. Der Sollwert λ^* wird mit dem gemessenen λ im Abgas verglichen und die eingespritzte Kraftstoffmenge \dot{m}_{K_r} in den Verbrennungsraum gestellt.

Die Systemdynamik der λ - Regelung wird nicht weiter beschrieben da sie dem Stand der Technik entspricht [50] [63]. Die relativen Emissionen $(\frac{HC(\lambda)}{HC_{max}}, \frac{CO(\lambda)}{CO_{max}}, \frac{NO_x(\lambda)}{NO_{x,max}})$, relativer Kraftstoffverbrauch $(\frac{b_e(\lambda)}{b_{e,max}})$ und Leistungsabgabe in Abhängigkeit von λ ist beispielhaft dargestellt in der Abb. 4.2 aus [50].

Die λ - Regelung von dem verwendeten Motor ergibt hierbei die Kennfelder aus der Abb. 4.4 und 4.5. Eine konventionelle Leistungsregelung inklusive einer λ - Regelung ist in der Abb. 4.3 dargestellt.

Die drehzahlvariable Regelung des Verbrennungsmotors und Verwendung einer Drosselklappe hat den Vorteil, dass zu unterschiedlichen Drehzahlen des Verbrennungsmotors der Luftmassenstrom mittels der Drosselklappe reguliert werden kann, um somit unterschiedliche Arbeitspunkte zu gleichen Drehzahlen zu erhalten. Wenn die Drosselklappe komplett geöffnet ist, erhält man die Vollastkennlinie eines Verbrennungsmotors, da hierbei die größtmögliche Luftmasse in den Zylinder angesaugt werden kann. Der Teillastbereich hat des Weiteren das Problem, dass über die Drosselklappe ein Druckabfall stattfindet und somit auch der Wirkungsgrad darunter leidet. Der Zusammenhang zwischen der Leistung, Drehzahl, Drosselklappenstellung und Wirkungsgrad ist in Abb. 4.4 und zwischen Drehmoment, Drehzahl, Drosselklappenstellung und Wirkungsgrad in Abb. 4.5 dargestellt.

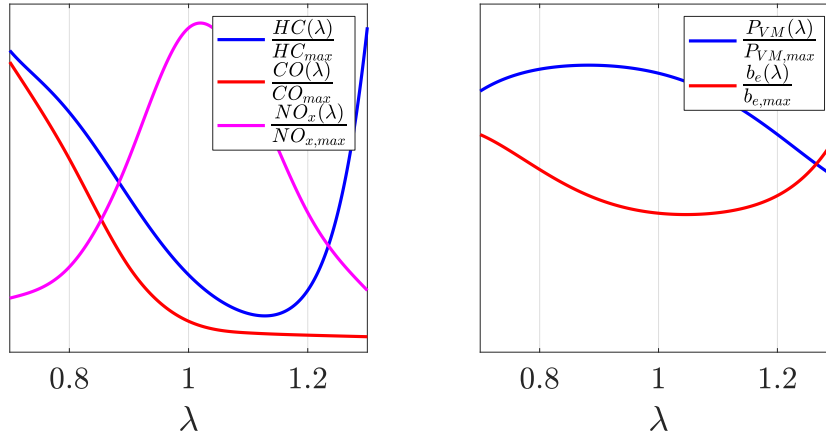


Abbildung 4.2. – (a) Darstellung der relativen Emissionen in Abhängigkeit von λ (b) Darstellung der relativen Leistung und des spezifischen Kraftstoffverbrauchs in Abhängigkeit von λ

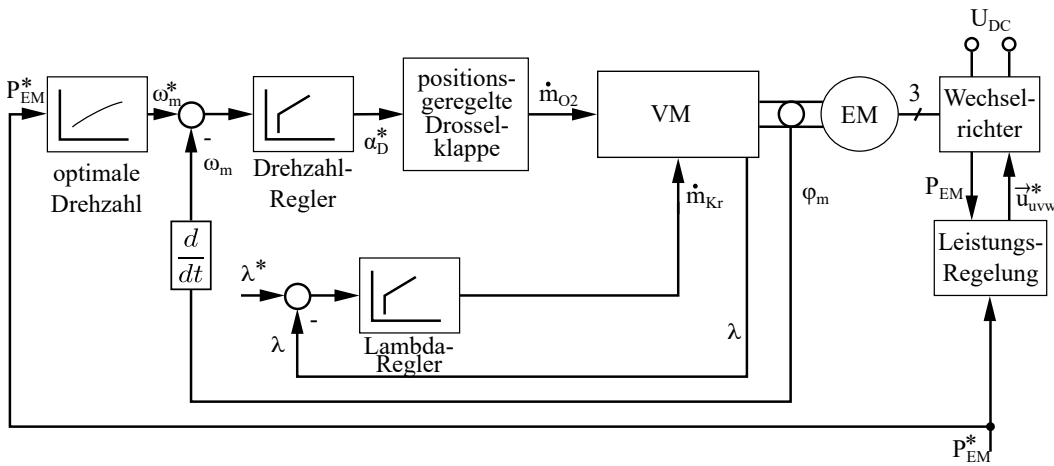


Abbildung 4.3. – Konventionelle Leistungsregelung

Die Kennfelder sind mithilfe des Versuchsstands aus Abschnitt 3.1.2 entstanden. Es ist hierbei ersichtlich, dass der größte Wirkungsgrad bei voll geöffneter Drosselklappe realisierbar ist. Deshalb bietet es sich an einen Verbrennungsmotor bei voll geöffneter Drosselklappe zu betreiben und die Leistung über die Drehzahl zu variieren. Zur Auslegung eines Reglers muss das bestehende System analysiert werden. Das zu regelnde System besteht aus einer elektrischen Maschine, die direkt an einem Verbrennungsmotor gekoppelt ist. Das System lässt sich quasi stationär wie folgt beschreiben [64]:

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{J} M_{VM}(\omega_m, \alpha_D) + \frac{1}{J} M_{EM} \quad (4.2)$$

Hierbei besteht das abgegebene Drehmoment des Verbrennungsmotors M_{VM} aus einem Drehmomentenanteil M_{Gas} , welcher aufgrund der Gaskraft resultiert, und aus einem Drehmomentenanteil M_{Reib} , der die Verluste repräsentiert.

$$M_{VM}(\omega_m, \alpha_D) = M_{Gas}(\omega_m, \alpha_D) - M_{Reib} \quad (4.3)$$

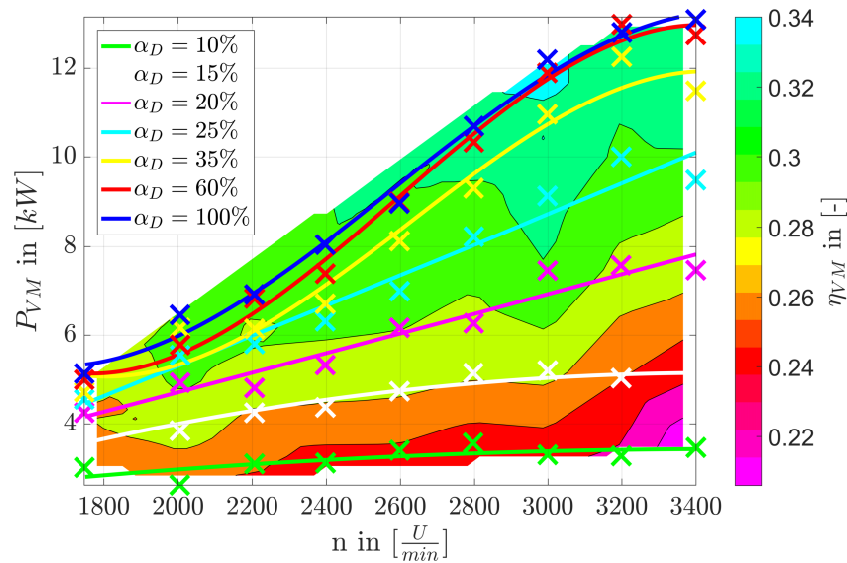


Abbildung 4.4. – Leistung P_{VM} und Wirkungsgrad η_{VM} in Abhängigkeit von Drehzahl n und Drosselklappenwinkel α_D

Im Folgenden soll der Verbrennungsmotor lediglich mit einer weit geöffnet Drosselklappe ($\alpha_D = 100\%$) betrieben werden, wodurch das Drehmoment des Verbrennungsmotors lediglich abhängig von der Drehzahl betrachtet wird $M_{VM}(\omega_m)$.

Das Produkt aus dem Drehmoment des Verbrennungsmotors und der Drehzahl ergibt die abgegebene Leistung des Verbrennungsmotors.

$$P_{VM} = M_{VM}(\omega_m) \cdot \omega_m \quad (4.4)$$

Die mechanische Leistung der elektrischen Maschine kann analog zu (4.4) wie folgt berechnet werden:

$$P_{EM} = M_{EM} \cdot \omega_m \quad (4.5)$$

Die Leistungsregelung ist in Abb. 4.6 dargestellt. Die Drehmomentenregelstrecke der elektrischen Maschine kann als Verzögerungsglied erster Ordnung angenähert werden (siehe (2.26) und (2.45)).

$$\frac{M_{EM}}{M_{EM}^*} = \frac{1}{T_{\Sigma, I} s + 1} \quad (4.6)$$

Diese Annäherung gilt, da die Summenzeitkonstante $T_{\Sigma, I}$ der Drehmomentregelung sehr klein im Vergleich zur drehzahlabhängigen Periodenzeit des Vier-Takt-Ottoprozesses ist. Weiterhin wird angenommen, dass das stationäre Drehmoment M_{VM} von der Drehzahl n , vom Kraftstoff-Luft-Gemisch λ und von der Drosselklappenstellung α_D abhängt wobei diese Abhängigkeit stark nichtlinear ist. Bei dem Drehmomentverlauf ist charakteristisch, dass der Verbrennungsmotor eine Mindestdrehzahl benötigt, um ein Drehmoment zu erzeugen (Ansaugung des Kraftstoff-Luft-Gemisch, winkelabhängiger Verbrennungsprozess, Resonanzfrequenz im System etc.) und um

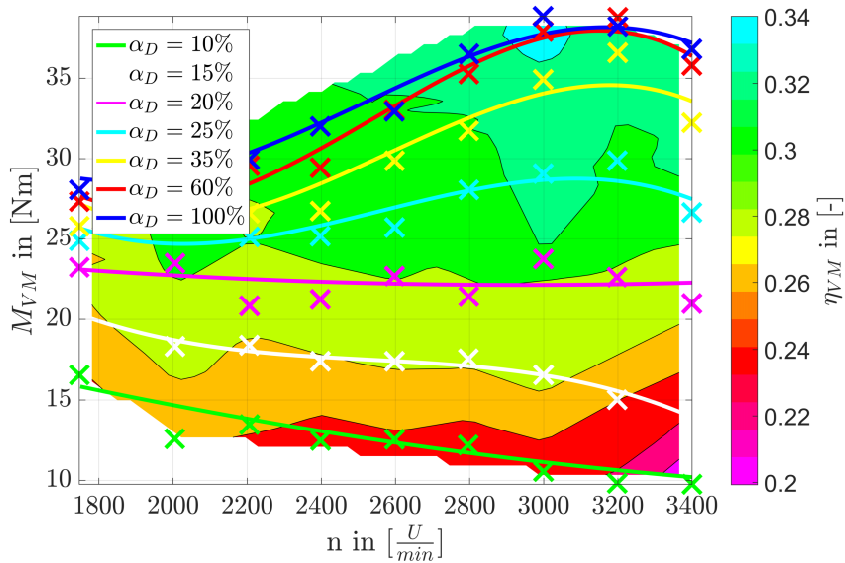


Abbildung 4.5. – Drehmoment M_{VM} und Wirkungsgrad η_{VM} in Abhängigkeit von Drehzahl n und Drosselklappenwinkel α_D

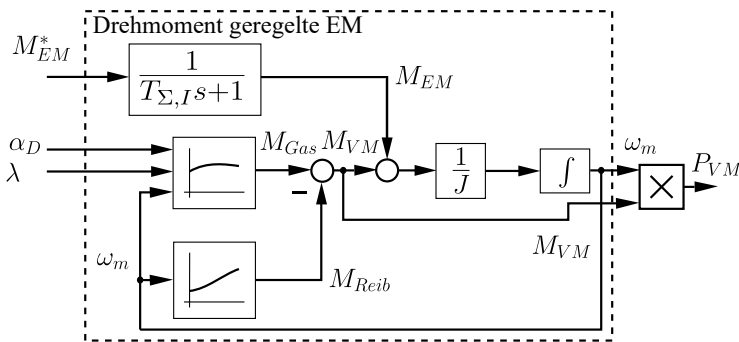


Abbildung 4.6. – Regelstrecke für die Verbrennungsmotorleistung P_{VM}

kritische Schwingungsfrequenzen zu vermeiden. Eine Drehzahlobergrenze ist unter anderem durch die Vorgabe einer Haltbarkeit des Antriebsstrangs und durch die Dynamik der Verbrennung im Zylinder vorhanden. Es ist des Weiteren zu berücksichtigen, dass die mittlere Leistung vom Verbrennungsmotor nicht unendlich schnell verändert werden kann, sondern sie von der Drehzahl bzw. dem Kurbelwinkel (vgl. Abschnitt 2.2.3) abhängt und das Drehmoment $M_{VM}(n, \lambda, \alpha_D)$ als Mittelwert eines Vier-Takt-Ottoprozess zu betrachten ist.

Im Folgenden soll die abgegebene Leistung vom Verbrennungsmotor ohne die Verwendung einer Drosselklappe geregelt werden, da durch Anstellen der Drosselklappe, ein Druckabfall über die Drosselklappe passiert und dies zu einem schlechteren Wirkungsgrad im Teillastbetrieb (vgl. Abb. 4.4) führt. In dieser Abbildung ist erkennbar, dass für diese Maschine der Wirkungsgrad am höchsten ist, wenn die Drosselklappe vollständig geöffnet ist und die Leistung mithilfe der Drehzahl variiert wird. Die Leistung soll somit über eine Drehzahlvariation geregelt und die Drosselklappe dabei

entfernt oder komplett offen gestellt werden.

Der Zusammenhang zwischen Leistung und Drehzahl entspricht einem Nichtlinearem System. Es gibt viele Möglichkeiten wie das Nichtlineare System geregelt werden kann. In dieser Arbeit wird zum einen mithilfe einer Linearisierung im Arbeitspunkt (siehe Abschnitt 4.1.2) und einer Linearisierung durch Ausgangsrückführung (siehe Abschnitt 4.1.3) ein Regelungssystem entworfen und vorgestellt.

4.1.2. Linearisierung im Arbeitspunkt

In der Abb. 4.7 ist ein Vorschlag für die Regelung der elektrischen Leistung P_{EM}^* dargestellt. Eine PMSM wird direkt an einem Verbrennungsmotor, wie in Abschnitt 3.1.1

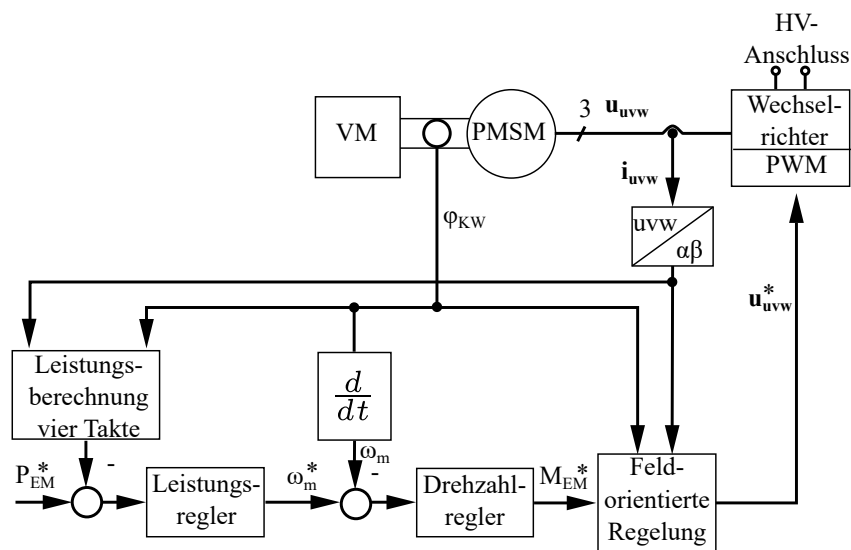


Abbildung 4.7. – Vorschlag zur Regelung der Leistung der elektrischen Maschine

erwähnt, gekoppelt. Es muss dabei der Winkel φ_{KW} und die Phasenströme i_{uvw} gemessen werden. Aus diesen Größen kann die mittlere Leistung $P_{EM,zyk}$ aus der Integration über die vier Takte berechnet werden.

$$P_{EM,zyk} = \frac{\omega_m}{4\pi} \int_0^{\frac{4\pi}{\omega_m}} P_{EM} d\varphi_{KW} \quad (4.7)$$

Näherungsweise kann man sagen, dass die gefilterte Leistung $P_{EM,TP}$ mithilfe eines Tiefpassfilter erster Ordnung angenähert werden kann, bei der die Zeitkonstante T_{TP} von der Drehzahl abhängt.

$$P_{EM,TP} = \frac{1}{T_{TP} \cdot s + 1} \cdot P_{EM} \quad (4.8)$$

Die berechnete Leistung soll mithilfe eines Leistungsreglers geregelt werden. Da sowohl die Drehzahl, als auch das Drehmoment begrenzt werden muss, bietet es sich an eine Kaskadenregelung aufzubauen. Der äußerste Regelkreis ist der Leistungsregler. Der Reglerausgang ist hierbei die Referenzwinkelgeschwindigkeit ω_m^* . Durch Variation der Drehzahl ist es möglich, dass der Verbrennungsmotor seine Luftmenge variieren kann. Dies führt zu einer Variation des gesamten Kraftstoff-Luftgemischs im Zylinder und folglich kann man für eine Leistungsregelung auf eine Drosselklappe verzichten. Zur Auslegung eines Reglers ist die Regelstrecke von ω_m^* nach $P_{EM,TP}$ erforderlich und deshalb in Abb. 4.8 dargestellt. Die Soll-drehzahl aus dem Leistungsregler wird

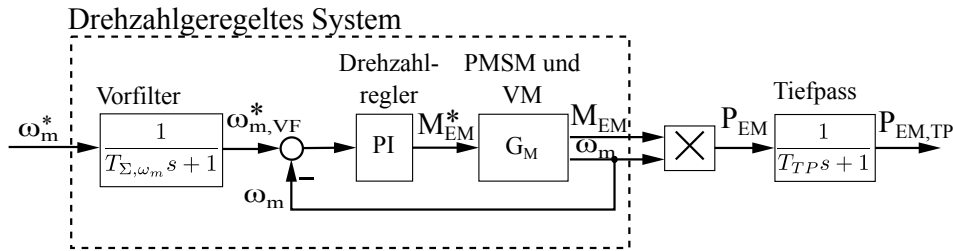


Abbildung 4.8. – Schematik der Leistungsregelungsstrecke

gefiltert auf einen Drehzahlregler gegeben. Der Vorfilter ist notwendig, um das Überschwingen bei einem nach dem symmetrischen Optimum eingestellten Regler (siehe Abschnitt 2.1.4) zu reduzieren. Der Drehzahlregler stellt am Reglerausgang ein Soll-drehmoment für die elektrische Maschine ein. Die Drehzahl kann aus der Ableitung der Position berechnet werden. Die Position kann wiederum mithilfe eines Positionssensors ermittelt werden. Der Drehzahlregelkreis muss so ausgelegt werden, dass er stationär das Drehmoment des Verbrennungsmotors ausregeln kann. Das Drehmoment des Verbrennungsmotors ist hierbei wie eine Störung auf das System. Die Regelstrecke G_M kann hierbei ausgedrückt werden als:

$$G_M = \frac{\omega_m}{M_{EM}^*} = \frac{1}{T_{\Sigma, I} s + 1} \cdot \frac{1}{J s} \quad (4.9)$$

Hierbei beschreibt der Ausdruck $\frac{1}{T_{\Sigma, I} s + 1}$ das Übertragungsverhältnis zwischen M_{EM}^* und M_{EM} . Die Regelstrecke ähnelt dabei einem stromgeregeltem System, wie in Abschnitt 2.1.3 erläutert. Das Drehmoment M_{EM} wird hierbei aus dem Produkt aus gemessenen Iststrom und der Drehmomentkonstante von der elektrischen Maschine berechnet. Die Auslegung des Drehzahlreglers kann hierbei mithilfe des symmetrischen Optimums erfolgen, so dass für das Führungsverhalten ein System erster Ordnung entsteht.

$$\frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{1}{T_{\Sigma, \omega_m} s + 1} \quad (4.10)$$

Der Regelkreis mit der höchsten Dynamik ist die feldorientierte Drehmomentregelung. Er ist dem Drehzahlregler unterlagert angeordnet. Es wird hierbei mithilfe von (2.25) das Drehmoment der PMSM aus dem Strom i_q berechnet. Zusätzlich wird für die Transformation zwischen Stator- und Rotorkoordinaten der elektrische Winkel und die Phasenströme benötigt. Die Phasenströme können durch Stromwandler und der Winkel mithilfe eines Lagegebers bestimmt werden. Die Drehmomentregelung

wurde betragsoptimal (siehe Abschnitt 2.1.3) ausgelegt, so dass die Dynamik der Drehmomentregelung sehr hoch ist. Das heißt, die Regelstrecke lässt sich, mithilfe eines Verzögerungsglied erster Ordnung (4.6), vereinfachen. Der Ausgang des Drehmomentreglers ist die Sollspannung $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$, welche mithilfe eines Wechselrichters zur Ist-Spannung \mathbf{u}_{uvw} moduliert wird. Die Energie wird hierbei in einem HV-Anschluss zurückgespeist oder entnommen.

Wie bereits in (4.4) gezeigt wurde, handelt es sich bei der Leistungsregelung um ein nichtlineares System. Der erste Ansatz um einen Regler hierfür auszulegen ist, das System in einem Arbeitspunkt (AP) zu linearisieren. Hierfür wird eine Taylorreihe entwickelt.

$$\begin{aligned} f(\xi; AP) &= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{f^{(k)}(\mathbf{AP})}{k!} (\xi - \mathbf{AP})^k \\ &= f(\mathbf{AP}) + \left. \frac{df}{d\xi} \right|_{\mathbf{AP}} (\xi - \mathbf{AP}) + \left. \frac{d^2 f(\mathbf{AP})}{2 d^2 \xi} \right|_{\mathbf{AP}} (\xi - \mathbf{AP})^2 \dots \end{aligned} \quad (4.11)$$

Wobei ξ das Argument der Funktion ist. Der Abbruch der Taylorreihe nach dem ersten Glied $k = 1$ führt zu einem linearisiertem System in der Nähe des Arbeitspunktes. Die Linearisierung von (4.4) führt zu:

$$\begin{aligned} \Delta P_{EM} &= \left. \frac{\partial P_{EM}}{\partial M_{EM}} \right|_{\mathbf{AP}} \cdot \Delta M_{EM} + \left. \frac{\partial P_{EM}}{\partial \omega_m} \right|_{\mathbf{AP}} \cdot \Delta \omega_m \\ &= \omega_{m,AP} \cdot \Delta M_{EM} + M_{EM,AP} \cdot \Delta \omega_m \end{aligned} \quad (4.12)$$

Der Index AP symbolisiert, dass die Größe im Arbeitspunkt liegt. Hingegen das Δ die Änderung um den Arbeitspunkt kennzeichnet. Um den Einfluss von ω_m^* auf die Leistung ΔP_{EM} zu erhalten, können die Übertragungsfunktionen aus (4.2) und (4.10) in (4.12) eingesetzt werden. Ab diesem Zeitpunkt kann das Drehmoment M_{VM} nicht mehr als Störung für das System betrachtet werden, sondern beeinflusst maßgeblich die generierte Leistung. Die Drehmomentkennlinie des Verbrennungsmotors ist auch nichtlinear, weshalb es um einen Arbeitspunkt linearisiert werden muss. Die Zerlegung des Drehmoments M_{VM} in ein Reibdrehmoment M_{Reib} und in ein thermodynamisches Drehmoment M_{Gas} führt zu folgenden Linearisierungen in der Nähe des Arbeitspunktes:

$$\Delta M_{Gas} = \left. \frac{\partial M_{Gas}}{\partial \omega_m} \right|_{\mathbf{AP}} \cdot \Delta \omega_m = K_{Gas,AP} \cdot \Delta \omega_m \quad (4.13)$$

$$\Delta M_{Reib} = \left. \frac{\partial M_{Reib}}{\partial \omega_m} \right|_{\mathbf{AP}} \cdot \Delta \omega_m = K_{Reib,AP} \cdot \Delta \omega_m \quad (4.14)$$

Die Drehmoment- Drehzahl- Kennlinie wurde an dem Versuchsstand in Abschnitt 3.1.1 aufgenommen und mit einem Polynom zweiter Ordnung angenähert. Sie ist dargestellt in Abb. 4.9. Die Konstanten $K_{Gas,AP}$ und $K_{Reib,AP}$ können aus der Linearisierung im Arbeitspunkt bestimmt werden.

Durch Einsetzen von (4.13) und (4.14) in (4.2) folgt für das Drehmoment der elektrischen Maschine:

$$\Delta M_{EM} = (J \cdot s - K_{Gas,AP} + K_{Reib,AP}) \Delta \omega_m \quad (4.15)$$

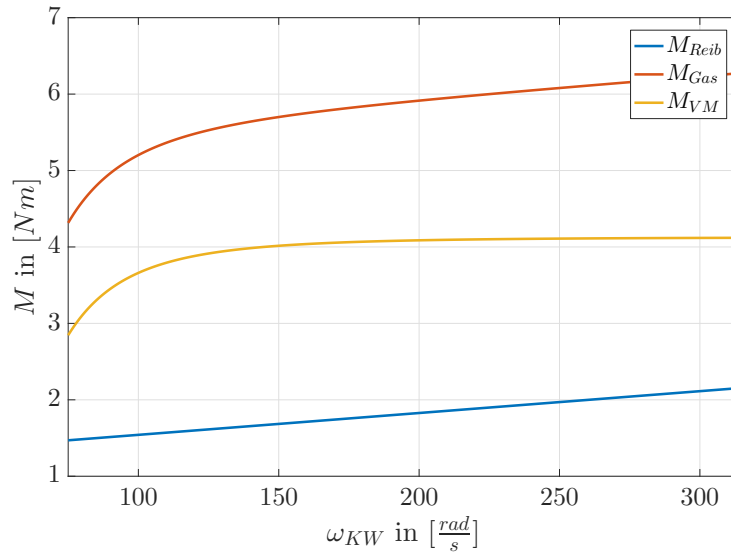


Abbildung 4.9. – Zusammenhang zwischen Drehmoment und Drehzahl zu einer konstanten Drosselklappenstellung

Die linearisierte Übertragungsfunktion $\frac{\Delta P_{EM}}{\Delta \omega_m^*}$ kann man erhalten wenn man (4.10) und (4.15) in (4.12) einsetzt.

$$\frac{\Delta P_{EM}}{\Delta \omega_m^*} = \frac{(J \cdot s - K_{Gas,AP} + K_{Reib,AP}) \cdot \omega_{m,AP} + M_{EM,AP}}{T_{\Sigma, \omega_m} s + 1} \quad (4.16)$$

Wie bereits erwähnt, kann der Verbrennungsmotor nicht kontinuierlich seine Leistung ändern, sondern es müssen die vier Takte ausgeführt werden. Diese Zeit kann mithilfe eines Tiefpasses erster Ordnung (4.8) angenähert werden.

$$\frac{\Delta P_{EM,TP}}{\Delta \omega_m^*} = \frac{\Delta P_{EM}}{\Delta \omega_m^*} \cdot \frac{1}{T_{TP} s + 1} \quad (4.17)$$

$$T_{TP} = \frac{4\pi}{\omega_m} \quad (4.18)$$

Die Zeitkonstante des Filters T_{TP} setzt sich hierbei aus den zwei Umdrehungen für den Vier-Takt-Ottoprozess und der Winkelgeschwindigkeit des Motors zusammen. In der Abb. 4.10 ist eine simulierte Sprungantwort von n^* nach $P_{EM,zyk}$ und $P_{EM,TP}$ abgebildet. Das linearisierte System aus (4.17) und (4.18) wurde um den Arbeitspunkt $n_{AP} = 1500 \frac{1}{\text{min}}$ in Simulink nachgebildet und getestet. Es berechnet zum einen die gefilterte Leistung mit (4.18) und zum anderen die gemittelte Leistung über die vier Takte (4.8) während eines Arbeitspunktwechsels.

Die Leistung $P_{EM,zyk}$ repräsentiert die diskrete, aufgenommene Leistung nach zwei Umdrehungen. Das Signal $P_{EM,TP}$ ist hierbei der mit einem PT1 Filter angenäherte Leistungsverlauf. Man erkennt aus dem Verlauf in Abb. 4.10, dass die berechneten Leistungen übereinstimmen.

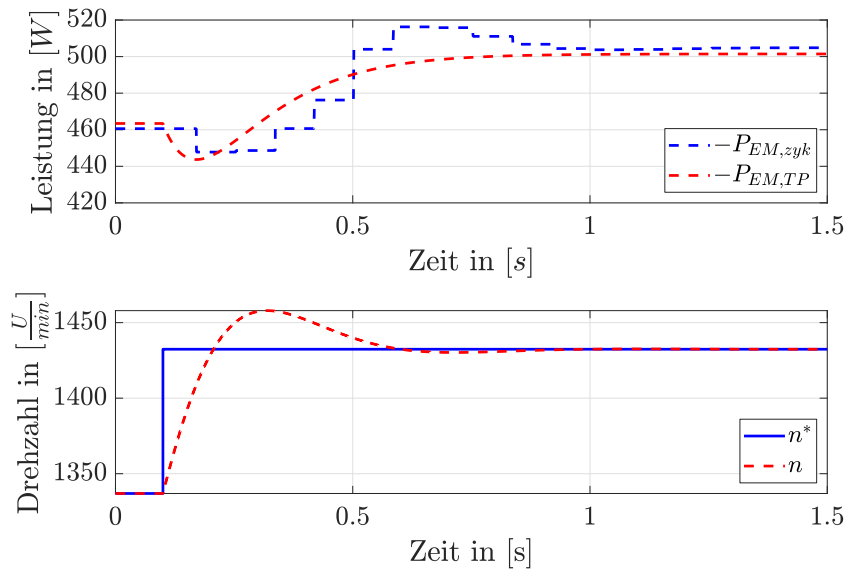


Abbildung 4.10. – Simulierte Sprungantwort der Leistungsstrecke auf einen Drehzahlsollwertsprung

Zur Regelung des Systems kann hierbei ein Integraler Regler genutzt werden. Das Regelungsschema ist dargestellt in Abb. 4.11.

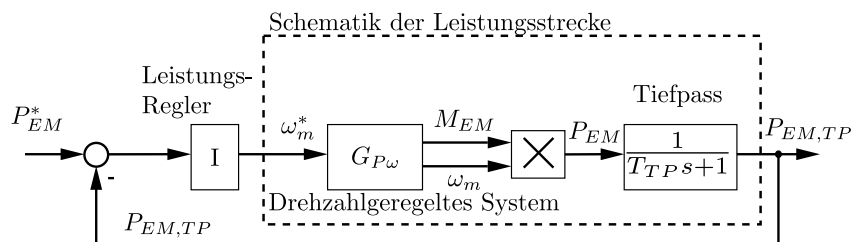


Abbildung 4.11. – Leistungsregelung der elektrischen Maschine

Für den Arbeitspunkt $n_{AP} = 1500 \frac{1}{\text{min}}$ wurde ein Regler mit einer Polvorgabe ausgelegt. Als Auslegungskriterium diente eine Einschwingzeit von $t = 2,5 \text{ s}$. Das Systemverhalten wurde analysiert, indem der Regler zu verschiedenen Arbeitspunkten betrachtet worden ist. Der Verlauf der Pol- und Nullstellen ist dargestellt in Abb. 4.12. Das geregelte System besitzt drei Polstellen aufgrund der Drehzahlregelung, Filterung der Leistung und des verwendeten I-Reglers. Die Nullstelle resultiert aus der benötigten Beschleunigungsleistung / -energie. Das System kann solange stabil betrieben werden, wie $(K_{Gas,AP} - K_{Reib,AP}) > 0$ ist. Wenn der Kraftstoff aufgebraucht ist, so würde der Verbrennungsmotor kein Drehmoment mehr liefern und das abgegebene Drehmoment ist lediglich das Reibmoment des Verbrennungsmotors. In diesem Fall würde die Regelung probieren, die Drehzahl zu erhöhen. Es würde keine elektrische Leistung generiert werden. Wenn dieser Fall eintritt, sollte auf eine Drehzahlregelung umgeschaltet werden und das Stromaggregat ausgeschaltet werden, so lange bis der Kraftstoff wieder nachgefüllt wurde. Anhand der Abb. 4.12 ist hierbei erkennbar, dass der ausgelegte Regler im verwendeten Arbeitsbereich stabil ist. Das System ist nicht minimalphasig was zur Folge hat, dass die Leistungsabgabe

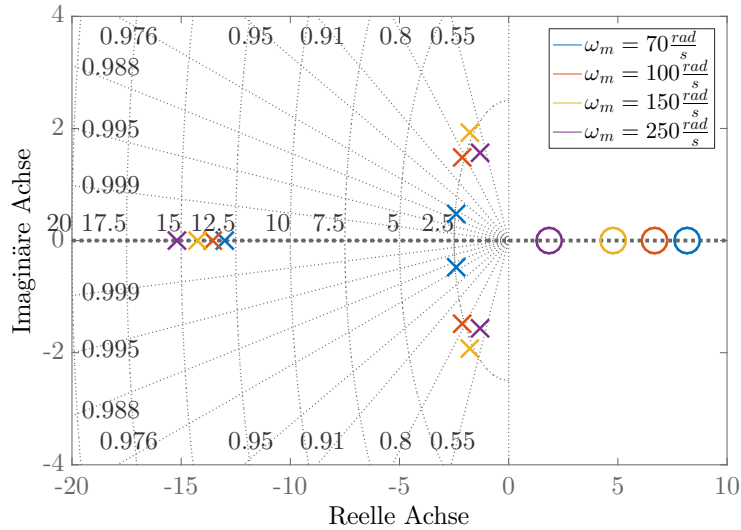


Abbildung 4.12. – Pol- Nullstellendiagramm des linearisierten Systems

für einen kurzen Moment einbricht (vgl. Abb. 4.10), da Energie zum Beschleunigen des Antriebs erforderlich ist.

Der Regler wurde anschließend in dem Versuchsstand aus Abschnitt 3.1.1 getestet. Die Sprungantwort ist in Abb. 4.13 dargestellt. Es wird der Leistungssollwert P_{EM}^* ,

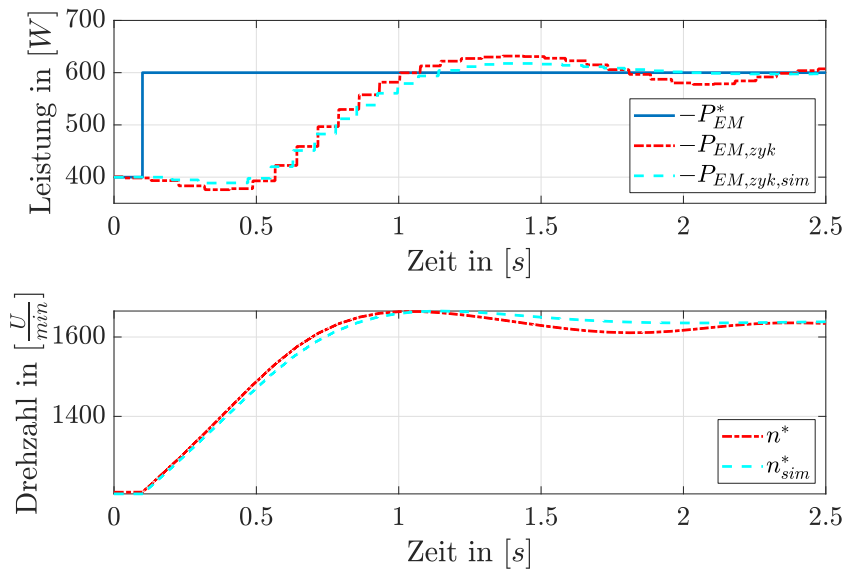


Abbildung 4.13. – Darstellung der Sprungantwort der Leistungsregelung

die gemessene Leistung $P_{EM,zyk}$ und die aus der Simulation erhaltene Leistung $P_{EM,zyk,sim}$ als Funktion der Zeit, sowie die experimentelle Soll-Drehzahl n^* und simulierte Soll-Drehzahl n_{sim}^* dargestellt. Nach $t = 0,1$ s wurde eine Leistungsänderung von $P_{EM}^* = -400$ W auf $P_{EM}^* = -600$ W gestellt. Es ist erkennbar, dass die Regelung funktioniert und nach einer gewissen Zeit die Istleistung gleich der Sollleistung

entspricht. Es ist zu Beginn ein leichtes Unterschwingen, aufgrund der vorhandenen Nullstelle, zu beobachten. Die Istdrehzahl wird kontinuierlich erhöht, bis die erforderliche Leistung eingestellt ist. Leichte Abweichungen bzgl. der simulierten und der gemessenen Sprungantwort sind, aufgrund der Linearisierung, Vernachlässigung der Dynamik des Luftmassenstroms und durch ungenaue Parameterbestimmung zurück zu führen.

Es konnte in diesem Abschnitt gezeigt werden, dass es möglich ist eine drosselklappenaktorlose Leistungsregelung zu entwickeln und zu testen. Das entwickelte Verfahren ist relativ einfach zu realisieren. Nachteilig ist hierbei, dass das charakteristische Verhalten der Sprungantwort in Abhängigkeit von der Drehzahl ändert. Um dieses Problem zu beheben wurde ein weiteres Verfahren entwickelt (siehe Abschnitt 4.1.3), mit welchem es unabhängig vom Arbeitspunkt die gleiche Systemdynamik ermöglicht.

4.1.3. Linearisierung durch Ausgangsrückführung

Nach den Experimenten aus Abschnitt 4.1.2 konnte ein anderer Versuchsstand genutzt werden (vgl. Abschnitt 3.1.2). Mit diesem Versuchsstand konnte das Kraftstoff-Luftverhältnis geregelt werden. Die λ -Regelung erfolgt mithilfe einer Saugrohereinspritzung im Ansaugtrakt und einem λ -Sensors im Auslasstrakt. Mit diesem Versuchsstand sollte nun das entwickelte Verfahren im Abschnitt 4.1.2 verbessert werden. Die Kernproblematik besteht darin, dass die Regelung zu einen gewählten Arbeitspunkt eingestellt wurde und bei einer Änderung des Arbeitspunkts die Systemdynamik sich verändern kann. Dies führt zu unterschiedlichen Systemverhalten. Um dieses Problem zu beseitigen, wird eine Linearisierung durch Ausgangsrückführung [65] vorgeschlagen. In Abschnitt 4.1.2 wurde sich hierbei auf die abgegebene Leistung der elektrischen Maschine konzentriert, während im Folgenden auf die abgegebene Leistung des Verbrennungsmotors geregelt wird.

Die abgegebene Leistung des Verbrennungsmotors kann wie folgt beschrieben werden:

$$P_{VM} = \omega_m \cdot M_{VM}(\omega_m) \quad (4.19)$$

Die hieraus berechnete Leistung ist die momentan Leistung des Verbrennungsmotors. Die mittlere Leistung kann als Mittelwert über die vier Takte beschrieben werden.

$$P_{VM,zyk} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{4\pi} P_{VM}(\varphi_m) d\varphi_m \quad (4.20)$$

Die mittlere Leistungsberechnung kann auch hierbei mithilfe eines Tiefpasses erster Ordnung beschrieben werden (siehe (4.8)).

$$\frac{dP_{VM,TP}}{dt} = -\frac{1}{T_{TP}} P_{VM,TP} + \frac{1}{T_{TP}} P_{VM} \quad (4.21)$$

Die Filterzeitkonstante T_{TP} entspricht hierbei wie im Abschnitt 4.1.2:

$$T_{TP} = \frac{4\pi}{\omega_m} \quad (4.22)$$

Wenn man (4.19) und (4.22) in (4.21) einsetzt folgt:

$$\frac{dP_{VM,TP}}{dt} = -\frac{\omega_m}{4\pi} P_{VM,TP} + \frac{\omega_m^2}{4\pi} M_{VM}(\omega_m) \quad (4.23)$$

Das System kann hierbei mit folgenden Zuständen beschrieben werden:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_m \\ P_{VM,TP} \end{bmatrix}; \quad u = M_{EM} \quad (4.24)$$

hiermit kann man (4.2) und (4.23) umschreiben zu:

$$\frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{J} M_{VM}(x_1) + \frac{1}{J} u \quad (4.25)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = -\frac{x_1 \cdot x_2}{4\pi} + \frac{x_1^2}{4\pi} M_{VM}(x_1) \quad (4.26)$$

Die Gleichgewichtspunkte für das System ($u = 0$) können bestimmt werden zu:

1. $(\zeta, 0)$ wenn $\zeta \neq 0$ und $M_{VM}(\zeta) = 0$
2. $(0, \xi)$, mit $\xi \in \mathbb{R}$ und $M_{VM}(0) = 0$

Um die Stabilität der Gleichgewichtspunkte zu überprüfen, muss die Jacobi Matrix JF berechnet werden.

$$JF(x_1, x_2) = \begin{bmatrix} \frac{dM_{VM}(x_1)}{dx_1} \frac{1}{J} & 0 \\ \frac{1}{4\pi}(-x_2 + 2x_1 M_{VM}(x_1) + x_1^2 \frac{dM_{VM}(x_1)}{dx_1}) & -\frac{x_1}{4\pi} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

- Aus der ersten Ableitung ist erkennbar, dass das System stabil ist, wenn $\zeta > 0$ und $x_1 \rightarrow M_{VM}(x_1)$ wo $\frac{dM_{VM}(x_1)}{dx_1}$ eindeutig negativ in der Nähe von ζ definiert ist. Dort existiert $\delta > 0$ so dass $\frac{dM_{VM}(x_1)}{dx_1} < 0$ für alle $\mathbf{x} \in (\zeta - \delta, \zeta + \delta), \mathbf{x} \neq \zeta$.
- Die Gleichgewichtspunkte von $(0, \xi)$ sind nicht relevant für die folgende Anwendung, da sie hierbei den Stillstand betreffen.

Die nächste Aufgabe ist, das nichtlineare System mithilfe einer Transformation $\mathbf{z} = \mathbf{S}(x)$ in ein lineares System zu überführen. Hierbei gilt [65]:

$$u = a_c(\mathbf{x}) + b_c(\mathbf{x}) \cdot v \quad (4.28)$$

für ein System der Form:

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{x})u \quad (4.29)$$

$$y = h(\mathbf{x}) \quad (4.30)$$

$$(4.31)$$

Das transformierte System ermöglicht ein lineares Verhalten zwischen dem Ein- und Ausgang. Ein System kann in Abhängigkeit von seinen Zuständen und Eingängen im Allgemeinen wie folgt dargestellt werden.

$$\dot{y} = \frac{dh(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}} \dot{\mathbf{x}} \quad (4.32)$$

$$= \frac{dh(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}} f(\mathbf{x}) + \frac{dh(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}} g(\mathbf{x}) u \quad (4.33)$$

Als erstes muss der Einfluss von u auf den Ausgang y des Systems dargestellt sein. Dies kann mithilfe der Lie-Ableitung erfolgen [66]. Die Lie-Ableitung beschreibt die Ableitung eines Vektorfeldes entlang eines anderen Vektorfeldes. Mit (4.33) ist es nun möglich, die Lie-Ableitung von $h(\mathbf{x})$ entlang von $f(\mathbf{x})$ und $g(\mathbf{x})$ zu definieren.

$$L_f h(\mathbf{x}) = \frac{dh(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}} f(\mathbf{x}) \quad (4.34)$$

$$L_g h(\mathbf{x}) = \frac{dh(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}} g(\mathbf{x}) \quad (4.35)$$

Die erneute Ableitung entlang des gleichen Feldes wird hierbei formuliert zu:

$$L_f^2 h(\mathbf{x}) = L_f L_f h(\mathbf{x}) = \frac{d(L_f h(\mathbf{x}))}{d\mathbf{x}} f(\mathbf{x}) \quad (4.36)$$

$$L_g^2 h(\mathbf{x}) = L_g L_g h(\mathbf{x}) = \frac{d(L_g h(\mathbf{x}))}{d\mathbf{x}} g(\mathbf{x}) \quad (4.37)$$

und die erneute Ableitung von $L_f h(\mathbf{x})$ entlang von $g(\mathbf{x})$ zu:

$$L_g L_f h(\mathbf{x}) = \frac{d(L_f h(\mathbf{x}))}{d\mathbf{x}} g(\mathbf{x}) \quad (4.38)$$

Aus (4.33) und (4.35) kann folgender Zusammenhang formuliert werden:

$$\dot{y} = L_f h(\mathbf{x}) + L_g h(\mathbf{x})u \quad (4.39)$$

Der relative Grad eines Systems der Form (4.31) ist die kleinste natürliche Zahl für die gilt [67]:

$$L_g L_f^{(r_{sys}-1)} h(x) \neq 0 \quad (4.40)$$

Somit ist der relative Grad r_{sys} , wenn die zeitliche Ableitung des Ausgangs zum ersten Mal vom Eingang abhängt. Der relative Grad eines linearen Systems definiert sich aus der Differenz von der Anzahl der Polstellen und Nullstellen. Im weiteren Verlauf müssen folgende Gleichungen für eine Linearisierung durch Ausgangsrückführung bestimmt werden.

$$y = h(\mathbf{x}) \quad (4.41)$$

$$\dot{y} = L_f h(\mathbf{x}) \quad (4.42)$$

$$\vdots$$

$$y^{(r_{sys}-1)} = L_f^{(r_{sys}-1)} h(\mathbf{x}) \quad (4.43)$$

$$v = y^{(r_{sys})} = L_f^{(r_{sys})} h(\mathbf{x}) + L_g L_f^{(r_{sys}-1)} h(\mathbf{x}) u \quad (4.44)$$

Die Gleichungen können in Matrixform umgeformt werden:

$$\mathbf{z} = S(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} z_1(\mathbf{x}) \\ z_2(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ z_n(\mathbf{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \\ \vdots \\ y^{(r_{sys}-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h(\mathbf{x}) \\ L_f h(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ L_f^{(r_{sys}-1)} h(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

Hierbei stellt \mathbf{z} die transformierten neuen Zustände des Systems dar. Die transformierten Zustände zeichnen sich dadurch aus, dass die Zustände von $z_1 \dots z_{r_{sys}-1}$ lediglich durch eine Integration voneinander unterscheiden. Der Zustand $z_{r_{sys}}$ beinhaltet eine nichtlineare Transformation (4.46).

$$y = z_1$$

$$\dot{z}_1 = z_2$$

$$\dot{z}_2 = z_3$$

$$\vdots$$

$$v = \dot{z}_{r_{sys}} = L_f^{(r_{sys})} h(\mathbf{x}) + L_g L_f^{(r_{sys}-1)} h(\mathbf{x}) u \quad (4.46)$$

Wie bereits erwähnt, muss für die Realisierung eines linearisierbaren Systems der Eingang bei den Ableitungen $y \dots y^{(r_{sys}-1)}$ keinen Einfluss haben. Hieraus folgt, dass wir die r_{sys} -te Ableitung (4.44) nach dem Eingang umstellen können:

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{(r_{sys}-1)} h(\mathbf{x})} (-L_f^{(r_{sys})} h(\mathbf{x}) + v) \quad (4.47)$$

Aus dem Koeffizientenvergleich von (4.47) und (4.28) kann die Rücktransformationselemente a_c und b_c bestimmt werden:

$$a_c(x) = \frac{-L_f^{(r_{sys})}}{L_g L_f^{(r_{sys}-1)}} \quad (4.48)$$

$$b_c(x) = \frac{1}{L_g L_f^{(r_{sys}-1)} h(\mathbf{x})} \quad (4.49)$$

Für weitere Informationen wird hierbei auf [66] verwiesen.

Der Systemausgang ist bei diesem Anwendungsfall die gefilterte Leistung $P_{VM,TP}$:

$$y = h(x) = x_2 = P_{VM,TP} \quad (4.50)$$

Die erste Ableitung von (4.50) ist:

$$\dot{y} = \frac{dx_2}{dt} = -\frac{x_1 \cdot x_2}{4\pi} + \frac{x_1^2}{4\pi} M_{VM}(x_1) \quad (4.51)$$

Die zweite Ableitung von y resultiert hierbei zu:

$$\ddot{y} = -\frac{\dot{x}_1 x_2}{4\pi} - \frac{\dot{x}_2 x_1}{4\pi} + \frac{2\dot{x}_1 x_1 M_{VM}(x_1)}{4\pi} + \frac{x_1^2 \dot{x}_1}{4\pi} \frac{dM_{VM}(x_1)}{dx_1} \quad (4.52)$$

$$\begin{aligned} \ddot{y} = \frac{1}{16 J \pi^2} & \left(8 \pi M_{VM}(x_1)^2 x_1 - 4 \pi u x_2 - J M_{VM}(x_1) x_1^3 - 4 \pi M_{VM}(x_1) x_2 \right. \\ & + J x_1^2 x_2 + 4 \pi \frac{dM_{VM}(x_1)}{dx_1} M_{VM}(x_1) x_1^2 \\ & \left. + 8 \pi M_{VM}(x_1) u x_1 + 4 \pi \frac{dM_{VM}(x_1)}{dx_1} u x_1^2 \right) \end{aligned} \quad (4.53)$$

Die zweite Ableitung entspricht hierbei der Ordnung des Systems und der Eingang u hat zum ersten Mal einen direkten Einfluss auf das Systemverhalten. Hierdurch ist es möglich eine Transformationsmatrix zu berechnen und eine vollständige Ausgangs-Linearisierung durchzuführen. Dies ist möglich, da die Ausgangsleistung des Verbrennungsmotors geregelt werden soll und nicht die Leistung der elektrischen Maschine. Wie bereits in Abschnitt 4.1.2 gezeigt ist, ist die Leistungsstrecke der elektrischen Maschine nicht minimalphasig. Daher kann sie nicht mit einer Ausgangslinearisierung vereinfacht werden. Aus (4.47) und (4.53) können wir $L_f^{(r_{sys})} h(x)$ and $L_g L_f^{(r_{sys}-1)} h(x)$ ermitteln:

$$\begin{aligned} L_f^{(2)} h(\mathbf{x}) = \frac{1}{16 J \pi^2} & \left(8 \pi M_{VM}(x_1)^2 x_1 - J M_{VM}(x_1) x_1^3 + J x_2 x_1^2 \right. \\ & \left. + 4 \frac{dM_{VM}(x_1)}{dx_1} \pi M_{VM}(x_1) x_1^2 - 4 \pi x_2 M_{VM}(x_1) \right) \end{aligned} \quad (4.54)$$

$$\Xi(\mathbf{x}) = L_g L_f^{(1)} h(\mathbf{x}) = \frac{1}{4 \pi J} \left(\frac{dM_{VM}(x_1)}{dx_1} x_1^2 + 2 M_{VM}(x_1) x_1 - x_2 \right) \quad (4.55)$$

Es muss gewährleistet sein, dass $\Xi(\mathbf{x})$ niemals null ist, andernfalls wäre diese Situation eine Singularität für das System. $\Xi(\mathbf{x})$ ist hierfür in Abb. 4.14 dargestellt. Die

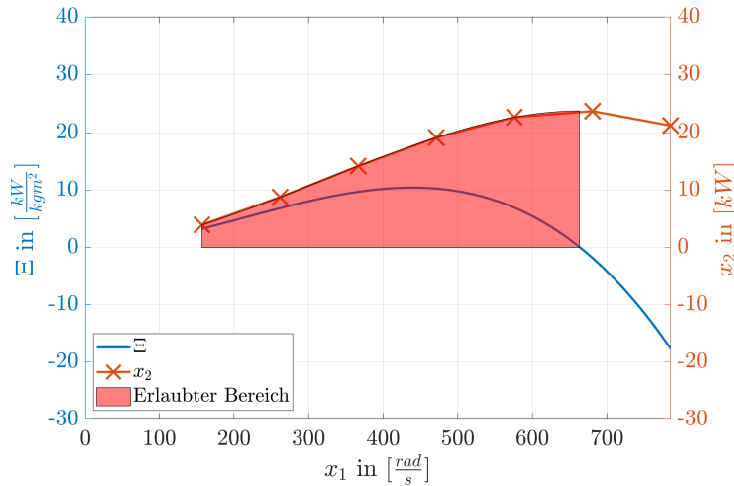


Abbildung 4.14. – $\Xi(x_1)$ und Leistung x_2 in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit x_1

Kenngroßen sind vom Hersteller aus Abb. 4.5 entnommen und wurde zu einem Polynom zweiter Ordnung angenähert.

Der Schnittpunkt von $\Xi(x_1)$ mit der x- Achse findet um den Punkt $\omega_m = 662 \frac{rad}{s}$ statt. Die kleinst mögliche Drehzahl des Verbrennungsmotors lag bei ungefähr $\omega_m = 158 \frac{rad}{s}$. Unterhalb der kleinst möglichen Drehzahl wird die Masse des Verbrennungsmotors stark zum schwingen, aufgrund der Resonanzfrequenz des Systems, angeregt. Dies führt bei einem längeren Betrieb zur Zerstörung des Motors. Hiermit ist der maximal mögliche Drehzahlbereich festgelegt zu $\omega_m = 158 \frac{rad}{s}$ bis $\omega_m = 662 \frac{rad}{s}$. Die obere Drehzahlgrenze lag weit über der maximal zugelassenen Drehzahl des Prüfstands. Eine weitere Begrenzung ist die maximale Leistung des Verbrennungsmotors. Aus diesen beiden Begrenzungen entsteht der rote Bereich in Abb. 4.14. Die Transformationsvorschriften aus (4.51) und (4.52) transformiert den roten Bereich aus Abb. 4.14 in den blauen Bereich von Abb. 4.15. Die transformierten Zustände z_1 und z_2 resultieren aus (4.45) zu:

$$z_1 = x_2 \tag{4.56}$$

$$z_2 = \frac{1}{4\pi} \left(-x_1 x_2 + x_1^2 M_{VM}(x_1) \right) \tag{4.57}$$

Der stationäre Zustand sind hierbei die Punkte auf der x-Achse, welche die produzierte Leistung des Verbrennungsmotors entspricht. Die y-Achse beschreibt wie schnell die Leistung aus einem Arbeitspunkt verändert werden kann, um in dem transformierten System zu bleiben.

Das linearisierte System lässt sich mithilfe von einem Zustandsraummodell mit

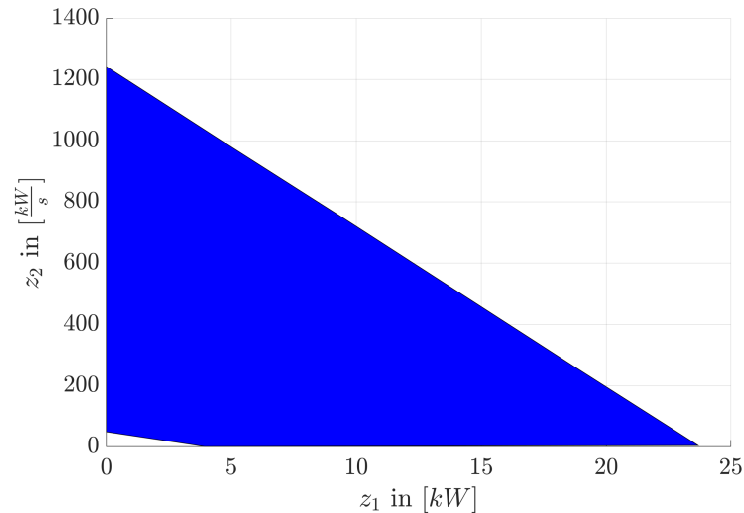


Abbildung 4.15. – Zustand z_2 in Abhängigkeit von z_1

(4.58) und (4.59) beschreiben.

$$\dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A} \mathbf{z} + \mathbf{B} v \quad (4.58)$$

$$y = \mathbf{C} \mathbf{z} \quad (4.59)$$

Die einzelnen Matrixelemente ergeben sich daraus wie folgt:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Mithilfe des transformierten, linearem Modell ist es nun möglich einen Regler auszulegen.

Auslegung eines Reglers für das linearisierte Zustandsraummodell

Nachdem die Regelstrecke linearisiert wurde, kann ein linearer Regler ausgelegt werden. Der Regler kann auf verschiedenen Wegen ausgelegt werden [68][69]. Es wurde entschieden einen Zustandsregler mit Integralanteil auszulegen. Die Regelungsstruktur ist in Abb. 4.16 dargestellt.

Durch Einführung eines neuen Zustands z_I , ist es nun möglich einen I-Anteil zu den zurückgeführten Zuständen hinzuzufügen, um den stationären Fehler zu minimieren. Der neue Zustand kann wie folgt beschrieben werden:

$$\dot{z}_I = w - \mathbf{C} \cdot \mathbf{z} \quad (4.60)$$

Wobei w die Sollgröße des Zustandsreglers, also die Sollleistung des Verbrennungsmotors P_{VM}^* , ist. Die Sollleistung wird direkt mit dem Zustand z_1 verglichen. Der Fehler wird zu einem Integralteil weitergeleitet. Der Integratorausgang wird im

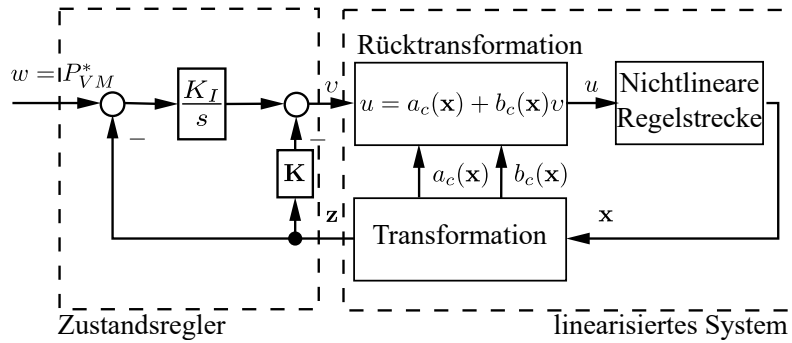


Abbildung 4.16. – Zustandsraumregelung mit Streckenlinearisierung durch Ausgangsrückführung

Anschluss mit den zurückgeführten Zuständen $\mathbf{K} \cdot \mathbf{z}$ verglichen und resultiert zum Reglerausgang v . Der Reglerausgang v wird schließlich mithilfe einer Rücktransformation zum realen Steuerausgang u umgerechnet. Das transformierte lineare Modell kann wie folgt beschrieben werden:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{z}} \\ \dot{z}_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{z} \\ z_I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix} v + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ 1 \end{bmatrix} w \quad (4.61)$$

Der Reglerausgang v ergibt sich zu (4.62) und der Systemausgang zu (4.63).

$$v = \begin{bmatrix} -\mathbf{K} & -K_I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{z} \\ z_I \end{bmatrix} \quad (4.62)$$

$$y = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{z} \\ z_I \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

Die Pole des Zustandsreglers wurden so gelegt [70], dass das System sich wie ein Butterworthfilter mit einer Eckfrequenz von 1,2 Hz verhält.

Beobachterentwurf

Neben dem Zustandsregler wird für die Transformation der Vektor \mathbf{x} aus (4.24) benötigt. Die Winkelgeschwindigkeit $x_1 = \omega_m$ kann durch Differentiation des Winkels von einem Positionsgeber bestimmt werden. Die abgegebene Leistung des Verbrennungsmotors kann hingegen nicht direkt gemessen werden, sondern sie ergibt sich aus dem Mittelwert der Leistung für einen kompletten Vier-Takt-Ottoprozess (4.20). Hierfür muss zum einen das Drehmoment vom Verbrennungsmotor M_{VM} geschätzt und die Leistung $P_{VM,TP}$ gemittelt werden, was durch einen Beobachter realisiert wurde. Der Beobachter kann mithilfe der Vorarbeiten von [71] ausgelegt werden. Jedoch besteht das Problem, dass die Leistung des Verbrennungsmotors lediglich diskret nach einem Zyklus zur Verfügung steht. Um dieses Problem zu umgehen, kann der Beobachter so ausgelegt werden, dass er wie ein Filter agiert und somit einen kontinuierlichen Verlauf des Leistung ermöglicht. Zusammenfassend kann man folgende Funktionen dem Beobachter zuordnen:

- Abschätzung der nicht messbaren Zustände
- Filterung der Messwerte zur Erzeugung eines kontinuierlichen Verlaufs

Das zu beobachtende mechanische System ist in (4.2) dargestellt. Das Drehmoment der elektrischen Maschine kann aus dem drehmomentbildenden Strom berechnet werden (2.27). Die Massenträgheit wird als bekannt vorausgesetzt, so dass das Drehmoment \hat{M}_{VM} und die Winkelbeschleunigung $\dot{\hat{\omega}}_m$ geschätzt werden müssen:

$$\dot{\hat{\omega}}_m = \frac{1}{J}(M_{EM} + \hat{M}_{VM}) \quad (4.64)$$

Hierfür wird davon ausgegangen, dass die Änderung des Drehmoments langsam erfolgt bzw. das Drehmoment als vollkommen unbekannt angenommen wird:

$$\dot{\hat{M}}_{VM} = 0 \quad (4.65)$$

Der Zusammenhang zwischen geschätzter Winkelgeschwindigkeit $\hat{\omega}_m$ und geschätztem Winkel $\hat{\varphi}_m$ kann mit (4.66) ausgedrückt werden.

$$\dot{\hat{\varphi}}_m = \hat{\omega}_m \quad (4.66)$$

Aus diesen Beschreibungen ergeben sich die Zustände und der Eingang des Beobachters wie folgt:

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{M}_{VM} \\ \hat{\omega}_m \\ \hat{\varphi}_m \end{bmatrix} \quad u = M_{EM} \quad (4.67)$$

Diese Gleichungen können anschließend mithilfe von einem Zustandsraummodell wie folgt ausgedrückt werden:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{GC})\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{Bu} + \mathbf{Gy} \quad (4.68)$$

wo die einzelnen Einträge wie folgt definiert sind:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.69)$$

Die Verstärkungsmatrix \mathbf{G} wurde so ausgelegt, dass der Beobachter eine Eckfrequenz von $f_{obs} = \frac{f_{ICE,min}}{5}$ hat. Durch die Multiplikation von den gefilterten Größen, kann die Berechnung des Integrals über die momentan Leistung vereinfacht werden.

$$P_{VM,TP} \approx P_{VM,zyk} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{4\pi} (P_{VM}) d\varphi_m \approx \hat{M}_{VM} \cdot \hat{\omega}_m \quad (4.70)$$

Simulationsergebnisse

Die vorgeschlagene Regelungsstruktur wurde in einem Simulationsmodell getestet. Das Simulationsmodell ist, wie in Abb. 4.16 dargestellt aufgebaut. Die nichtlineare Regelstrecke beinhaltet das nichtlineare Drehmoment-Drehzahlverhalten des Verbrennungsmotors. Es wurde mit einer Tabelle nachgebildet. Die Drehmoment-schwankungen innerhalb der einzelnen Takte wurden nicht modelliert. Die Parameter für das Simulationsmodell wurden dem Versuchsstand in Abschnitt 3.1.2 entnommen und die Ergebnisse in Abb. 4.17 dargestellt. Die Abb. zeigt die Sprungantwort

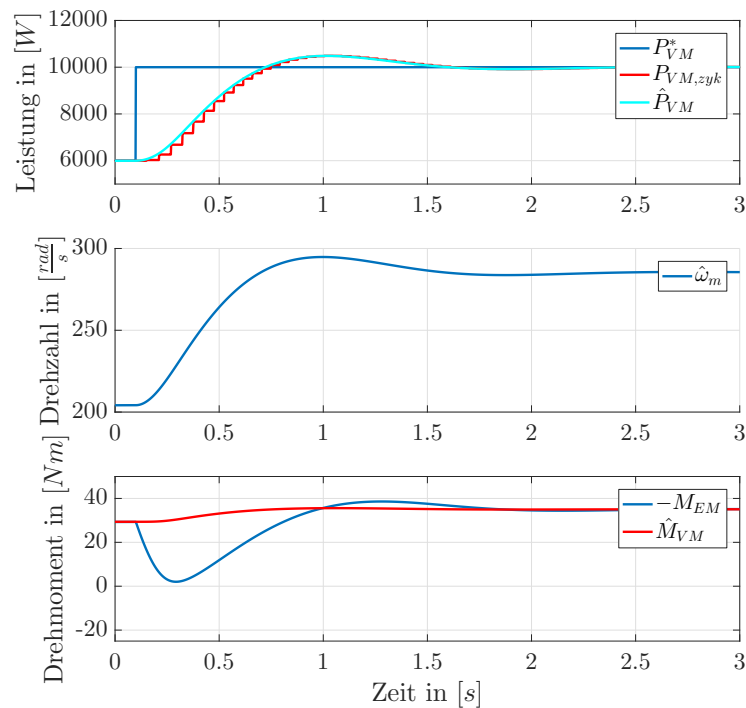


Abbildung 4.17. – Sprungantwort des entworfenen Simulationsmodells

von $P_{VM}^* = 6 \text{ kW}$ nach $P_{VM}^* = 10 \text{ kW}$ des entworfenen Simulationsmodells der Leistungsregelung. Hierbei ist ersichtlich, dass die gefilterte Leistung $P_{VM,TP}$ sehr glatt, verglichen zu der diskreten Leistung nach einem Zyklus $P_{VM,zyk}$, aussieht. Weiterhin wurde für das Modell des Verbrennungsmotordrehmoments angenommen, dass das Drehmoment nicht winkelabhängig ist. Dies führt dazu, dass $P_{VM,TP}$ eine glattere Form annimmt als am realen Versuchsstand. Es ist weiterhin ersichtlich, dass die Sollleistung P_{VM}^* eingeregelt werden konnte und eine Anregelzeit von 0,6 s erreicht wurde. Hierbei musste die Drehzahl erhöht werden. Das Drehmoment des Verbrennungsmotors erhöht sich leicht, da es auch von der Drehzahl abhängig ist. Das Drehmoment von der elektrischen Maschine M_{EM} wird kurzzeitig reduziert, damit die Drehzahl des Stromaggregats sich ändern kann. Stationär entspricht das Drehmoment der elektrischen Maschine dem Drehmoment des Verbrennungsmotors.

Experimentelle Ergebnisse

Um die Linearisierung durch Ausgangsrückführung nutzen zu können, ist es notwendig den Verbrennungsmotor zu erst auf eine Drehzahl zu bringen, bei der es möglich ist, den Verbrennungsprozess zu initiieren. Dies ist möglich indem die elektrische Maschine drehzahl geregelt betrieben wird und ab einer bestimmten Drehzahl eine Regelungsstrukturumschaltung stattfindet. Dieser Vorgang und der Umschaltzeitpunkt ist dargestellt in Abb. 4.18.

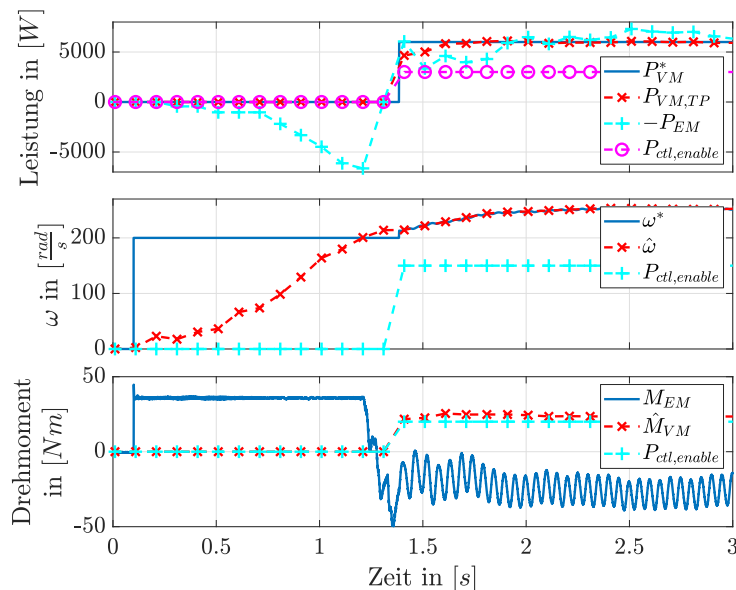


Abbildung 4.18. – Wechsel zwischen Drehzahl - und Leistungsregelung

Zum Zeitpunkt $t = 0,1$ s beginnt die Gleichstrommaschine den Verbrennungsmotor zu beschleunigen. Der Verbrennungsmotor startet ab einer festgelegten Drehzahl ($200 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$) und Kurbelwinkel die Zündung und die Lambdaeuerung. Wenn die Drehzahl erreicht wurde und eine kleine Zeitverzögerung (ca. $0,2$ s) abgelaufen ist, so wurde von der Drehzahl- auf die vorgeschlagene Leistungsregelung umgeschaltet. Es wurde eine Sollleistung von 6 kW voreingestellt.

Das Drehmoment der elektrische Maschine, hat nach der Umschaltung von der Drehzahlregelung auf der Leistungsregelung, eine Drehmomentwelligkeit. Dies liegt zum einen an das winkelabhängige Drehmoment des Verbrennungsmotors und zum anderen an die dynamische Einstellung der Regler.

Um das dynamische Verhalten der Leistungsregelung zu veranschaulichen, wurde ein Sollleistungssprung P_{VM}^* von 6 kW zu 10 kW vorgegeben. Die Sprungantwort ist dargestellt in Abb. 4.19. Es ist hieraus erkennbar, dass die gefilterte Leistung $P_{VM,TP}$ in die vorgegebene Sollleistung P_{VM}^* nach einer gewissen Zeit einschwingt. Die Anregelzeit liegt bei circa $0,6$ s. Die vorgegebene Sollleistung ist größer, als die zu Beginn initialisierte Sollleistung. Dies hat zur Folge, dass die Drehzahl des Antriebsstrangs steigen muss, um die geforderte Leistung zu erreichen. Die

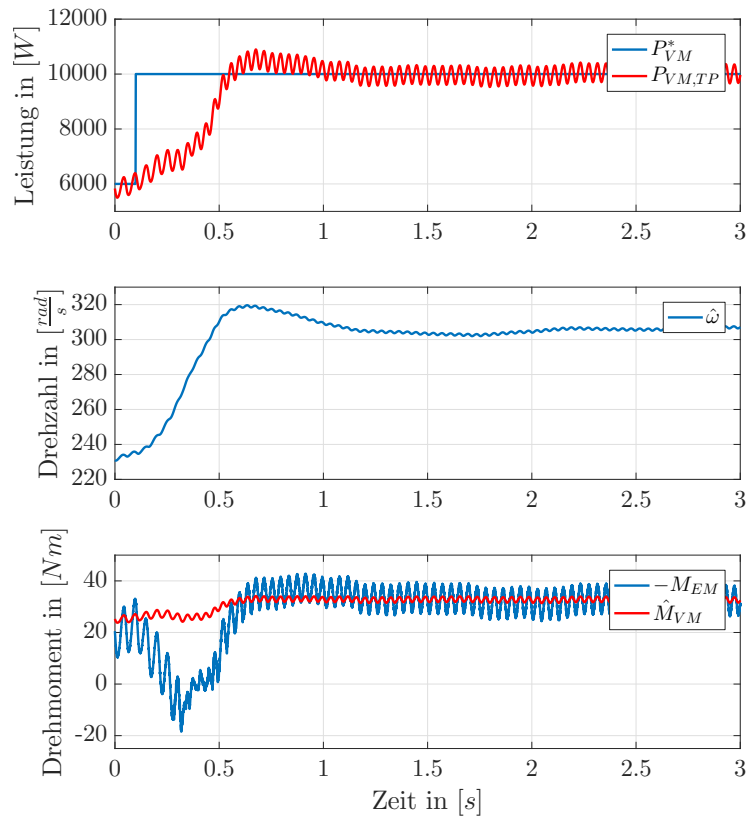


Abbildung 4.19. – Validierung der vorgeschlagenen Leistungsregelung mithilfe eines Sollleistungssprungs von 6 kW auf 10 kW

Winkelgeschwindigkeit muss hierfür von $230 \frac{rad}{s}$ auf $305 \frac{rad}{s}$ erhöht werden. Auf dem geschätzten Drehmoment \hat{M}_{VM} , dem Drehmoment der elektrischen Maschine M_{EM} und der gefilterten Leistung $P_{VM,TP}$ ist eine Schwingung überlagert, welche aufgrund des winkelabhängigen Drehmoments resultiert [110]. Die Schwingung kann minimiert werden, indem die Koeffizienten des Beobachters angepasst werden. Dies hat zur Folge, dass die Dynamik des Zustandsreglers reduziert werden muss und somit die Dynamik des geregelten Systems verringert wird.

Die dynamische Auslegung des Zustandsreglers hat weiterhin zur Folge, dass ein kleines Überschwingen zu erkennen ist. Das abgegebene Drehmoment vom Verbrennungsmotor steigt leicht an, während das abgegebene Drehmoment von der elektrischen Maschine kurz einbricht. Dies ist erforderlich, um eine Beschleunigung des Systems zuzulassen. Die Drehzahlerhöhung führt dazu, dass zwar eine höhere Leistung bereitgestellt werden kann, aber diese Leistung nicht von der elektrischen Maschine bereitgestellt wird, da das System erst einmal auf den Arbeitspunkt beschleunigt werden muss. Die auftretenden Leistungen sind dargestellt in Abb. 4.20.

Hierbei ist erkennbar, dass die abgegebene elektrische Leistung kurz einbricht, damit das System auf eine andere Drehzahl beschleunigen kann. Während der Beschleunigung kann kaum elektrische Energie bereitgestellt werden. Die erhöhte

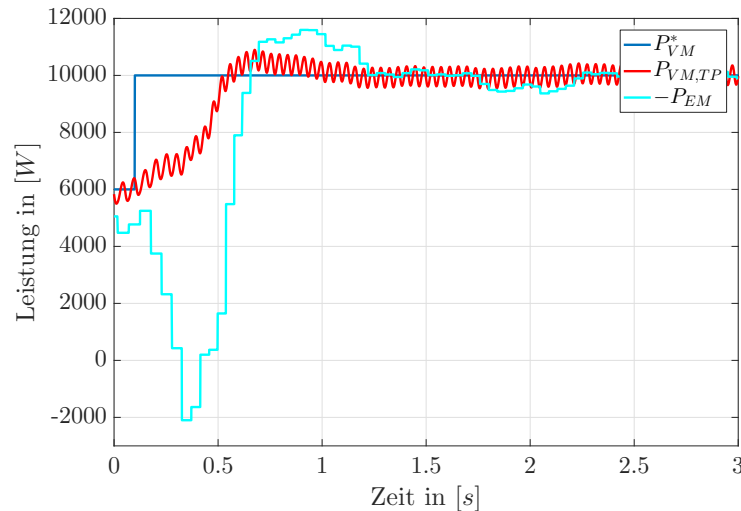


Abbildung 4.20. – Vergleich zwischen $P_{VM,TP}$ und P_{EM} zu einem Sollleistungssprung P_{VM}^*

Leistungsanforderung kann mithilfe der im Zwischenkreiskondensator gespeicherten Energie ausgeglichen werden. Hierfür muss die gespeicherte Energie groß genug sein, um die erhöhte Leistungsanforderung und die Beschleunigungsenergie bereitstellen zu können. Eine alternativer Lösungsvorschlag ist es das Kraftstoff- Luftverhältnis λ^* zu verändern, um für einen kurzen Augenblick schlechtere Emissionen zu akzeptieren, dafür aber kurzzeitig eine höhere Leistungsabgabe des Verbrennungsmotors zu ermöglichen. Der Autor empfiehlt die Verwendung eines geeigneten Zwischenkreises, um das Emissionsverhalten des Verbrennungsmotors nicht zu verschlechtern. Im folgenden Abschnitt wird weiterführend erläutert wie man den Zwischenkreisspeicher betreiben und auslegen sollte, damit dieser Leistungseinbruch (aus der Sicht des Verbrauchers) kompensiert wird.

4.1.4. Energiemanagement zur Realisierung einer unterbrechungsfreien Stromversorgung

Wie bereits in den Abschnitten 4.1.2 und 4.1.3 erwähnt, ist es möglich die abgegebene Leistung eines Verbrennungsmotors ohne Drosselklappe, aber durch eine Drehzahlvariation, zu regeln. Der große Vorteil, gegenüber konventionell betriebenen Verbrennungsmotoren, ist hierbei, dass die Ladungswechselverluste minimal sind, da der Druckabfall über der Drosselklappe nicht vorhanden ist. Dadurch, dass man zur Erhöhung der abgegebenen Leistung die Drehzahl erhöhen muss, wird zusätzlich Energie benötigt, um den Arbeitspunkt zu ändern. Die Schwierigkeit ist hierbei, dass eine elektrische Last und die Beschleunigung des Systems dazu führen können, dass die Ausgangsspannung einbricht. Diese zusätzliche Energie kann unter anderem mithilfe eines speziell ausgelegten Zwischenkreises bereitgestellt werden. Die Stabilisierung der Ausgangsspannung wurde bereits in verschiedenen anderen Beiträgen veröffentlicht [72] [73]. Der Unterschied in diesem Verfahren ist, dass durch die

Verwendung eines Verbrennungsmotors die Ausgangsleistung direkt geregelt werden kann. Außerdem wird die Zwischenkreisspannung nicht mehr konstant gehalten, sondern an den jeweiligen Arbeitspunkt angepasst. Hierdurch erfordert es, dass der Zwischenkreis individuell ausgelegt wird.

Im Folgenden werden die Energieanforderungen erläutert. Zum stabilen Betrieb des Systems ist es erforderlich, dass die Zwischenkreisspannung geregelt wird. Hierfür wird ein Regelungsmodell benötigt. Das Regelungssystem wurde vollständig umgesetzt. Die experimentellen Ergebnisse folgen am Ende dieses Abschnitts.

Energieanforderungen

In diesem Abschnitt soll geklärt werden, welche Energie erforderlich ist, um ein Netz unterbrechungsfrei zu betreiben.

Die Energiewandlung erfolgt hierbei von chemischer in mechanischer Energie mithilfe des Verbrennungsmotors und anschließend wird die mechanische Energie mithilfe einer elektrischen Maschine in elektrische Energie umgewandelt. Hierbei wird die elektrische Maschine mithilfe eines Wechselrichters geregelt. Die gewonnene Energie wird in einem Zwischenkreiskondensator gespeichert, wo ein weiterer Wechselrichter angeschlossen ist und das Netz bereitstellt. Die Auslegung der netzseitigen Regelung kann nachgelesen werden in [121]. Die Ausgangsspannung ist hierbei mit einer konstanten Frequenz und einer konstanten Amplitude geregelt.

Wenn eine Änderung der Drehzahl gefordert ist, so muss elektrische Leistung P_{el} durch die elektrische Maschine zur Beschleunigung des Antriebs P_J aufgewendet werden. Gleichzeitig erhöht sich mit einer steigenden Drehzahl die Leistungsabgabe des Verbrennungsmotors P_{VM} . Dieses Systemverhalten ist mithilfe der linearisierten Übertragungsfunktion (4.16) dargestellt. Die Energie zur Beschleunigung der Massenträgheit kann mithilfe der gespeicherten Energie in einem Zwischenkreis bereitgestellt werden. Gleichzeitig wird Leistung aus dem Zwischenkreis P_C angefordert, wenn eine elektrische Last P_{Last} am netzseitigen Wechselrichter angeschlossen wird. Des Weiteren entstehen Verluste in den Wechselrichtern $P_{V,NEW R}$, $P_{V,EMWR}$, der elektrischen Maschine $P_{V,EM}$ und dem Verbrennungsmotor $P_{V,VM}$. Im Folgenden werden lediglich die Kupferverluste P_{Cu} von der elektrischen Maschine betrachtet.

In der Abb. 4.21 ist der beschriebene Leistungsfluss von einem Stromaggregat schematisch dargestellt.

Die Kriterien $P_{V,NEW R} = P_{V,EMWR} = P_{V,VM} = 0 \text{ W}$, $P_{Netz} = -P_{Last}$ und $P_{V,EM} = P_{Cu}$ führen dazu, dass man das System wie folgt beschreiben kann:

$$\begin{aligned}
 P_{el} &= -P_{Last} - P_C \\
 &= P_{EM} + P_{Cu} \\
 &= P_J - P_{VM} + P_{Cu}
 \end{aligned} \tag{4.71}$$

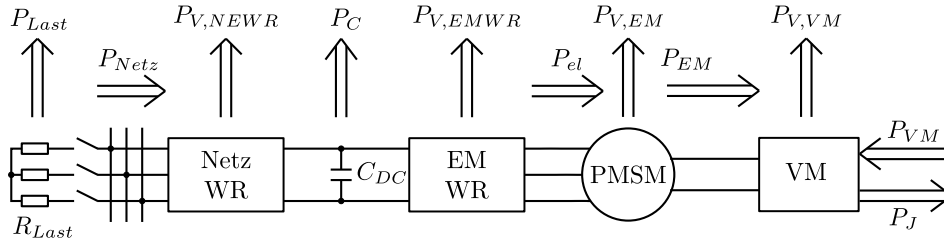


Abbildung 4.21. – Schematischer Leistungsfluss innerhalb eines Stromaggregats

Diese Gleichung kann nach P_C umgestellt werden, so dass folgt:

$$\begin{aligned} P_C &= P_{VM} - P_J - P_{Cu} - P_{Last} \\ &= P_{VM} - P_J - P_{el,la} \end{aligned} \quad (4.72)$$

hierbei gilt für die aufgenommene / abgegebene Kondensatorleistung P_C in Abhängigkeit von der Zwischenkreisspannung U_{DC} und der Kapazität C_{DC} :

$$P_C = C_{DC} \cdot U_{DC} \cdot \frac{dU_{DC}}{dt} \quad (4.73)$$

die Massenträgheitsleistung P_J in Abhängigkeit von der Massenträgheit J und der Winkelgeschwindigkeit ω_{KW} :

$$P_J = J \cdot \omega_{KW} \cdot \frac{d\omega_{KW}}{dt} \quad (4.74)$$

die Kupferverluste der elektrischen Maschine P_{Cu} in Abhängigkeit von dem ohmschen Widerstand R und den elektrischen Maschinen Strömen i_d und i_q :

$$P_{Cu} = \frac{3}{2} \cdot R \cdot (i_d^2 + i_q^2) \quad (4.75)$$

die angeforderte Wirkleistung durch den Netzwechsellrichter P_{Last} in Abhängigkeit von den netzseitigen Wechselrichterströmen $i_{d,gr}$, $i_{q,gr}$ und den netzseitigen Wechselrichterspannungen $u_{d,gr}$, $u_{q,gr}$:

$$P_{Last} = \frac{3}{2} \cdot (i_{d,gr} \cdot u_{d,gr} + i_{q,gr} \cdot u_{q,gr}) \quad (4.76)$$

die elektrische Leistung der elektrischen Maschine P_{el} in Abhängigkeit von den Statorströmen i_d , i_q und -Spannungen u_d , u_q :

$$P_{el} = \frac{3}{2} \cdot (i_d \cdot u_d + i_q \cdot u_q) \quad (4.77)$$

Die gesamte entstehende elektrische Last $P_{el,la}$ ist somit die aufgenommene Leistung des Netzwechsellrichters und die Verluste der elektrischen Maschine:

$$P_{el,la} = P_{Cu} + P_{Last} \quad (4.78)$$

Weiterhin kann die elektrische Leistung der elektrischen Maschine wie folgt ausgedrückt werden.

$$P_{el} = -P_{VM} + P_J + P_{Cu} \quad (4.79)$$

Zur Einfachheit werden die Eisenverluste in der elektrischen Maschine vernachlässigt.

Zur Auslegung des Zwischenkreisspeichers muss (4.72) genutzt werden. Hierfür wird angenommen, dass zur augenblicklichen Lastanforderung die Drehzahl des Antriebsstrangs mit einer konstanten Beschleunigung verändert wird solange bis die angeforderte Leistung sich eingestellt hat. Die einstellbare Beschleunigung hängt maßgeblich von der Strombelastbarkeit der elektrischen Maschine ab.

Die Integration der resultierenden Kondensatorleistung (4.72) und (4.73) kann genutzt werden zur Berechnung der benötigten Energiemenge:

$$E_{Kap} = \frac{1}{2} C_{DC} \cdot U_{DC}^2 = \int P_C(t) dt \quad (4.80)$$

Die Änderung der maximalen gespeicherten Energiemenge ΔE_{Kap} ist durch die Spannungsfestigkeit ($U_{DC,2}$) der verwendeten Kondensatortypen und Leistungshalbleitern begrenzt. Die minimale erforderliche Spannung ($U_{DC,1}$) hängt von der Netzspannung und dem Bedarf der elektrischen Maschine ab. Somit berechnet sich die abgebbare Energiemenge zu:

$$\Delta E_{Kap} = \frac{1}{2} C_{DC} \cdot U_{DC,2}^2 - \frac{1}{2} C_{DC} \cdot U_{DC,1}^2 \quad (4.81)$$

Die maximal stellbare Spannung $\mathbf{u}_{dq,max}$ und $\mathbf{u}_{dq,gr,max}$ von den Wechselrichtern ist begrenzt auf:

$$|\mathbf{u}_{dq,max}| = |\mathbf{u}_{dq,gr,max}| < \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (4.82)$$

Für die Berechnung der abgegebenen Leistung des Verbrennungsmotors wird die Kennlinie unter Abb. 4.22 vom Versuchsstand aus Abschnitt 3.1.1 genutzt. Die Kennlinie kann hierbei mithilfe eines Polynoms zweiter Ordnung angenähert werden.

$$P_{VM} = k_{VM,1} \cdot \omega_{KW}^2 + k_{VM,2} \cdot \omega_{KW} + k_{VM,3} \quad (4.83)$$

Die verlustfreie Bestimmung des Energiebedarfs ist bildlich dargestellt in Abb. 4.23. Es ist hierbei zu sehen, dass beim Zuschalten einer Last die Drehzahl von $\omega_{KW,0}$ auf eine Enddrehzahl $\omega_{KW,end}$ steigt. Hierdurch ändert sich auch die abgegebene Leistung des Verbrennungsmotors. Die Fläche zwischen der Sollleistung P_{VM}^* und der Istleistung P_{VM} entspricht der Energie $\Delta E_{Kap,req1}$ und die Fläche unter der Beschleunigungsleistung $\Delta E_{Kap,req2}$. Die Summe aus beiden Flächen entspricht der Energiemenge, die vom Zwischenkreisspeicher abgegeben werden muss (Annahme: keine Verluste). Die gesamte Energiemenge kann mit (4.72) und (4.80) bestimmt werden, woraus sich folgender Ausdruck ergibt:

$$\Delta E_{Kap,req} = \int_{t=t_1}^{t=t_2} P_C(t) dt = \int_{t=t_1}^{t=t_2} (P_{VM} - P_J - P_{Last} - P_{Cu}) dt \quad (4.84)$$

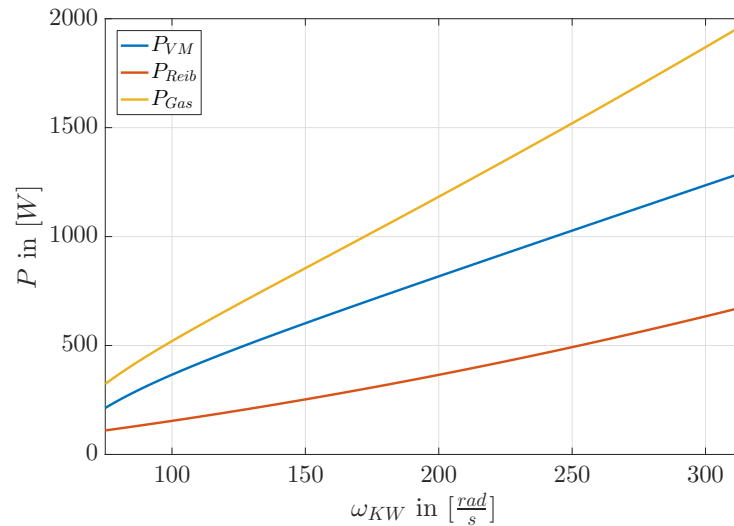


Abbildung 4.22. – Ausgangsleistung des Verbrennungsmotors in Abhängigkeit von der Drehzahl

Die Leistungen P_{VM} und P_J werden mithilfe von (4.83) und (4.74) berechnet. Die Leistung P_{Last} entspricht der abgegebenen Leistung des Verbrennungsmotors. Die Kupferverluste von der Beschleunigung lassen sich mit (4.75) berechnen, wobei der Strom $i_d = 0$ A und $i_q = \frac{-M_{VM} + \dot{\omega}_{KW} \cdot J}{k_M}$ angenommen wird. Die Leistung an der Last wird zu $P_{Last} = P_{VM}(t = t_2)$ angenommen. Es wurden die Beschleunigung $\frac{d\omega_{KW}}{dt}$ und die Startgeschwindigkeit $\omega_{KW,0}$ variiert und in der Abb. 4.24 dargestellt.

Es ist erkennbar, dass durch eine Variation der Beschleunigung der Energiebedarf beeinflusst werden kann. Mit steigender Beschleunigung ist es theoretisch möglich, den Energiebedarf aus dem Zwischenkreis zu minimieren. Die größte mögliche Beschleunigung hängt davon ab, wie schnell der Verbrennungsmotor seine Leistung ändern kann ($\frac{dP_{VM}}{dt}$) und wie stark die elektrische Maschine beschleunigen kann. Des Weiteren ist ersichtlich, dass je größer die Winkelgeschwindigkeitsänderung ist, desto mehr Energie wird benötigt. Der größte mögliche Drehzahlsprung und die größte mögliche Beschleunigung dienen somit im Folgenden als Auslegungskriterium für den Zwischenkreisenergiespeicher. Die geforderte Energiemenge kann somit nach (4.81) durch Anpassung der Kapazität C_{DC} oder durch die Erhöhung der Zwischenkreisspannung erreicht werden. Die Spannungsgrenzen $U_{DC,2}$ und $U_{DC,1}$ werden im Folgenden ersetzt mit $U_{DC,max}$ und $U_{DC,min}$, welche die maximal und minimal möglichen Spannungen im Arbeitspunkt sind. Die notwendige Kapazität berechnet sich demnach zu:

$$C_{DC,min} = \frac{\Delta E_{Kap,req} \cdot 2}{U_{DC,max}^2 - U_{DC,min}^2} \quad (4.85)$$

Wenn man die Kapazität etwas größer wählt als es notwendig ist, so ist es möglich, die notwendige Zwischenkreisspannung zu reduzieren. Die Reduktion der Zwischenkreisspannung hat den Vorteil, dass die Verlustleistung über den parallel angeschlossenen Entladungswiderständen reduziert wird. Andererseits muss sie so gewählt werden,

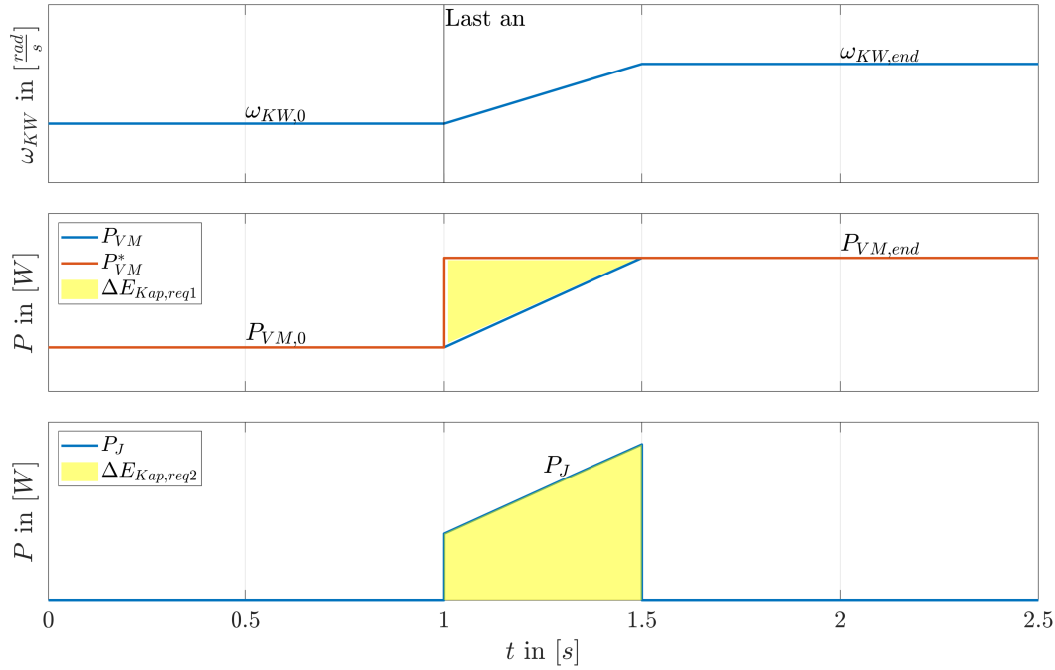


Abbildung 4.23. – Bestimmung des theoretischen Energiebedarfs des Zwischenkreisspeichers (ohne Verluste)

dass bei der höchstmöglichen Leistungsanforderung eine stabilisierte Ausgangsspannung verfügbar ist. Die minimal notwendige Zwischenkreisspannung, um weiterhin einen Leistungssprung in der Last zu ermöglichen, berechnet sich zu:

$$U_{DC,min}^* = \sqrt{\frac{-E_{kap,max} \cdot 2 + U_{DC,min}^2 \cdot C_{DC,min}}{C_{DC,min}}} \quad (4.86)$$

Des Weiteren muss beachtet werden, dass wenn die elektrische Last vom Netzausgang weg genommen wird, dass die Drehzahl ω_{KW} reduziert werden muss. Dies führt dazu, dass durch das Massenträgsmoment Energie abgegeben wird. Um die Energie zusätzlich speichern zu können, muss dafür gesorgt werden, dass der Zwischenkreisspeicher diese Energie auch aufnehmen kann. Dies ist möglich, indem drehzahlabhängig die Sollspannung angepasst wird. Hierfür ist es zusätzlich notwendig zu untersuchen, wie viel Energie gespeichert werden muss, ausgehend von einer maximalen Zwischenkreisspannung, die nicht überschritten werden darf. Zur Berechnung der entstehenden Energiemenge wird, ausgehend von der maximalen Last, mit einer konstanten Beschleunigung abgebremst bis zur erforderlichen Leistung (vgl. Abb. 4.23).

$$U_{DC,max}^* = \sqrt{\frac{E_{kap,min} \cdot 2 + U_{DC,max}^2 \cdot C_{DC,min}}{C_{DC,min}}} \quad (4.87)$$

Die berechneten Sollspannungsgrenzen sind dargestellt in Abb. 4.25. Die Sollspannungsgrenzen (4.86) und (4.87) definieren den Bereich, in dem die Istspannung liegen sollte um einen störungsfreien Betrieb zu gewährleisten. Die gewählten Sollspan-

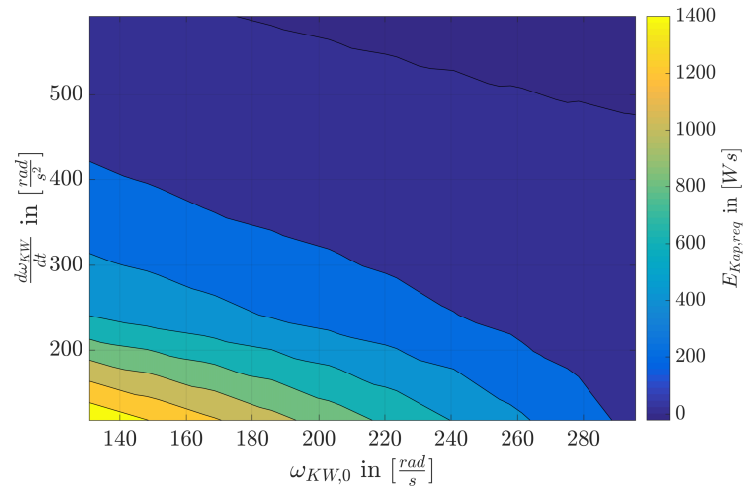


Abbildung 4.24. – Energiebedarf $\Delta E_{Kap,req}$ in Abhängigkeit von der Anfangsgeschwindigkeit $\omega_{KW,0}$ und der Beschleunigung $\frac{d\omega_{KW}}{dt}$

nungen $U_{DC,LUT}^*$ werden mit einer gewählten linearen Funktion drehzahlabhängig berechnet und sind in Abb. 4.25 zusätzlich dargestellt.

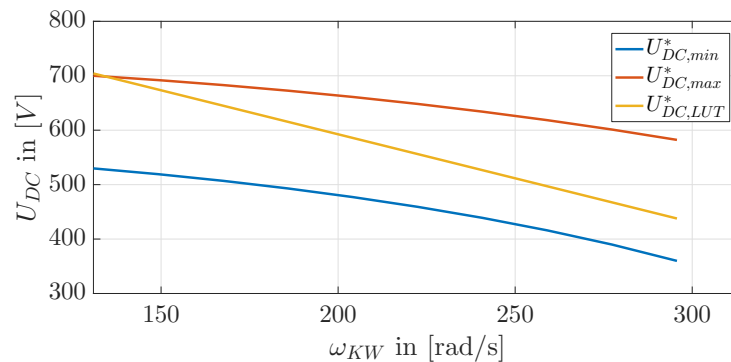


Abbildung 4.25. – Zwischenkreisspannung U_{DC} in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit ω_{KW}

Modell der Regelstrecke des Stromaggregats

Dadurch, dass zum einen der Zwischenkreiskondensator genutzt werden soll um eine hochdynamische Energieanforderung zu kompensieren und zum anderen, dass die Zwischenkreisspannung drehzahlabhängig variiert wird, ist es notwendig die Zwischenkreisspannung zu regeln. Eine mögliche Regelungsstruktur ist hierfür dargestellt in Abb. 4.26. Das Modell der Strecke besteht im inneren Regelkreis aus der angenäherten Übertragungsfunktion zwischen Geschwindigkeit und Leistung (4.16), welche als $G_{P\omega}$ bezeichnet ist. Mithilfe eines Leistungsreglers wird die Leistung des Verbrennungsmotors geregelt (siehe Abschnitt 4.1.2). Hierfür wird zum einen die Leistung des Verbrennungsmotors mithilfe eines Beobachters geschätzt (vgl. Ab-

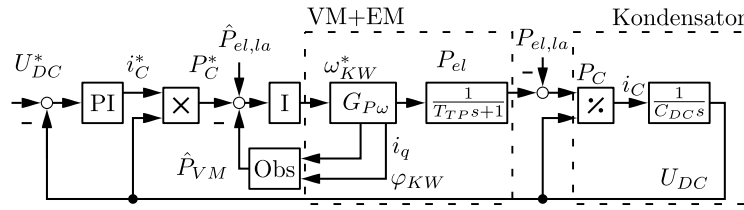


Abbildung 4.26. – Vereinfachtes Modell zur Auslegung eines Reglers

schnitt 4.1.3). Die Eingangsgrößen des Beobachters ist der q-Strom der elektrischen Maschine i_q und der Kurbelwinkel φ_{KW} . Der Beobachter wird des Weiteren so ausgelegt, dass er eine ähnliche Dynamik wie der Leistungsregler hat. Dies hat den Vorteil, dass der Beobachter als Filter genutzt werden kann. Die Sollleistung wird aus der Leistungsanforderung des Spannungsreglers P_C^* und aus der gemessenen / geschätzten, netzseitigen, elektrischen Wirkleistung $\hat{P}_{el,la}$ berechnet. Die abgegebene elektrische Leistung kann nur nach den vier Takten verändert werden. Dies hat zur Folge, dass ein Filter mit einer drehzahlabhängigen Zeitkonstante T_{TP} eingeführt wurde, um diesen Effekt zu modellieren. Die abgegebene elektrische Leistung wird mit der netzseitigen, elektrischen Last $P_{el,la}$ verrechnet. Die Differenz aus abgegebener Leistung und Lastleistung, ist die Leistung die von der Kondensatorbank auf bzw. abgegeben werden muss. Die Kondensatorleistung lässt sich beschreiben mit:

$$P_C = i_C \cdot U_{DC} = C_{DC} \frac{dU_{DC}}{dt} \cdot U_{DC} \tag{4.88}$$

Durch die Messung der Zwischenkreisspannung U_{DC} ist es weiterhin möglich, die Kondensatorleistung P_C in einen Kondensatorstrom i_C umzurechnen, so dass die Regelstrecke des Spannungsregelkreises linear ist.

$$\frac{U_{DC}}{i_C} = \frac{1}{C_{DC}s} \tag{4.89}$$

Die Hauptaufgabe des Spannungsreglers ist es die elektrische Leistungsanforderung zu kompensieren, da ansonsten die Zwischenkreisspannung einbrechen könnte. Um dies zu realisieren, wird der Spannungsregler mithilfe des symmetrischen Optimums ausgelegt, welches im Abschnitt 2.1.4 erläutert wurde. Für den Spannungsregler der Form:

$$G_R = k_{P,DC} + \frac{k_{I,DC}}{s} \tag{4.90}$$

ergeben sich die Parameter zu $k_{P,DC} = C/(2 \cdot T_{TP})$ und $k_{I,DC} = C/(8 \cdot T_{TP}^2)$. Da T_{TP} von der Drehzahl abhängt, wird zur Stabilisierung des Systems das größte T_{TP} , was sich bei der kleinst möglichen Drehzahl ergibt, gewählt.

Vorgeschlagene Regelungsstruktur

Die entworfene Regelungsstruktur wurde mithilfe des dargestellten Systems in der Abb. 4.27 umgesetzt.

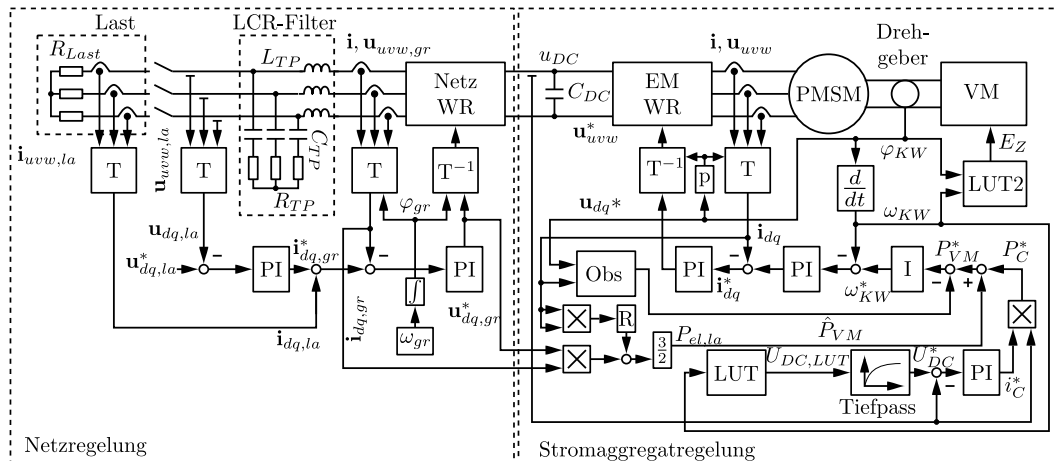


Abbildung 4.27. – Schematische Darstellung des gesamten geregelten Systems

Das System kann hierbei unterteilt werden in einer Netzregelung und einer Stromaggregatregelung. Beide Systeme sind mithilfe des Zwischenkreises verbunden und die gesamte Regelung wird durch einen Mikrocontroller umgesetzt. Die Regelungsstrecke der Stromaggregatregelung besteht aus einem Verbrennungsmotor, der direkt mit einer permanent erregten Synchronmaschine verbunden ist. Die elektrische Maschine wird mit einer feldorientierten Regelung betrieben (siehe Abschnitt 2.1).

Überlagert zur feldorientierten Regelung ist ein Kurbelwellendrehzahl- und ein Leistungsregler nach Abschnitt 4.1.2 implementiert. Die Drehzahl wird mithilfe der Ableitung des Kurbelwinkels berechnet und dem Drehzahlregler zurück geführt. Die Stellgröße des Drehzahlreglers entspricht dem Strom i_q , welcher proportional zum Drehmoment der elektrischen Maschine ist. Der Leistungsregler soll die abgegebene Leistung des Verbrennungsmotors regeln. Sie wird mithilfe eines Beobachters geschätzt.

Über den Leistungsregler ist ein Zwischenkreisspannungsregler angeordnet. Die Spannung $U_{DC,LUT}^*$ wird in Abhängigkeit von der aktuellen Winkelgeschwindigkeit, mithilfe einer Tabelle (LUT), generiert. Durch die Auslegung des Spannungsreglers mithilfe des symmetrischen Optimums würde ein Führungsgrößensprung zu einem hohen Überschwingen führen. Dies wird durch einen Sollwertfilter vermieden. Der Ausgang des Sollwertfilters entspricht dann der Sollspannung U_{DC}^* . Zur Erhöhung der Regelungsdynamik wird die gemessene Leistung des Netzwechsellrichters und die Kupferverluste der elektrischen Maschine vorgesteuert.

Der Verbrennungsmotor besitzt einen Vergaser (siehe Abschnitt 3.1.1), wodurch der Kraftstoff durch den entstehenden Unterdruck im Ansaugkanal selbst angesaugt wird. Es wird dann nur noch mithilfe einer weiteren Umsetzungstabelle (LUT2) der Zündfunken (E_Z) in Abhängigkeit vom Kurbelwinkel und -drehzahl gesetzt.

Die Regelstrecke des Netzwechsellrichters besteht aus einem LCR-Filter [74] [75],

wobei eine zusätzliche ohmsche Last mithilfe eines Schützes auf den Ausgang geschaltet werden kann. Der LCR-Filter wurde mit einer Grenzfrequenz von 1150 Hz und einem Nennstrom von 4 A ausgelegt [121]. Es wird der Strom $\mathbf{i}_{uvw,gr}$ gemessen und in das netzseitige Koordinatensystem mithilfe der Park-Transformation und eines generierten Winkels φ_{gr} aus dem Integral der Netzkreisfrequenz ω_{gr} bestimmt. Die gestellte Spannung des Stromreglers wird mithilfe der inversen Park-Transformation und der Raumzeigermodulation \mathbf{T}^{-1} in die Ansteuerungssignale für den netzseitigen Wechselrichter (Netz WR) gewandelt. Zum Stromregler ist ein Spannungsregler, der die ausgangsseitige Netzspannung $\mathbf{u}_{dq,la}$ regelt, überlagert. Zur Erhöhung der Regelungsdynamik kann der gemessene Laststrom $\mathbf{i}_{dq,la}$ zur Vorsteuerung des Stromsollwertes $\mathbf{i}_{dq,gr}^*$ genutzt werden. Die benötigte Wirkleistung der Netzregelung lässt sich hierbei mithilfe der gestellten Spannung des Stromreglers und des gemessenen Stroms berechnen. Der Netzwinkel φ_{gr} wurde mithilfe des Integrals der Netzkreisfrequenz ω_{gr} berechnet.

Die verwendeten Wechselrichter sind in Abschnitt 3.2.1 beschrieben. Es wurde zusätzlich zu den integrierten Kondensatoren in den Wechselrichtern eine weitere Kondensatorbank ausgelegt, so dass der Zwischenkreis mit maximal $U_{DC} = 750$ V geladen werden kann und eine Kapazität von $C_{DC} = 4,46$ mF vorhanden ist. Das System wurde getestet und die Ergebnisse sind im Folgenden dargestellt.

Experimentelle Ergebnisse

Um noch einmal zu verdeutlichen, warum der Zwischenkreis zur Kompensation der benötigten Beschleunigungsenergie und der dynamischen Lastanforderungen ausgelegt werden muss, ist in der Abb. 4.28 die vorgeschlagene Regelungsstruktur mit unzureichender Zwischenkreisspannung getestet worden. Der Sollwert der Zwischenkreisspannung wurde auf $U_{DC}^* = 400$ V gesetzt, was unter den erforderlichen Wert (4.86) liegt. Der Netzspannungssollwert ist $u_{d,la}^* = 187,6$ V und $u_{q,la}^* = 0$ V.

Das System wurde mit einer Initialleistung von 450 W belastet und zu einem gegebenen Zeitpunkt wird eine elektrische Last zugeschaltet, so dass stationär eine Gesamtleistung von 900 W gefordert wird. Es ist erkennbar, dass die elektrische Maschine beschleunigt, aber durch die eingebrochene Zwischenkreisspannung es nicht möglich ist, die Beschleunigungsenergie und die Ausgangslast zu versorgen. Dies führt dazu, dass die Ausgangsspannung einbricht. Durch den Einbruch der Ausgangsspannung reduziert sich die wirkende Last bis zu einem stabilen Arbeitspunkt. Anschließend steigt langsam die Drehzahl, da auch die Zwischenkreisspannung steigt. Dies führt dazu, dass auch die Ausgangsleistung und die Ausgangsspannung sich stationär einpegeln können. Der Spannungseinbruch ist jedoch ein Problem für angeschlossene elektronische Geräte und soll im Folgenden, mithilfe eines gut ausgelegten Zwischenkreisspeichers, kompensiert werden.

Hierfür wurde das Experiment mit der drehzahlabhängigen Sollzwischenkreisspannung aus Abb. 4.25 wiederholt.

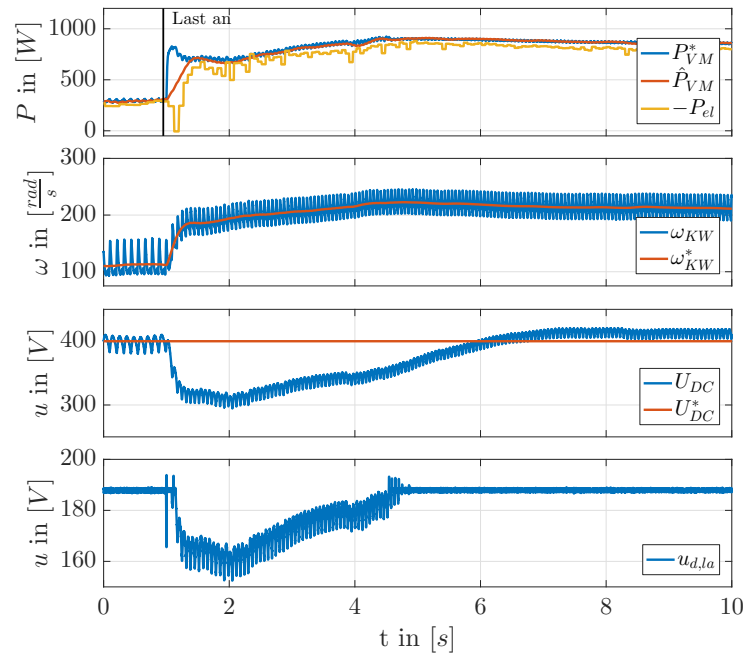


Abbildung 4.28. – Test des geregelten Systems mit einem ungeeigneten Zwischenkreis durch eine sprunghafte Aufschaltung einer elektrischen Last

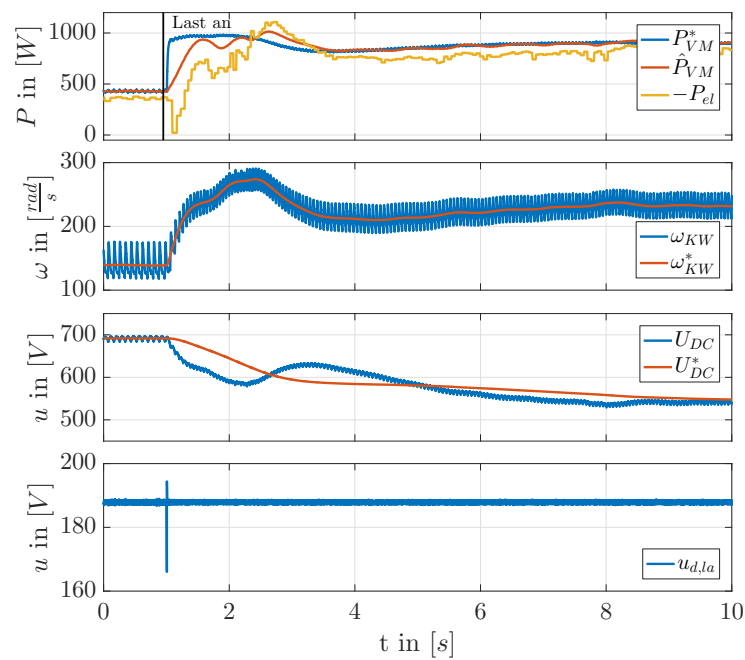


Abbildung 4.29. – Test des geregelten Systems durch eine sprunghafte Zuschaltung einer elektrischen Last

Es ist erkennbar, dass beim Zuschalten der Last ein kurzer Spannungsspeak (ungefähr zum Zeitpunkt 1 s) erkennbar ist, der aber bedingt durch die begrenzte Regelungsdy-

namik der Netzregelung entsteht. Es ist erkennbar, dass die geforderte Solleistung von dem Stromaggregat bereitgestellt werden kann und die Zwischenkreisspannung auch stationär geregelt wird.

Wie auch schon erwähnt wurde, muss der Zwischenkreisspeicher in der Lage sein Energie durch das Abbremsen aufzunehmen. Hierfür wurde ein weiteres Experiment durchgeführt, bei dem die Last vom Ausgang getrennt wird. Die experimentellen Ergebnisse sind in Abb. 4.30 dargestellt.

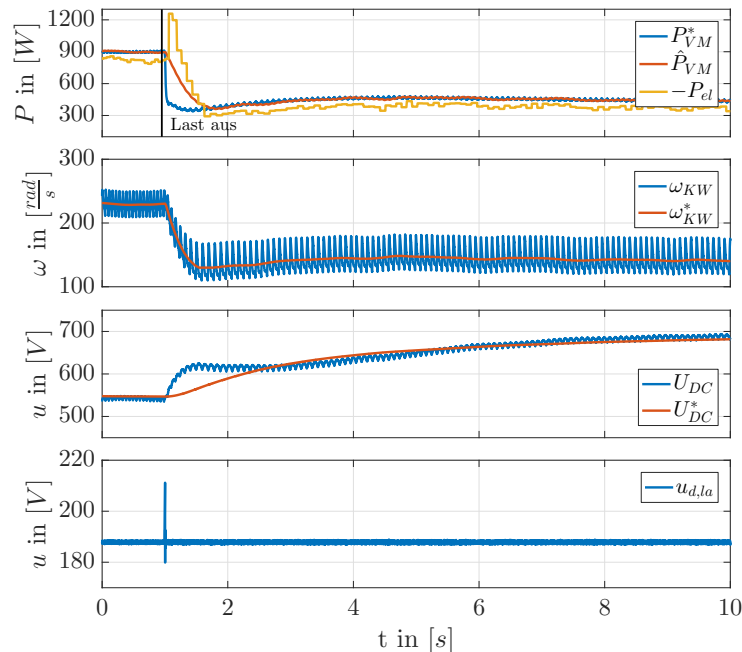


Abbildung 4.30. – Test des geregelten Systems durch eine sprunghafte Abschaltung einer elektrischen Last

Durch die Trennung von der Last vom Netzausgang, reduziert sich die angeforderte Wirkleistung. Hierdurch muss das System abgebremst werden, damit die abgegebene Leistung des Verbrennungsmotors sinkt. Um die freigesetzte Energie effizient zu nutzen, muss der Zwischenkreiskondensator diese Energie aufnehmen. Zum Zeitpunkt der Lasttrennung entsteht eine kurzzeitig (ungefähr zum Zeitpunkt 1 s) überhöhte Ausgangsspannung, die durch die begrenzte Regelungsdynamik resultiert. Es ist weiterhin ersichtlich, dass während des Bremsvorgangs die Zwischenkreisspannung schnell ansteigt und nach einer gewissen Zeit schließlich durch das System wieder geregelt werden kann.

Mit den Ergebnissen aus Abb. 4.29 und Abb. 4.30 konnte somit gezeigt sein, dass ein drosselklappenaktorloser Betrieb in einem Inselnetz möglich ist. Der Verzicht auf die Drosselklappe führt dazu, dass keine Drosselklappenverluste entstehen. Außerdem spart man sich hiermit einen Aktor. Jedoch kann der Energiebedarf zur Beschleunigung des Antriebs höher sein, als zur Variation der Drosselklappenposition.

Hierdurch ist unter Umständen ein vergrößerter Energiespeicher notwendig.

Neben dem Verzicht auf Aktuatoren ist es auch möglich, den Verbrennungsmotor zu vereinfachen, indem auf Sensoren verzichtet wird. Im Abschnitt 4.2 soll der Verbrennungsmotor als Sensor genutzt werden, damit auf ein störungsempfindlicher Winkelgeber verzichtet werden kann.

4.2. Winkelgeberlose Regelung

Die optimale Regelung der PMSM und des Verbrennungsmotors benötigt viele Sensoren. Hierbei muss unter anderem der Strom durch die elektrische Maschine \mathbf{i}_{uvw} , das Kraftstoff-Luftverhältnis λ , der elektrische Winkel der PMSM φ_{el} , der Kurbelwellenwinkel φ_{KW} , die Winkelgeschwindigkeit ω_m und noch weitere physikalische Größen bekannt sein. In der Abb. 4.1.2 wurde bereits eine Regelungsstruktur gezeigt. Im Folgenden wird auf eine Leistungsregelung verzichtet und detailliert auf den inneren Drehzahlregelkreis mit den entsprechenden Transformationen eingegangen. In der Abb. 4.31 ist eine Schematik von einer detaillierteren Regelungsstruktur dargestellt. Die elektrische Maschine ist strom- und drehzahlregelt. Der gemessene Strom \mathbf{i}_{uvw}

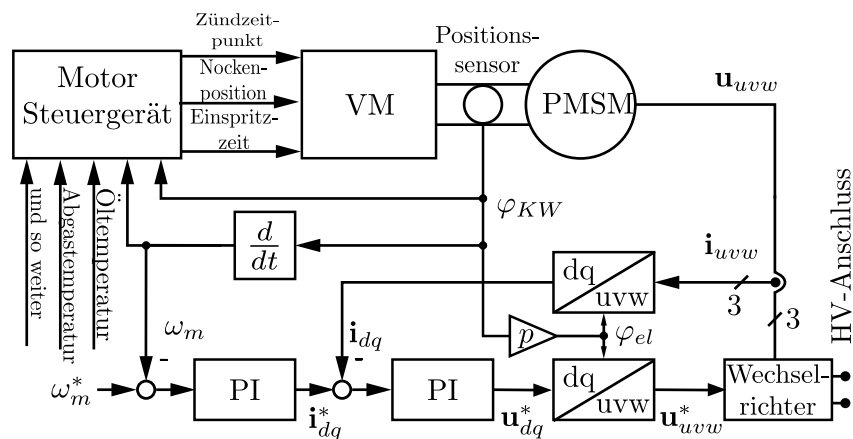


Abbildung 4.31. – Drehzahlregelte PMSM mit direktgekoppeltem Verbrennungsmotor

wird, mithilfe der Park-Transformation, in das rotorfeste KS transformiert. Der Winkel φ_{KW} kann durch einen Positionssensor gemessen werden. Durch Multiplikation mit der Polpaarzahl kann hieraus der elektrische Winkel für die Transformationen berechnet werden. Weiterhin wird der Winkel φ_{KW} benötigt, um den Zündzeitpunkt und die Einspritzmenge des Verbrennungsmotor zu setzen. Der Strom i_q regelt das Drehmoment der elektrischen Maschine und der Strom i_d kann zur Feldschwächung in einer PMSM genutzt werden. Im Folgenden wird keine Feldschwächung genutzt, weshalb $i_d^* = 0$ A. Der Ausgang des Stromreglers stellt die Spannung u_q , welche mit der inversen Park-Transformation transformiert wird. Die Sollspannungen \mathbf{u}_{uvw} werden schließlich von einem Wechselrichter für die PMSM gestellt. Mit einer zeitlichen Ableitung des Winkels kann die Winkelgeschwindigkeit berechnet werden. Die Winkelgeschwindigkeit wird zur Umsetzung der Drehzahlregelung genutzt oder um drehzahlabhängig einige Motorsteuergerätsparameter zu verändern. Häufig trifft man auf einer α_D - n -Steuerung bei Motorsteuergeräten, bei der in einem Kennfeld, in Abhängigkeit von der Drosselklappenstellung α_D und der Drehzahl n , ein dritter Parameter verändert wird. Weitere Parameter für die Kennfelder sind u.a. die Motoröltemperatur, Abgastemperatur, Kraftstoff-Luftverhältnis u.s.w. Bei den elektrischen Maschinen ist es der aktuelle Stand der Technik, dass Stromsensoren eingesetzt werden. Die Verwendung vieler Sensoren führt dazu, dass das Gesamtsystem

sehr teuer wird oder möglicherweise Störungen sich auf die Leitungen übertragen und dies zu einem Ausfall des Systems führen könnte. Die Stromsensoren können dafür genutzt werden, um zwei Effekte der elektrischen Maschine auszuwerten (neben der Stromregelung). Diese Effekte sind:

- magnetische Anisotropie durch die Sättigung des Eisens [14][76][122]
- induzierte Spannung durch die Bewegung von permanent Magneten entlang der Statorwicklungen (EMK) [77][78]

Diese beiden Effekte sind abhängig vom elektrischen Winkel φ_{el} und werden benutzt um den elektrischen Winkel indirekt zu bestimmen womit die Verwendung eines Drehgebers vermieden werden kann. Durch die Schätzung der EMK und der Änderung der Induktivität kann der elektrische Winkel berechnet werden. Beide Verfahren haben einen unterschiedlichen Anwendungsbereich. Die Methoden, welche die Anisotropie auswerten, werden in einem niedrigen Drehzahlbereich bis zum Stillstand genutzt. Die EMK-basierten Verfahren funktionieren in der Nähe des Stillstands nicht, da keine bzw. zu kleine Spannung induziert wird. Die Begrenzung der Bandbreite ist bedingt durch das eingeprägte Signal und die Messgenauigkeit der verwendeten Stromsensoren. Mit steigenden Drehzahlen nimmt die Amplitude der induzierten Spannung zu und liefert ein besseres Signal-Rausch-Verhältnis. Die Kombination beider Verfahren ermöglicht es, die PMSM im kompletten Drehzahlbereich zu regeln, ohne einen Positionssensor zu nutzen [79]. Ein weiterer Vorteil bei der Auswertung der EMK ist, dass die EMK weitestgehend unabhängig vom Stromfluss ist, während bei der Auswertung der Induktivität Sättigungseffekte auftreten und dies zu einem erhöhten Schätzfehler führen kann [80].

Wenn es möglich ist, den genauen und lastunabhängigen Winkel φ_{el} zu bestimmen, dann kann man den mechanischen Winkel berechnen. Hierfür muss die Anzahl der Polpaare bekannt sein:

$$\varphi_m = \frac{\varphi_{el}}{p} \quad (4.91)$$

Da $0 \leq \varphi_{el} < 2\pi$ ist, kann φ_m nur absolut innerhalb von $k \cdot \frac{2\pi}{p} \leq \varphi_m < (k+1) \frac{2\pi}{p}$ bestimmt werden. k ist eine unbekannte Ganzzahl im Bereich von $0 \leq k < p$. Es ist daher nicht erkennbar, in welchem k -Abschnitt der Rotor sich befindet.

Des Weiteren soll innerhalb des Vier-Takt-Ottoprozess, der sich auf zwei φ_m -Umdrehungen erstreckt, erkannt werden, ob der Rotor sich in der ersten oder zweiten Umdrehung befindet.

Um den mechanischen Winkel auf eine bestimmte Position zu Referenzieren, wird ein zusätzliches Referenzsignal wie z.B. die Nullspur an einem Winkelgeber benötigt. Der Vier-Takt-Ottoprozess geht über zwei Umdrehungen, wobei ein winkelabhängiges Drehmoment abgegeben wird (vgl. 2.83). Wenn es also möglich ist, den Drehmomentenverlauf des Verbrennungsmotors zu schätzen, so ist es möglich z.B. den OT auf den relativen elektrischen Winkel zu referenzieren. Die Position des OT ist insofern wichtig, weil viele Aktuatoren auf diesen Punkt bezogen werden. Für die Bestimmung

des OT gibt es verschiedene Verfahren [81]. Häufig werden hierfür Ultraschall- [82] oder Zylinderdrucksensoren [83] benötigt. Auf diese Sensoren soll aber im Folgenden verzichtet werden. Zunächst wird in den folgenden zwei Abschnitten 4.2.1 und 4.2.2 beschrieben wie der elektrische Winkel ermittelt wird.

4.2.1. Winkelgeberlose Regelung während des Starts und niedrigen Drehzahlen

Wie bereits erwähnt, induziert die PMSM im Stillstand keine Spannung und deshalb wird für einen geregelten Start die magnetische Anisotropie ausgewertet. Dieser Effekt ist durch die damit verbundene Änderung der Induktivität elektrisch messbar. Eine Erläuterung hierfür ist unter anderem in [84] genauer dargestellt. Die Hauptinduktivitätsmatrix $\mathbf{L}_{H,uvw}$, bei Vernachlässigung der Streuinduktivität, einer PMSM kann ausgedrückt werden als:

$$\mathbf{L}_{H,uvw} = \begin{bmatrix} L_0 & -0.5 \cdot L_0 & -0.5 \cdot L_0 \\ -0.5 \cdot L_0 & L_0 & -0.5 \cdot L_0 \\ -0.5 \cdot L_0 & -0.5 \cdot L_0 & L_0 \end{bmatrix}, \quad (4.92)$$

wobei L_0 die Selbstinduktivität ist, welche bei einer symmetrischen Wicklung für jede Phase identisch sein sollte. Der Einsatz von Oberflächenmagneten, wie sie z.B. in Abb. 2.1 genutzt wurden, haben zur Folge, dass das Statoreisen winkelabhängig gesättigt wird. Die positionsabhängige Induktivitätsmatrix $\mathbf{L}_{R,uvw}$ ergibt sich zu:

$$\mathbf{L}_{R,uvw}(\varphi_{el}) = \begin{bmatrix} l_{r11} & l_{r12} & l_{r13} \\ l_{r21} & l_{r22} & l_{r23} \\ l_{r31} & l_{r32} & l_{r33} \end{bmatrix} \quad (4.93)$$

wobei gilt:

$$l_{r11} = L_1 \cdot \cos(2\varphi_{el}) \quad (4.94)$$

$$l_{r22} = L_1 \cdot \cos(2\varphi_{el} + \frac{2\pi}{3}) \quad (4.95)$$

$$l_{r33} = L_1 \cdot \cos(2\varphi_{el} + \frac{4\pi}{3}) \quad (4.96)$$

$$l_{r12} = l_{r21} = l_{r33} \quad (4.97)$$

$$l_{r13} = l_{r31} = l_{r22} \quad (4.98)$$

$$l_{r23} = l_{r32} = l_{r11}, \quad (4.99)$$

wobei L_1 die Amplitude der Änderung der Induktivität bezogen auf L_0 ist. Die Summe aus der Matrix (4.92) und (4.93) ergibt die Matrix \mathbf{L}_{uvw} aus Abschnitt 2.1.1.

$$\mathbf{L}_{uvw} = \begin{bmatrix} L_{uu} & L_{uv} & L_{uw} \\ L_{vu} & L_{vv} & L_{vw} \\ L_{wu} & L_{wv} & L_{ww} \end{bmatrix} \quad (4.100)$$

$$= \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos(2\varphi_{el}) & -\frac{L_0}{2} + L_1 \cos(2\varphi_{el} + \frac{4\pi}{3}) & -\frac{L_0}{2} + L_1 \cos(2\varphi_{el} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{L_0}{2} + L_1 \cos(2\varphi_{el} + \frac{4\pi}{3}) & L_0 + L_1 \cos(2\varphi_{el} + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_0}{2} + L_1 \cos(2\varphi_{el}) \\ -\frac{L_0}{2} + L_1 \cos(2\varphi_{el} + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_0}{2} + L_1 \cos(2\varphi_{el}) & L_0 + L_1 \cos(2\varphi_{el} + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.101)$$

Ein beispielhafter Induktivitätsverlauf von L_{uu} ist in Abb. 4.32 dargestellt.

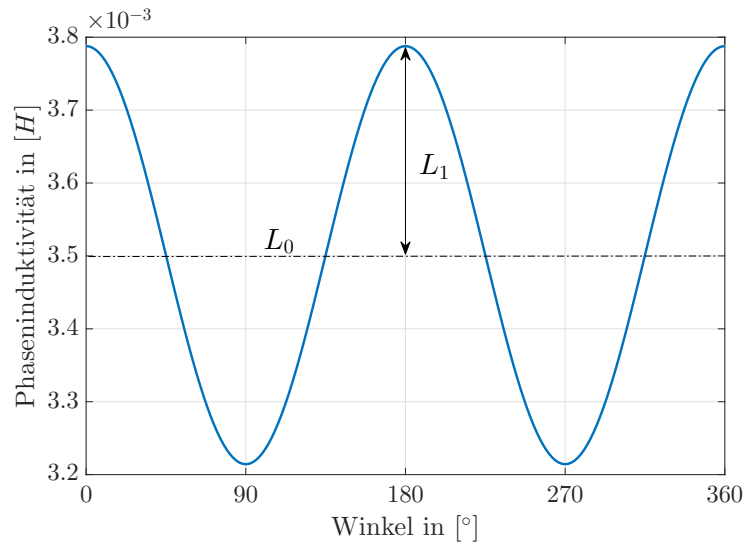


Abbildung 4.32. – Abhängigkeit der Induktivität L_{uu} über den elektrischen Winkel φ_{el}

Die Induktivität im α/β Koordinatensystem $\mathbf{L}_{\alpha\beta}$ erhält man, wenn sie mithilfe der Clarke-Transformation (siehe (2.7) und (2.9)) transformiert wird.

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{\alpha\beta} &= \mathbf{K}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{L}_{uvw} \cdot \mathbf{K}_{\alpha\beta}^{-1} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos(2\varphi_{el}) & L_1 \sin(2\varphi_{el}) \\ L_1 \sin(2\varphi_{el}) & L_0 - L_1 \cos(2\varphi_{el}) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_{\alpha\alpha} & L_{\alpha\beta} \\ L_{\beta\alpha} & L_{\beta\beta} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.102)$$

Der Widerstand $\mathbf{R}_{\alpha\beta}$ kann auch mithilfe der Clarke-Transformation berechnet werden. Wenn angenommen wird, dass $R_{uu} = R_{vv} = R_{ww} = R$ dann ergibt sich für $\mathbf{R}_{\alpha\beta}$:

$$\mathbf{R}_{\alpha\beta} = \mathbf{K}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{R}_{uvw} \cdot \mathbf{K}_{\alpha\beta}^{-1} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \quad (4.103)$$

Mithilfe der Rotationsmatrix (2.10) und der inversen Rotationsmatrix (2.13) kann aus (4.102) und (4.103), die Induktivität und der Widerstand im d/q -Koordinatensystem bestimmt werden.

$$\mathbf{L}_{dq} = \mathbf{R}_\varphi \cdot \mathbf{L}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{R}_\varphi^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{3L_0}{2} + \frac{3L_1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{3L_0}{2} - \frac{3L_1}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \quad (4.104)$$

$$\mathbf{R}_{dq} = \mathbf{R}_\varphi \cdot \mathbf{R}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{R}_\varphi^{-1} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \quad (4.105)$$

Die Winkelinformation steckt in der Änderung der Induktivität. Die Induktivität ändert sich hierbei mit der doppelten elektrischen Grundfrequenz. Um die Induktivitätsänderung zu messen, sind verschiedene Verfahren entstanden [14] [76]. In der Abb. 4.33 ist schematisch ein Winkelschätzverfahren [85] für den niedrigen Drehzahlbereich dargestellt. In dieser Regelungsstruktur wird die PMSM feldorien-

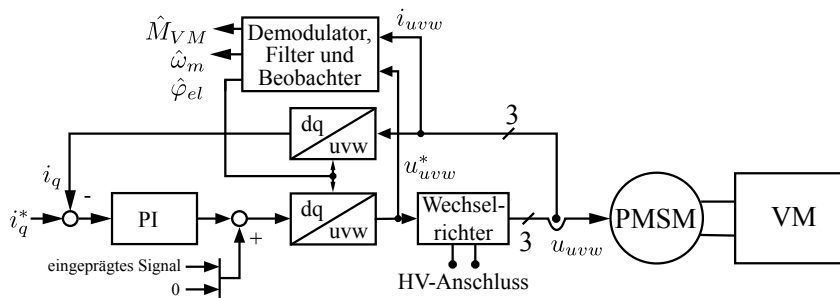


Abbildung 4.33. – Vorgeschlagene Regelungsstruktur für den niedrigen Drehzahlbereich

tiert geregelt wie in Abschnitt 2.1 beschrieben wurde. Signifikant ist hierbei, dass ein hochfrequentes Spannungssignal eingepreßt wird. Das System antwortet mit einem hochfrequenten Strom, welcher, aufgrund der Induktivitätsänderung, einen winkelabhängigen Anstieg hat. Hieraus kann, mithilfe eines Demodulators, Filter und Beobachter der geschätzte elektrische Winkel $\hat{\varphi}_{el}$, die geschätzte Winkelgeschwindigkeit $\hat{\omega}_m$ und das geschätzte Drehmoment des Verbrennungsmotors \hat{M}_{VM} berechnet werden. Messgrößen sind hierbei der eingepreßte Strom \mathbf{i}_{uvw} und die Sollspannung \mathbf{u}_{uvw}^* .

Ein weiteres Problem ist, dass sich die Induktivität mit der doppelten, elektrischen Grundfrequenz ändert (vgl. (4.94) bis (4.96)). Dies hat zur Folge, dass man für die Bestimmung des Initialwinkels ein weiteres Verfahren anwenden muss. Hierbei haben sich bereits einige Verfahren etabliert [86][87].

Durch die Einprägung eines hochfrequenten Signals erzeugt man zusätzliche Kupferverluste in den Wicklungen. Hierdurch muss das Nennmoment der elektrischen

Maschine reduziert oder das eingeprägte Signal so klein wie möglich gehalten werden, um ein Überhitzen der Wicklungen zu verhindern. Ein weiteres Problem besteht darin, dass eine hohe Spannungsreserve für das einzuprägende Signal benötigt wird. Diese ist bei hohen Drehzahlen (bzw. hohen induzierten Spannungen) nicht mehr vorhanden.

Das Hauptproblem bei der Schätzung des elektrischen Winkels ist jedoch, dass die Induktivitätsänderung lastabhängig ist [88]. Sobald die induzierte EMK groß genug ist, um den elektrischen Winkel genauer abschätzen zu können, als über die Auswertung der Induktivität, dann wird die Induktivität nicht mehr ausgewertet, sondern die winkelabhängige Spannung geschätzt [89]. Im folgenden Abschnitt soll nun erläutert werden wie der elektrische Winkel mithilfe der EMK geschätzt werden kann.

4.2.2. Winkelgeberlose Regelung im hohen Drehzahlbereich

Die Permanentmagneten in einer PMSM erzeugen einen magnetischen Fluss in der Maschine. Die Änderung des Flusses führt zu einer Spannungsinduktion [35].

$$\mathbf{u}_{EMK,uvw} = \frac{d\Psi_{PM,uvw}}{dt} \quad (4.106)$$

Die Gleichung (4.106) kann in Abhängigkeit vom Winkel ausgedrückt werden.

$$\mathbf{u}_{EMK,uvw} = \frac{d\Psi_{PM,uvw}(\varphi_{el})}{d\varphi_{el}} \cdot \frac{\varphi_{el}}{dt} = \frac{d\Psi_{PM,uvw}(\varphi_{el})}{d\varphi_{el}} \cdot \omega_{el} \quad (4.107)$$

Diese induzierte Spannung $\mathbf{u}_{EMK,uvw}$ kann an den Statorwicklungen gemessen werden (vgl. (2.5)). Wie bereits erwähnt, steigt die induzierte Spannung in den Statorwicklungen bei steigender Drehzahl. Dies hat zur Folge, dass die Winkelschätzung über die EMK ab einer bestimmten Drehzahl besser ist, als über die Anisotropie. Es existieren unterschiedliche Publikationen [14] [80] [76], die sich mit der Schätzung der EMK beschäftigen und daraus dann den elektrischen Winkel berechnen können. Im Folgenden soll gezeigt werden, wie der elektrische Winkel in dieser Arbeit bestimmt wird.

Die Transformation von (2.5) in das $\alpha\beta$ - Koordinatensystem führt zu:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \mathbf{R}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{L} \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{u}_{EMK,\alpha\beta} \quad (4.108)$$

Hierbei entspricht $\mathbf{u}_{EMK,\alpha\beta}$:

$$\mathbf{u}_{EMK,\alpha\beta} = \Psi_{PM} \cdot \omega_{el} \cdot \begin{pmatrix} -\sin(\varphi_{el}) \\ \cos(\varphi_{el}) \end{pmatrix} \quad (4.109)$$

Das Zustandsraummodell kann mithilfe von (4.108) abgeleitet werden.

$$\frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} = -\mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1} \mathbf{R}_{\alpha\beta} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta} - \mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1} \mathbf{u}_{EMK,\alpha\beta} \quad (4.110)$$

Mit der Hilfe dieses Modells und der Kenntnis der Induktivität $\mathbf{L}_{\alpha\beta}$ und des Widerstandes $\mathbf{R}_{\alpha\beta}$, kann ein Beobachter ausgelegt werden mit:

$$\frac{d\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}}{dt} = -\mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1}\mathbf{R}_{\alpha\beta} \cdot \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} + \mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1}\mathbf{u}_{\alpha\beta} - \mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1}\hat{\mathbf{u}}_{EMK,\alpha\beta} \quad (4.111)$$

$$\hat{\mathbf{u}}_{EMK,\alpha\beta} = \mathbf{K}(\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} - \mathbf{i}_{\alpha\beta}) \quad (4.112)$$

Der gemessene Strom $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ wird mit dem geschätzten Strom $\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}$ verglichen und mithilfe der Rückführungsmatrix \mathbf{K} zurückgeführt.

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & K_2 \end{pmatrix} \quad (4.113)$$

Um die Rückführungsmatrix \mathbf{K} zu bestimmen, ist die Dynamik des Beobachtungsfehlers $\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} - \mathbf{i}_{\alpha\beta}$ zu bestimmen:

$$\frac{d\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{d\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}}{dt} - \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} \quad (4.114)$$

$$\frac{d\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}}{dt} = \left(-\mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1}\mathbf{R}_{\alpha\beta} - \mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1}\mathbf{K} \right) \cdot \tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} + \mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1}\mathbf{u}_{EMK,\alpha\beta}$$

Die Übertragungsfunktion von der induzierten Spannung $\mathbf{u}_{EMK,\alpha\beta}$ zum Beobachtungsfehler $\mathbf{e}_{EMK} = \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} - \mathbf{i}_{\alpha\beta}$ kann wie folgt ausgedrückt werden:

$$e_{EMK,\alpha} \Big|_{i_{\beta} \cdot L_{\alpha\beta}=0} = \frac{\frac{1}{R+K_1}}{\frac{L_{\alpha\alpha}}{R+K_1} \cdot s + 1} \cdot u_{EMK,\alpha} \quad (4.115)$$

$$e_{EMK,\beta} \Big|_{i_{\alpha} \cdot L_{\beta\alpha}=0} = \frac{\frac{1}{R+K_2}}{\frac{L_{\beta\beta}}{R+K_2} \cdot s + 1} \cdot u_{EMK,\beta} \quad (4.116)$$

Der Beobachter ist stabil, wenn alle Eigenwerte der Matrix $\left(-\mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1}\mathbf{R}_{\alpha\beta} - \mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1}\mathbf{K} \right)$ auf der linken Halbebene der komplexen Ebene liegt. Weiterhin müssen die Eigenwerte weiter links, als von der Systemmatrix $-\mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1}\mathbf{R}_{\alpha\beta}$, liegen, um zu erreichen, dass die Dynamik des Beobachters schneller ist, als das System selbst. Die hohe Bandbreite des Beobachters ermöglicht eine hohe Dynamik zur Winkelabschätzung. Die Drehzahl des Systems bestimmt die Grundfrequenz der EMK. Mit steigender Drehzahl nimmt die Phasenverschiebung zwischen der geschätzten und realen EMK zu, was wiederum zu einem Winkelfehler führt (siehe (4.115) und (4.116)). Der Beobachter kann mit einer hohen Dynamik ausgelegt werden, jedoch steigt zugleich der Einfluss von Störungen auf den Messsignalen. Um einen Kompromiss zwischen hoher Dynamik und Störungsempfindlichkeit zu erhalten, empfiehlt es sich die Eckfrequenz des Beobachters bei ca. 10% der Abtastfrequenz f_s zu legen:

$$\omega_{\text{Beob}} = 0.1 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_s \quad (4.117)$$

Die Grenzfrequenzen der Matrizen ergeben sich zu:

$$\omega_{\text{Beob}} = -\mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1}(\mathbf{R}_{\alpha\beta} + \mathbf{K}) \text{ und: } \omega_{\text{sys}} = -\mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1}\mathbf{R}_{\alpha\beta} \quad (4.118)$$

Hiermit kann die Rückführungsmatrix berechnet werden (4.119).

$$\mathbf{K} = \mathbf{L}_{\alpha\beta} \cdot \omega_{\text{Beob}} - \mathbf{R}_{\alpha\beta} \quad (4.119)$$

Am Ende kann mithilfe der $\alpha\beta$ -Komponenten von der geschätzten elektromotorischen Kraft $\hat{\mathbf{u}}_{\text{EMK},\alpha\beta}$ und des vier Quadranten Arctan der elektrische Winkel berechnet werden.

$$\hat{\varphi}_{el} = \text{atan2} \left(\frac{-\hat{u}_{\text{EMK},\alpha}}{\hat{u}_{\text{EMK},\beta}} \right) \quad (4.120)$$

Der Vorteil von EMK basierten Methoden, im Vergleich zur Auswertung der magnetischen Anisotropie ist, vor allem die größtenteils belastungsunabhängige Winkelschätzung. Die Genauigkeit der Winkelschätzung ist im Wesentlichen durch die Genauigkeit der Spannungs- und Stromsensoren bestimmt. Ein weiteres Problem ist, dass der Beobachter eine begrenzte Dynamik hat und dies sich auf einen geschwindigkeitsabhängigen Phasenversatz auswirkt, was jedoch kompensiert werden kann.

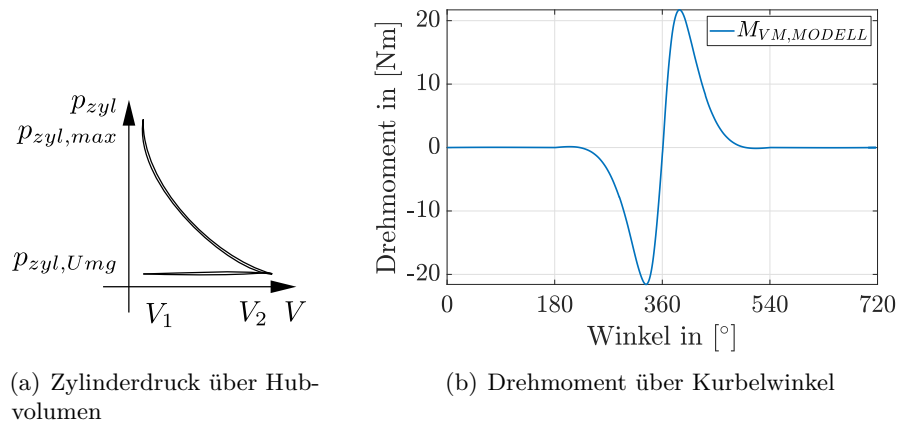
Im Folgenden soll erläutert werden wie der ermittelte elektrische Winkel genutzt werden kann um den OT des Verbrennungsmotors zu bestimmen.

4.2.3. Bestimmung des OT

Die Bestimmung des OT und die absolute Position innerhalb der vier Takte ist sehr wichtig. Hierzu werden häufig Winkelgeber an der Kurbelwelle verbaut, mit denen es möglich ist, den Winkel, bezogen auf den OT, auszugeben. Zusätzlich muss der Sensor ausgerichtet werden, damit die Lage des OT bekannt ist. Zur Einsparung dieses Sensors und des damit verbundenen konstruktiven Einbaus, ist es möglich, bei einer Kombination aus PMSM und Einzylindermotor, mithilfe des geschätzten elektrischen Winkel φ_{el} auf den mechanischen Winkel der Kurbelwelle φ_{KW} zurück zu rechnen. Um aus dem elektrischen Winkel φ_{el} den Kurbeellenwinkel φ_{KW} zu berechnen, ist es notwendig, die Polpaarzahl der elektrischen Maschine p und ob es ein vier- oder zwei-Takt Verbrennungsmotor ist, zu kennen. Der Kurbelwinkel kann aus dem elektrischen Winkel wie folgt berechnet werden:

$$\varphi_{KW} = \varphi_{KW,rel} + \varphi_{KW,off} = \frac{\varphi_{el}}{p} + \varphi_{KW,off}, \quad (4.121)$$

wo $\varphi_{KW,rel}$ der ermittelte mechanische Winkel aus dem elektrischen Winkel und der Polpaarzahl ist. Die Variable $\varphi_{KW,off}$ beschreibt den Offset zwischen $\varphi_{KW,rel}$ und dem OT. Des Weiteren ist bekannt, dass der Verbrennungsmotor ein Drehmoment produziert, welches vom Kurbelwinkel abhängt. Dieser Zusammenhang wurde in (2.83) erläutert. Diese Drehmomentabhängigkeit tritt auch im geschleppten Motorbetrieb auf. Das heißt, der Verbrennungsmotor wird mithilfe der elektrischen Maschine, ohne Zündung des Kraftstoff-Luft-Gemisches, angetrieben. Das entstehende Drehmoment resultiert aus der Verdichtung und Entspannung der angesaugten Luftmenge. In der Abb. 4.34(a) ist ein ideales $p_{Zyl} - V$ Diagramm dargestellt. Aus



(a) Zylinderdruck über Hubvolumen

(b) Drehmoment über Kurbelwinkel

Abbildung 4.34. – Verläufe über einen idealisierten geschleppten Motorbetrieb

dem $p_{Zyl} - V$ Diagramm lässt sich der Drehmomentverlauf in Abb. 4.34(b) mithilfe von (2.83) berechnen.

Dadurch, dass es zu keiner Zündung des Kraftstoff-Luft-Gemischs kommt, fehlt in dem $p_{Zyl} - V$ Diagramm die Erhöhung des Zylinderdrucks $p_{zyl,max}$, wie es in Abschnitt 2.2.3 beschrieben wurde. Aus diesem Grund erfolgt die Expansion entlang des Druckverlaufs während der Kompression. Durch Undichtigkeiten der Kolbenringe und der Wärmeabgabe über das Kurbelgehäuses ergibt sich ein leicht unterschiedlicher Verlauf. Es ist erkennbar aus Abb. 4.34(b), dass der Verbrennungsmotor während des Kompressionstakts ein großes Drehmoment benötigt und dieses dann während des Expansionstakts abgibt. Der Nulldurchgang kennzeichnet hierbei den OT des Verbrennungsmotors und dieser Punkt muss somit definiert werden, um den Offsetwinkel $\varphi_{KW,off}$ zu bestimmen. Um diesen Punkt zu beschreiben, muss der Drehmomentverlauf über die vier Takte bekannt sein. Das Drehmoment kann hierbei, mithilfe eines Störgrößenbeobachters, bestimmt werden. Das System kann wie folgt beschrieben werden:

$$\begin{aligned}
 \dot{M}_{VM} &= 0 \\
 \dot{\omega}_{el} &= \frac{p}{J}(M_{EM} + M_{VM}) \\
 \dot{\varphi}_{el} &= \omega_{el}
 \end{aligned} \tag{4.122}$$

Es wird angenommen, dass sich das Drehmoment vom Verbrennungsmotor M_{VM} nur sehr langsam ändern kann, bzw. keine Systembeschreibung bekannt ist $\dot{M}_{VM} = 0 \frac{\text{Nm}}{\text{s}}$. Das Drehmoment der elektrischen Maschine M_{EM} wird mit (2.24) und dem gemessenen Strom i_q berechnet. Zur Vereinfachung wird die Maschine nicht in der Feldschwächung betrieben, weshalb $i_d = 0 \text{ A}$ ist. Die Messgröße dieses Störgrößenbeobachters soll der geschätzte elektrische Winkel aus (4.120) sein. Das Zustandsraummodell kann wie folgt beschrieben werden:

$$\begin{aligned}
 \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \\
 y &= \mathbf{C}\mathbf{x}
 \end{aligned} \tag{4.123}$$

mit

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} M_{VM} \\ \omega_{el} \\ \varphi_{el} \end{bmatrix}, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{p}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{p}{J} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$u = [M_{EM}], y = [\varphi_{el}], \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Mithilfe eines Korrekturwertes können alle drei Zustände berechnet werden.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{G} \cdot (y - \hat{y}) \\ &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{G}\mathbf{C} \cdot (\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}) \end{aligned} \quad (4.124)$$

Die Dynamik des Beobachtungsfehlers $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$ kann berechnet werden mit:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \tilde{\dot{\mathbf{x}}} - \dot{\hat{\mathbf{x}}} \quad (4.125)$$

Durch Substitution von (4.123) und (4.124) in (4.125) folgt:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{G}\mathbf{C})\tilde{\mathbf{x}} \quad (4.126)$$

Die Rückkopplungsmatrix \mathbf{G} wird so gewählt, dass die Eigenwerte von (4.126) den Polen eines Butterworthfilters entsprechen. Der Fehlerterm des Beobachters (4.127) wird, wie bereits erwähnt, aus dem geschätzten elektrischen Winkel $\hat{\varphi}_{el}$ und dem geschätzten elektrischen Winkel aus der EMK $\hat{\varphi}_{EMK}$ bestimmt.

$$\mathbf{C} \cdot (\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}) = \hat{\varphi}_{EMK} - \hat{\varphi}_{el} \quad (4.127)$$

Mit der Beobachtung von M_{VM} , ω_{el} and φ_{el} ist es möglich den Kurbelwinkel φ_{KW} zu bestimmen. In Abb. 4.35 ist ein Überblick dargestellt, um den geschätzten relativen Kurbelwinkel $\hat{\varphi}_{KW,rel}$ auf den OT zu synchronisieren. Um den relativen

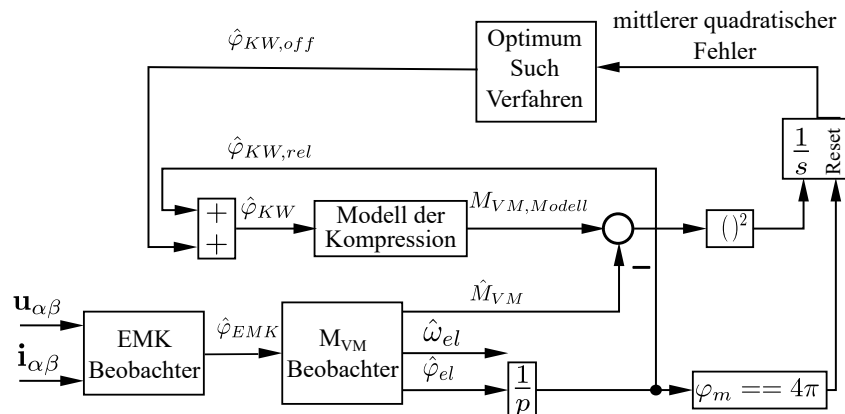


Abbildung 4.35. – Vorgeschlagene Schematik zur Bestimmung des OT

Kurbelwinkel $\hat{\varphi}_{KW,rel}$ zu bestimmen, wird der geschätzte elektrische Winkel $\hat{\varphi}_{el}$ durch die Polpaarzahl p dividiert. Der relative Winkel $\hat{\varphi}_{KW,rel}$ hat, im Vergleich zum absoluten Kurbelwinkel $\hat{\varphi}_{KW}$, einen Offset $\hat{\varphi}_{KW,off}$. Um einen genauen Offsetwinkel

zu bestimmen, muss die Abweichung zwischen dem modellierten $M_{VM,Modell}(\hat{\varphi}_{KW})$ (siehe Abb. 4.34(b)) und geschätzten Drehmoment \hat{M}_{VM} des Verbrennungsmotors minimiert werden. Es wurde hierbei ein quadratisches Gütekriterium J_{sqr} [90] gewählt:

$$J_{sqr}(\varphi_{KW,off}) = \min \sum_0^{720^\circ} (M_{VM,Modell}(\hat{\varphi}_{KW}) - \hat{M}_{VM})^2 \quad (4.128)$$

mit $\hat{\varphi}_{KW} = \hat{\varphi}_{KW,rel} + \hat{\varphi}_{KW,off}$. Das Optimum von $\hat{\varphi}_{KW,off}$ kann mithilfe eines Suchalgorithmus bestimmt werden. Es wird hierfür das Downhill-Simplex-Verfahren [91] vorgeschlagen. Wenn der Suchalgorithmus einmal konvergiert ist, braucht dieses Suchverfahren nicht erneut durchlaufen werden, sondern der Offset kann für das Motormanagement abgespeichert und z.B. für die Zündung genutzt werden.

Das vorgeschlagene Regelungskonzept wurde, mithilfe des Versuchsstands aus Abschnitt 3.1.1, untersucht. Zum Anlauf wird die Auswertung der Anisotropie (siehe Abschnitt 4.2.1) und nach dem Anlauf lediglich das Verfahren zur Schätzung der EMK (siehe Abschnitt 4.2.2) genutzt. Der Vergleich des geschätzten Winkel erfolgt mit einem hochauflösenden Positionssensor, welcher auf den OT eingestellt wurde. Das Signal-Rausch-Verhältnis kann durch Variation der Beobachtereckfrequenz für das Drehmoment eingestellt werden. Die optimale Eckfrequenz wurde, durch die Beobachtung des stationären Fehlers, experimentell bestimmt. Die Ergebnisse zur Variation der Eckfrequenz sind dargestellt in Tabelle 4.1.

Eckfrequenz [Hz]	150	200	220	250	300	350
$\varphi_{KW} - \hat{\varphi}_{KW}$ [°]	6,9	3,5	0,8	1,9	3,6	5,2

Tabelle 4.1. – Stationäre Winkelabweichung bei unterschiedlichen Eckfrequenz ($\omega_{KW} = 100 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$)

Die optimale Frequenz liegt bei diesem Versuchsstand bei 220 Hz. Eine geringere Eckfrequenz reduziert das Messrauschen, aber erhöht die Phasenverschiebung und vice versa. Der Vergleich zwischen \hat{M}_{VM} und $M_{VM,Modell}$ während einer konstanten Drehzahl von $\omega_{KW} = 100 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ ist in Abb. 4.36 dargestellt.

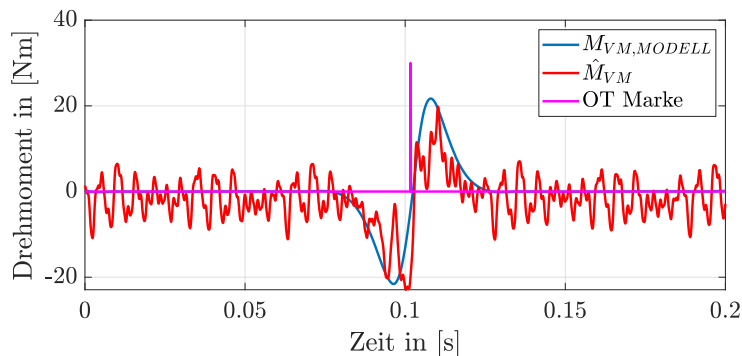


Abbildung 4.36. – Geschätztes Drehmoment \hat{M}_{VM} und modelliertes Drehmoment $M_{VM,Modell}$

Hierbei ist der Punkt dargestellt, bei dem das Optimierungsverfahren konvergiert ist. Es ist hierbei erkennbar, dass das geschätzte Drehmoment dem modellierten Drehmoment folgt, wobei das geschätzte Drehmoment rauscht aufgrund von Ungenauigkeiten bei der Strommessung, Wahl der Beobachterparameter, Modellunsicherheiten, etc. Der OT kann in Abb. 4.36 abgelesen werden, wenn das Drehmoment $M_{VM,Modell}$ die 0 Nm schneidet. Genau an dieser Stelle ist der Kurbelwinkel zu 360° definiert.

Der Winkelfehler, in Abhängigkeit vom Optimierungsschritt, ist in Abb. 4.37 dargestellt.

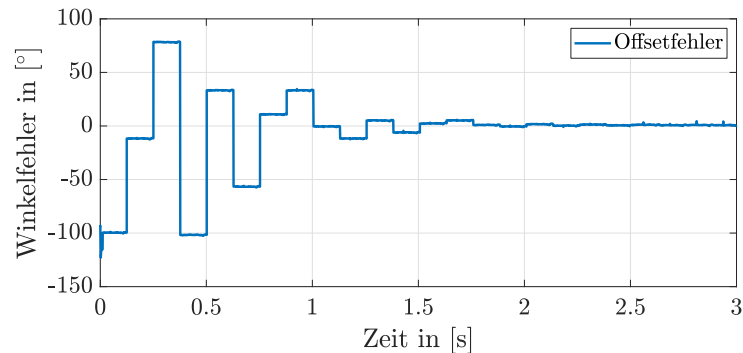


Abbildung 4.37. – Fehler zwischen geschätztem $\hat{\varphi}_{KW,off}$ und tatsächlichem Offsetwinkel $\varphi_{KW,off}$ während der Minimumsuche

Nach ca. 2 Sekunden ist das gewählte Verfahren konvergiert. Der Zusammenhang zwischen $\hat{\varphi}_{el}$ und $\hat{\varphi}_{KW}$ und der Fehler $\varphi_{KW} - \hat{\varphi}_{KW}$ ist in Abb. 4.38 dargestellt.

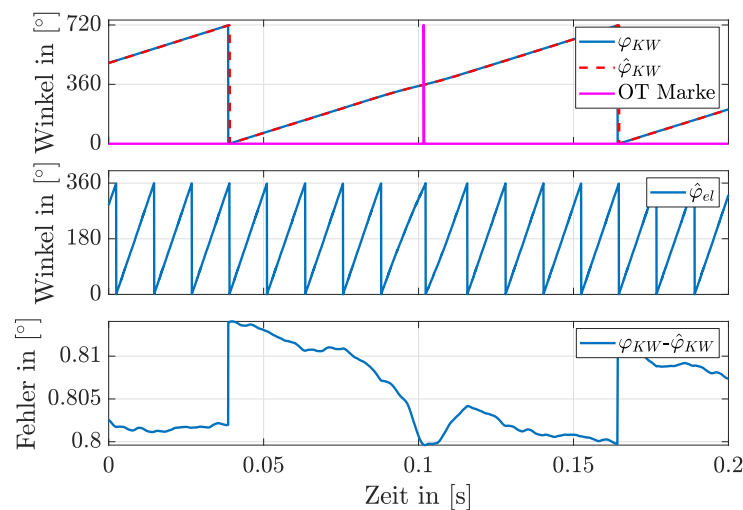


Abbildung 4.38. – Vergleich zwischen den geschätzten und gemessenen Winkeln während einer konstanten Drehzahl

Es ist hierbei erkennbar, dass der geschätzte Winkel $\hat{\varphi}_{KW}$ sehr gut mit dem gemessenen Winkel φ_{KW} übereinstimmt. Der geschätzte Winkel $\hat{\varphi}_{KW}$ kann somit

genutzt werden, um verschiedene Parameter des Verbrennungsmotors zu variieren. Der genutzte Prototyp aus Abschnitt 3.1.1 besitzt ein Vergaser und eine mechanisch gekoppelte Nocken- und Kurbelwelle, weshalb an diesem Motor lediglich die Zündparameter verstellt werden konnten. In der Abb. 4.39 ist der Drehzahlverlauf dargestellt, welcher aus einer Aktivierung der Zündung resultiert. Des Weiteren ist in Abb. 4.40 die Reaktion auf einer Soll Drehzahländerung dargestellt.

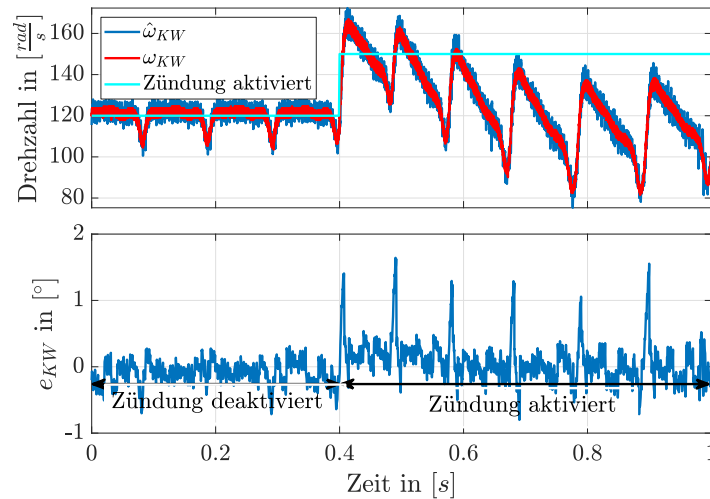


Abbildung 4.39. – Aktivierung der Zündung und Darstellung des Drehzahlverlaufs

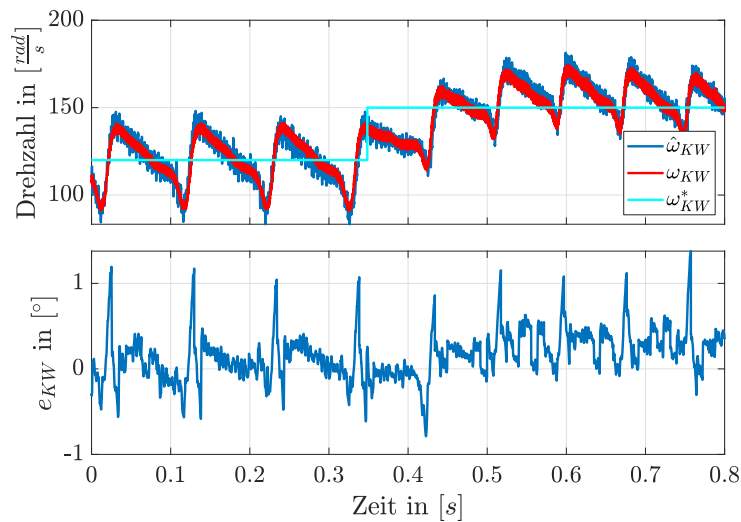


Abbildung 4.40. – Sprungantwort einer Soll Drehzahländerung n^*

Hieraus ist ersichtlich, dass sowohl der Betrieb während des Zustandswechsels durch die Zündungsaktivierung als auch durch einen Arbeitspunktwechsel möglich ist. Der dargestellte Fehler e_{KW} berechnet sich mit $e_{KW} = \varphi_{KW} - \hat{\varphi}_{KW}$.

5. Dynamikbasierte Regelverfahren

Um den Hubverlauf des Kolbens und der Ventile hochdynamisch anzupassen, ist es erforderlich den Bewegungsvorgang dynamisch und nicht mehr wie in Abschnitt 4 gemittelt zu beschreiben. Dies führt dazu, dass u.a. die vom Weg abhängige Kraft des Verbrennungsmotors einen großen Einfluss auf die Antriebsregelung hat. Hierdurch ist ein dynamisch änderbarer Drehmoment- / Kraftverlauf von der elektrischen Maschine erforderlich. Im Folgenden wird auf den dynamischen Einfluss der elektrischen Maschine auf den Verbrennungsmotor eingegangen.

5.1. Kolbenhubvariation bei einem konventionellen Verbrennungsmotor

Die Idee hinter der Kolbenhubvariation ist die Schaffung eines neuen Freiheitsgrades, um den Verbrennungsprozess weiter zu optimieren. Es soll in diesem Abschnitt die Forschungsergebnisse zur Variation des Kolbenhubverlaufs präsentiert werden. Unter der Variation des Kolbenhubverlaufs wird die Veränderung der Kolbenposition über die vier Takte also über 720° verstanden. Der Kolbenhubverlauf während der vier Verbrennungstakte zu einer konstanten Drehzahl wurde beispielhaft in Abb. 5.1 dargestellt. Wenn es gelingt den Hubverlauf zu variieren, so ist es möglich die ver-

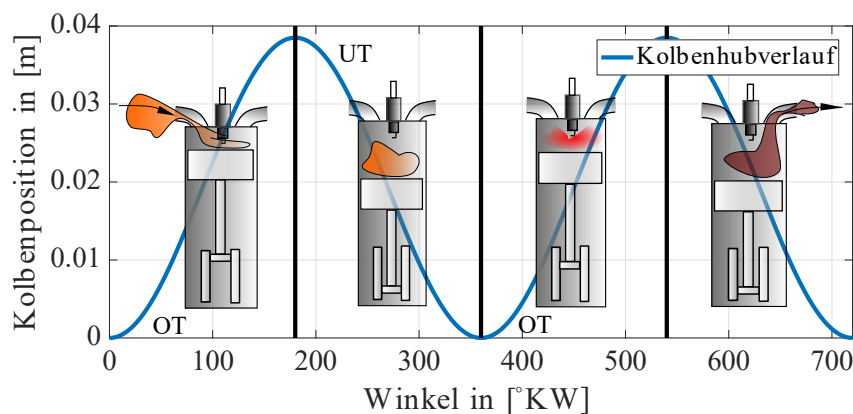


Abbildung 5.1. – Kolbenposition über den Kurbelwinkel

schiedenen Arbeitstakte zu beeinflussen. So könnte z.B. eine schnelle Kompression und Expansion und ein langsamer Ladungswechsel realisiert werden. Um den Einfluss von weiteren Zylindern auszuschließen, werden im Folgenden ausschließlich

Einzyklindermotoren genutzt.

Da die Änderung des Kolbenhubverlaufs ein aktuell noch unerforschtes Thema ist, ist es in dieser Arbeit nicht möglich alle Aspekte hierbei zu erläutern. Es wird in dieser Arbeit auf die praktische Realisierung, deren Folgen für die elektrische Maschine, die Regelung und ein Ausblick auf die Variation des Verbrennungsprozesses eingegangen.

Mithilfe eines Drehmoments der PMSM soll eine Winkelbeschleunigung auf die Kurbelwelle des Verbrennungsmotors übertragen werden, was zu einer Kurbelwinkeländerung und somit auch zu einer Variation der Kolbenhubtrajektorie führt. Das Drehmomentgleichgewicht des Systems wurde bereits in (2.84) hergeleitet. Um eine möglichst dynamische Winkelbeschleunigung zu ermöglichen, ist es erforderlich, die Massenträgheit zu verringern und das Drehmoment der elektrischen Maschine hochdynamisch zu verändern. Die Massenträgheit J des Antriebsstrangs setzt sich zusammen aus:

$$J(\varphi_{KW}) = J_{Schw} + J_{EM} + J_{KW} + J_{Kupp} + J_{Pl} + (m \cdot r^2)(\varphi_{KW}) \quad (5.1)$$

wobei J_{EM} die Massenträgheit der elektrischen Maschine, J_{KW} die Massenträgheit der Kurbelwelle, J_{Kupp} die Massenträgheit der Kupplung, J_{Schw} die Massenträgheit des Schwungrads und J_{Pl} der reduzierte Anteil der Massenträgheit des Pleuels ist. Der Term $m \cdot r^2$ repräsentiert die oszillierenden Massenkräfte. Durch den Verzicht auf die Schwungmasse, kann die Massenträgheit des Gesamtsystems reduziert werden. Dies hat auch zur Folge, dass die Drehmomentenwelligkeit nicht mehr gefiltert wird und somit das Drehmoment an der Kurbelwelle zu großen Oszillationen der Drehzahl führt. Um diesen Nachteil zu kompensieren, kann die PMSM als elektronisches Schwungrad genutzt werden. Sie kann durch zuführen eines elektromotorischen Drehmoments dafür sorgen, dass die Drehzahländerung größer oder kleiner wird. Letzteres wird auch aktive Drehmomentdämpfung verstanden und ist im Abschnitt 5.4 näher beschrieben.

Für die hochdynamische Drehzahlvariation wird eine Regelungsstruktur wie in Abb. 5.2 genutzt, welche sehr ähnlich zu dem beschriebenen System aus Abschnitt 2.1.4 ist.

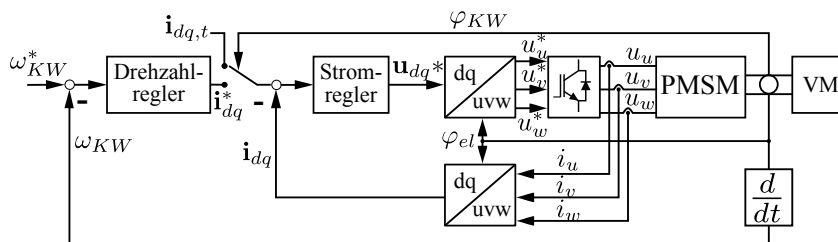


Abbildung 5.2. – Regelungsstruktur zur hochdynamischen Winkeländerung

Der innere Regelkreis besteht hierbei aus einer Stromregelung im feldorientierten Koordinatensystem (siehe Abschnitt 2.1.1). Überlagert ist hierzu ein Drehzahlregler,

welcher genutzt wird, um verschiedene Arbeitspunkte anzufahren und den Mittelwert der Drehzahl konstant halten zu können. Die Besonderheit bei der Regelungsstruktur ist, dass die Sollwertvorgabe winkelabhängig erfolgen soll. Um den Einfluss des Drehzahlreglers auf den Stromregelkreis auszuschließen, wurde eine Strukturumschaltung gewählt, mit der es möglich ist, in einem definiertem Winkelbereich einen Stromsollwert $\mathbf{i}_{dq}^* = \mathbf{i}_{dq,t}$ aufzuschalten und anschließend wieder auf eine Drehzahlregelung umzuschalten. Die direkte Vorgabe des Sollstromes ermöglicht es, dass das schnellste dynamische Verhalten für das Drehmoment der elektrischen Maschine gegeben ist. Außerdem ermöglicht diese Regelungsstruktur, dass man in dem gewählten Arbeitsbereich nicht in eine Strombegrenzung kommt (wenn die Spannungsreserve ausreichend hoch ist). Da der Strom i_q direkt proportional zum Drehmoment ist (2.26), kann der Kolbenhubverlauf variiert werden.

Um eine hohe Dynamik des Stromregelkreises und ein geringes Überschwingen des Stroms i_q zu erreichen, wird der Stromregler mithilfe des Betragsoptimums (siehe Abschnitt 2.1.3) ausgelegt. In der Abb. 5.3 ist die Sprungantwort des d- Stromreglers dargestellt.

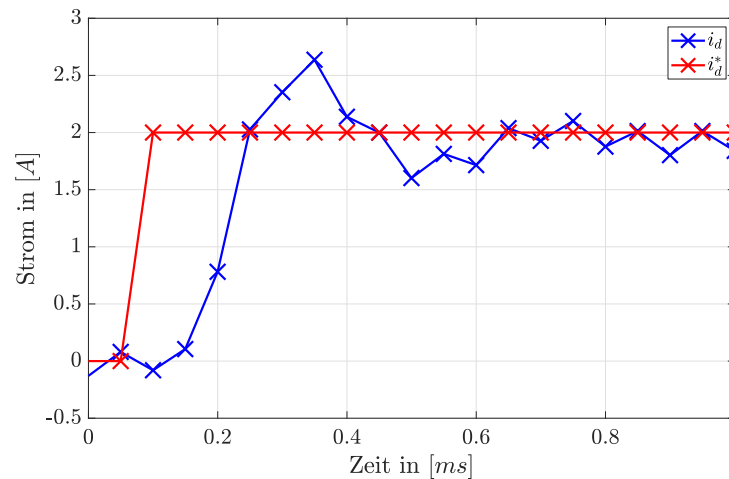


Abbildung 5.3. – Sprungantwort des d-Stromregelkreises

Aus der Sprungantwort ist ersichtlich, dass eine hohe Dynamik (Anregelzeit von 0,2 ms) erreicht wurde. Der Drehzahlregler wurde langsam (d.h. $T_{\Sigma,I}$ ist für die Reglerauslegung größer angenommen worden (siehe (2.47)) ausgelegt, um eine transiente Drehzahlabweichung zuzulassen. Hierdurch werden die hochfrequenten Drehzahländerungen durch den Kompressionstakt zugelassen, aber auf den Drehzahlmittelwert n_{TP} eingeregelt. In der Abb. 5.4 ist ein Sollwertsprung auf die Sollzahl n^* dargestellt.

Es ist zu erkennen, dass die gefilterte Drehzahl n_{TP} stationär dem Sollwert n^* entspricht. Wenn ein Arbeitspunkt erreicht wurde, dann kann abschnittsweise die erwähnte Reglerstrukturumschaltung statt finden. Hierdurch ist es möglich, unterschiedliche Beschleunigungen auf das System einzuprägen. Das eingeprägte

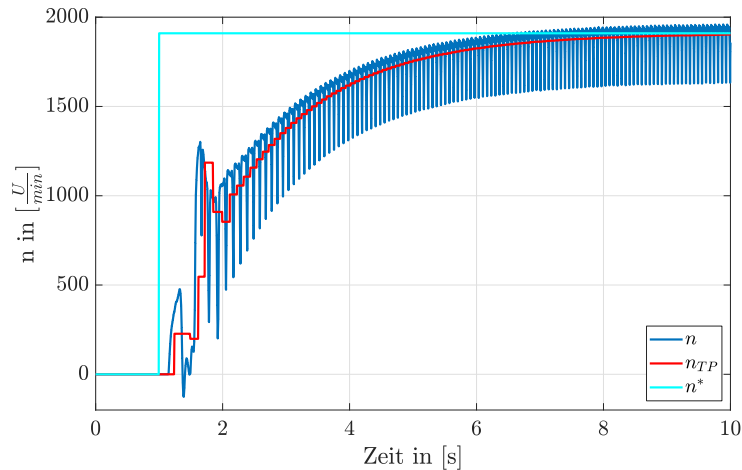


Abbildung 5.4. – Sprungantwort des Geschwindigkeitsregelkreises ($n^* = 1910 \frac{U}{min}$)

Drehmoment kann hierbei sowohl generatorisch (bremsend - $i_{q,t} < 0$ A), als auch motorisch (beschleunigend - $i_{q,t} > 0$ A) wirken. Bei dem Drehmomentenverlauf ist zu beachten, dass die dabei entstehenden Verluste nicht größer werden, als die Nennverluste der elektrischen Maschine. In der Abb. 5.5 ist der eingeprägte Drehmomentenverlauf dargestellt. Es wurde während des Verbrennungstakts ein Versuch zur Beschleunigung ($i_{q,t} > 0$ A), zur Konstantfahrt ($i_{q,t} = 0$ A) und zur Abbremsung ($i_{q,t} < 0$ A) durchgeführt. Die mittlere Drehzahl von allen drei Versuchen ist über den vier Takten konstant bei $n^* = 1910 \frac{U}{min}$.

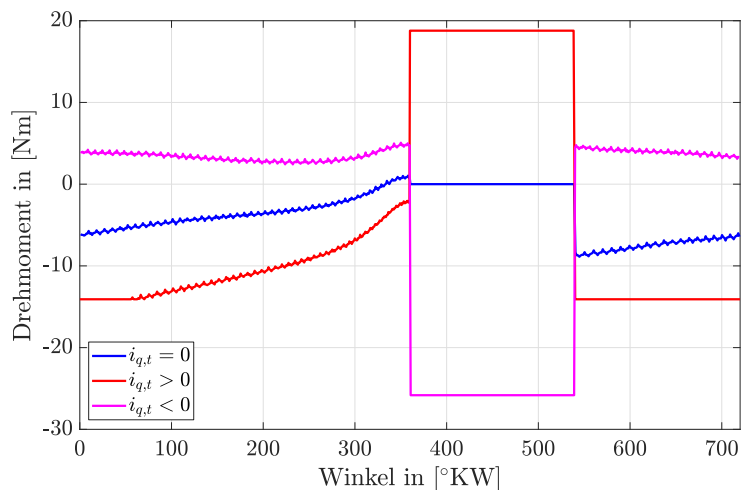


Abbildung 5.5. – Sprunghafte Variation des Drehmoments während des Verbrennungstakts

Aus dem Drehmomentenverlauf von Abb. 5.5 resultiert der Kolbenhubverlauf in Abb. 5.6 und der Drehzahlverlauf in Abb. 5.7.

Aus dem Drehzahlverlauf ist erkennbar, dass, wenn während der Expansionsphase

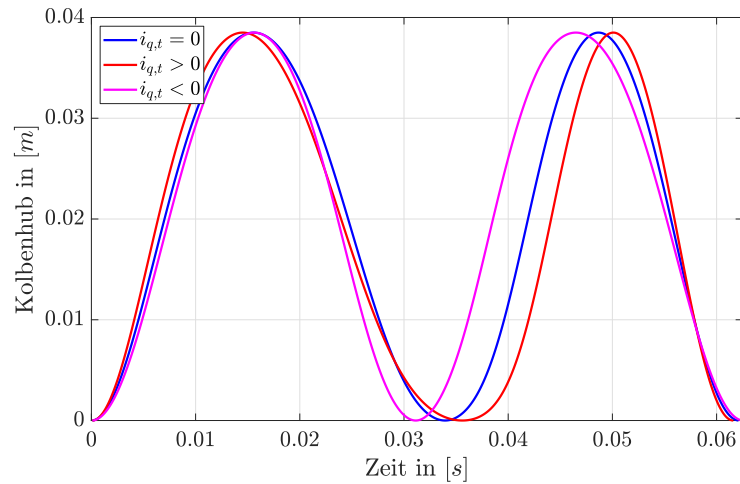


Abbildung 5.6. – Kolbenhubvariation durch Einprägung unterschiedlicher Drehmomente

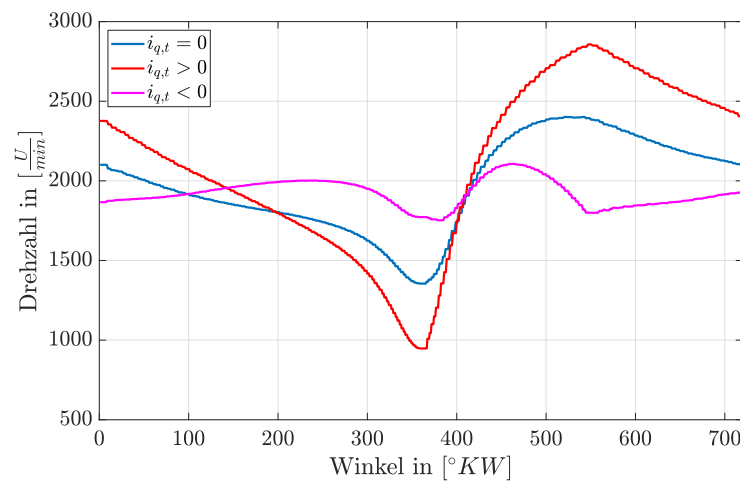


Abbildung 5.7. – Drehzahlvariation durch Einprägung unterschiedlicher Drehmomente

sehr stark abgebremst wird $i_{q,t} < 0$, in den anderen Takten der Antrieb beschleunigt werden muss, damit die mittlere Drehzahl gehalten werden kann. Wenn hingegen sehr stark beschleunigt wird $i_{q,t} > 0$, so muss in den anderen Takten abgebremst werden. Da der Verbrennungsmotor das System durch die Expansion beschleunigt, ist eine weitere Beschleunigung (für die Energiewandlung) nicht zwingend notwendig und sollte vermieden werden, da die Kupferverluste steigen. Der thermische Wirkungsgrad des Verbrennungsmotors wurde aber nicht betrachtet.

Durch die Änderung der momentanen Drehzahlen, muss der Zeitpunkt der Drehmomentaufschaltung angepasst werden, damit die Aufschaltung zum gleichen Startwinkel stattfindet. Um jedoch die Änderung des Kolbenhubverlaufs besser zu veranschaulichen, wurde der Kolbenhub von OT bis UT während des Expansionsstakts über die Zeit (siehe Abb. 5.8) und die Drehzahl über den Kurbelwinkel in Abb. 5.9

dargestellt.

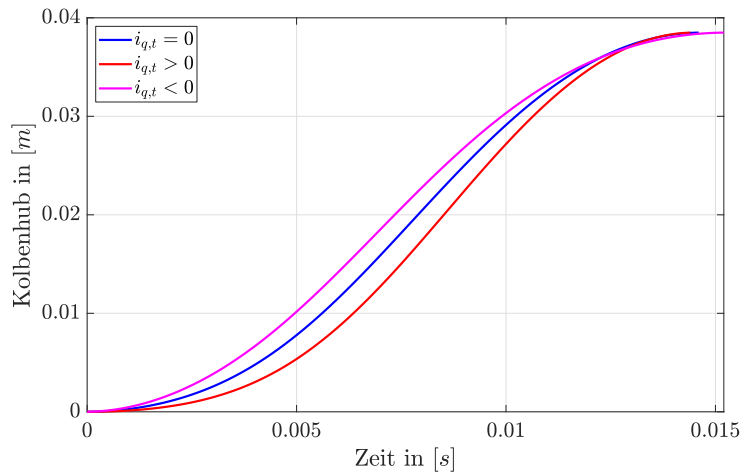


Abbildung 5.8. – Kolbenhubvariation durch Einprägung unterschiedlicher Drehmomente während des Expansionstakts

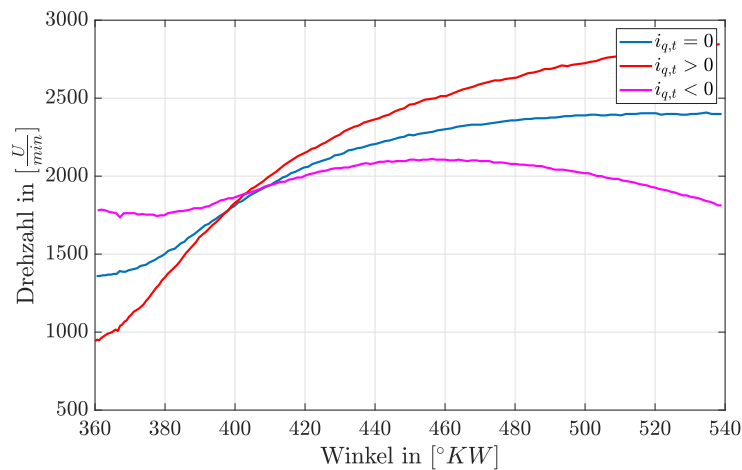


Abbildung 5.9. – Drehzahlvariation durch Einprägung unterschiedlicher Drehmomente während des Expansionstakts

Aus diesen Abbildungen ist ein signifikanter Unterschied zu dem konventionellen Kolbenhubverlauf erkennbar. Diese Kolbenhubvariation kann für weiterführende Forschungen genutzt werden um z.B. zu untersuchen, welchen Einfluss der Kolbenhubverlauf auf den Verbrennungsprozess hat. Dieser Forschungsaspekt würde den Rahmen dieser Arbeit überschreiten und deshalb für weitergehende Arbeiten zur Verfügung gestellt werden.

5.2. Kolbenhubvariation bei einem Freikolbenmotor

Durch die Loslösung von der Kurbelwelle, ist die Variation der Kolbenhubtrajektorie besser möglich, als bei einem Verbrennungsmotor wo der Kolben mit einem Pleuel

an der Kurbelwelle gekoppelt ist (siehe Abschnitt 5.1 und (2.72)). Die Vorgabe eines Kraftverlaufs ermöglicht eine nahezu beliebige Variation des Kolbenhubverlaufs, da der Hub nicht mehr durch eine Kurbelwelle begrenzt wird. Der Zusammenhang zwischen Kolbenbeschleunigung und Kolbengeschwindigkeit (2.87) als auch zwischen Kolbengeschwindigkeit und Kolbenweg (2.88) ist über eine Integration miteinander gekoppelt, dass heißt man muss darauf achten, dass die Solltrajektorie der Geschwindigkeit stetig bzw. die der Lage stetig differenzierbar ist. Darüber hinaus, soll die maximale Kraft und maximale Änderungsrate der Kraft (oder maximale Ableitung der Kraft nach der Zeit) in Betracht genommen werden, womit die Trajektorie weiter eingeschränkt wird. Aufgrund der gängigen Induktivitäten und stellbaren Spannungen der Antriebe, ist die Änderungsrate der Kraft bzw. des kraftbildenden Stromes i_q sehr hoch (siehe Abb. 5.3). Sie kann als nahezu unendlich betrachtet werden.

Diese Unstetigkeitsstellen sind meistens nicht durch einen elektrischen Antrieb realisierbar und resultieren in einer hohen Belastung des gesamten mechanischen Systems. Im Folgenden soll auf einige realisierbare Solltrajektorien eingegangen werden. Eine Solltrajektorie wird dabei in Abschnitt 5.2.4 experimentell validiert. Am Ende wird in Abschnitt 5.2.5 gezeigt, wie es mit dem Freikolbenmotor möglich ist den Zylinderdruck zu schätzen.

5.2.1. Sollwertgenerierung für einen konventionellen Kolbenhubverlauf eines Verbrennungsmotors

Zunächst wurden Sollwerte generiert, die dem konventionellen Hubverlaufs eines Verbrennungsmotors mit Kurbelwelle entsprechen. Es wurde im Abschnitt 2.2.2 der Kolbenhubverlauf eines konventionellen Verbrennungsmotors analytisch beschrieben. Hierfür ergibt sich:

$$x_P = r_{ku,V} \cdot \left(1 - \cos(\varphi_V) + \frac{\lambda_{P,V}}{2} \cdot \sin^2(\varphi_V) \right) \quad (5.2)$$

$$\dot{x}_P = v = r_{ku,V} \cdot \omega_V \cdot \left(\sin(\varphi_V) + \frac{\lambda_{P,V}}{2} \cdot \sin(2 \cdot \varphi_V) \right) \quad (5.3)$$

$$\ddot{x}_P = a = r_{ku,V} \cdot \omega_V^2 \cdot (\cos(\varphi_V) + \lambda_{P,V} \cdot \cos(2 \cdot \varphi_V)), \quad (5.4)$$

wo ω_V eine generierte / virtuelle Kurbelwellendrehzahl und φ_V ein virtueller Kurbelwinkel ist. Mit diesen drei Gleichungen ist es somit möglich, mithilfe der elektrischen Maschine, einen Verbrennungsmotor mit Kurbelwelle zu simulieren. So kann sehr schnell, während des Betriebs der Kurbelradius $r_{ku,V}$ oder $\lambda_{P,V}$ geändert werden, ohne etwas konstruktiv am Aufbau zu verändern. In der Abb. 5.10 ist ein Bewegungsverlauf im Arbeitspunkt $\omega_V = 120 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und $r_{ku,V} = 0,01915 \text{ m}$ dargestellt. Wenn im Betrieb die Parameter der Solltrajektorie ($r_{ku,V}$, $\lambda_{P,V}$ und ω_V) geändert werden, so ist es möglich, das thermodynamische Verhalten bei verschiedenen Arbeitspunkten zu untersuchen.

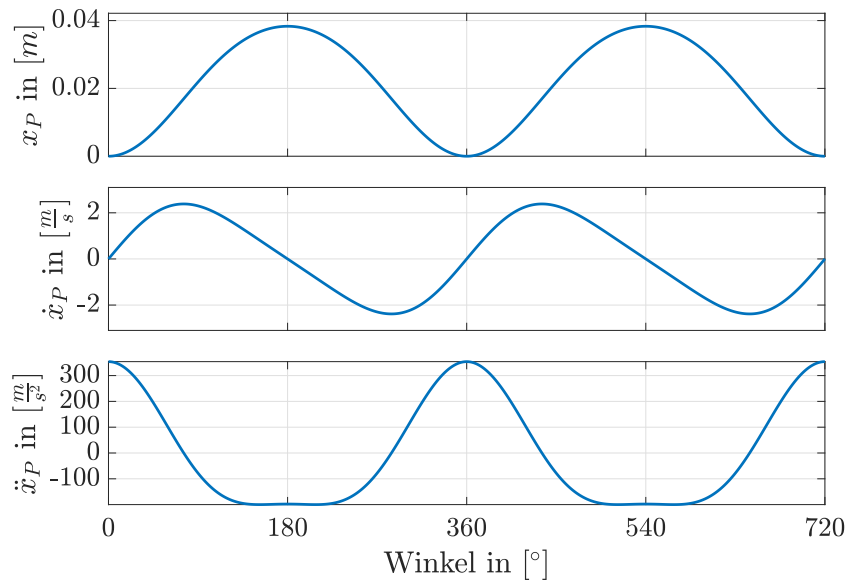


Abbildung 5.10. – Darstellung des konventionellen Kolbenhubverlaufs

5.2.2. Sollwertgenerierung zur Variation des Kolbenhubs während der vier Takte

Durch die Loslösung von der Kurbelwelle ist es nun möglich, Trajektorien zu generieren, die unabhängig von einer mechanischen Drehzahl sind. Trotzdem sind die gewählten Trajektorien 4π periodisch und werden im Folgenden mithilfe des virtuellen Winkels φ_V und der virtuellen Winkelgeschwindigkeit ω_V beschrieben. Eine weitere Möglichkeit ist es, die Solltrajektorie mit einer Fourierreihe anzunähern. Die Fourierreihe kann wie folgt dargestellt werden:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cdot \cos(kt) + b_k \cdot \sin(kt)) \quad (5.5)$$

Da der Vier-Takt-Ottoprozess über zwei Umdrehungen geht, ist eine Periode beendet, wenn der virtuelle Winkel $\varphi_V = 720^\circ$ erreicht hat. Um diesen Sachverhalt auch in der Fourierfunktion auszudrücken, kann ein Faktor von 0.5 für den virtuellen Winkel eingeführt werden. Dies transformiert den virtuellen Winkel auf den Wertebereich von 0° bis 360° . Die Gleichung aus (5.5) verändert sich somit zu:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \left(a_k \cdot \cos\left(\frac{kt}{2}\right) + b_k \cdot \sin\left(\frac{kt}{2}\right) \right) \quad (5.6)$$

Die Näherung des Kolbenverlaufs von (5.6) zu $k = 2$ führt zu der einfachsten Form der Sollwertgenerierung. Hierbei entsteht ein Offset verschobener Sinus- bzw. Cosinusverlauf. Der OT ist definiert bei $x_P = 0$ m und $\varphi_V = 0^\circ$ oder $\varphi_V = 360^\circ$,

weshalb eine Cosinusfunktion resultiert.

$$x_P^* = x_P = -\frac{x_{P,max}}{2} \cos(\varphi_V) + \frac{x_{P,max}}{2} \quad (5.7)$$

Die Amplitudenschwingung ist definiert zu $\frac{x_{P,max}}{2}$, die um den gleichen Wert als Offset oszilliert. Die Ableitung des Sollwegs führt zum Geschwindigkeitsverlauf.

$$\dot{x}_P = \frac{dx_P}{dt} = \frac{x_{P,max}}{2} \sin(\varphi_V) \cdot \omega_V \quad (5.8)$$

Die zweite Ableitung ergibt die Beschleunigung.

$$\ddot{x}_P = \frac{d^2x_P}{dt^2} = \frac{x_{P,max}}{2} \cos(\varphi_V) \cdot \omega_V^2 + \frac{x_{P,max}}{2} \sin(\varphi_V) \frac{d\omega_V}{dt} \quad (5.9)$$

In einem konstanten Arbeitspunkt wird die Winkelgeschwindigkeit nicht weiter verändert $\frac{d\omega_V}{dt} = 0$. Dies führt dazu, dass (5.9) vereinfacht werden kann zu:

$$\ddot{x}_P = \frac{x_{P,max}}{2} \cos(\varphi_V) \cdot \omega_V^2 \quad (5.10)$$

Eine beispielhafte Trajektorie ist in der Abb. 5.11 zu dem Arbeitspunkt $\omega_V = 120 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und $x_{P,max} = 0,0383 \text{ m}$ dargestellt.

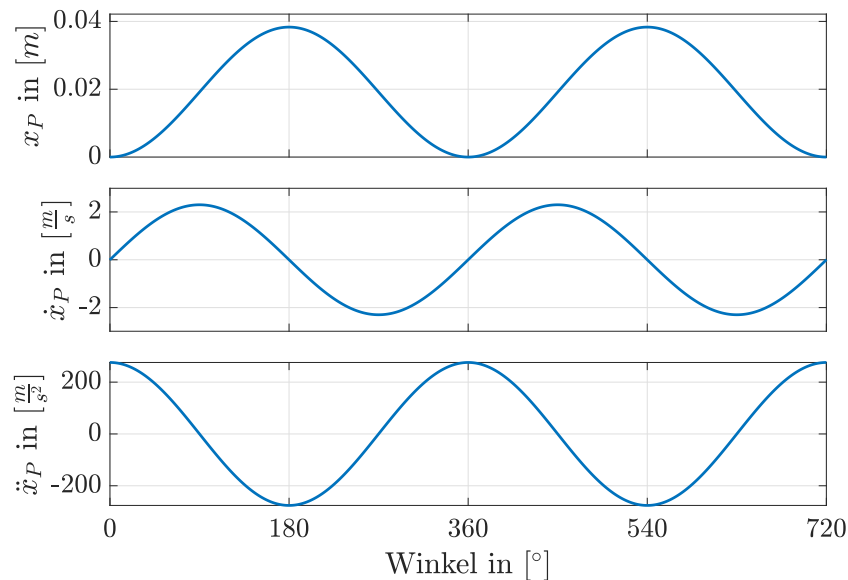


Abbildung 5.11. – Beispielhafter Verlauf der Sollwerttrajektorie

Die gewählte Funktion hat als Variablen die Hubamplitude $x_{P,max}$ und die virtuelle Winkelgeschwindigkeit ω_V .

5.2.3. Sollwertgenerierung zur Variation des Kolbenhubs innerhalb von zwei Takten bei einem Vier-Takt-Ottomotor

Zur Variation des Hubes innerhalb von zwei Arbeitstakten wird mindestens eine weitere Schwingung benötigt, welche sich überlagert zu der Kolbenposition aus (5.7)

ergibt. Die zu realisierende Solltrajektorie ist dargestellt in Abb. 5.12. Die Funktion

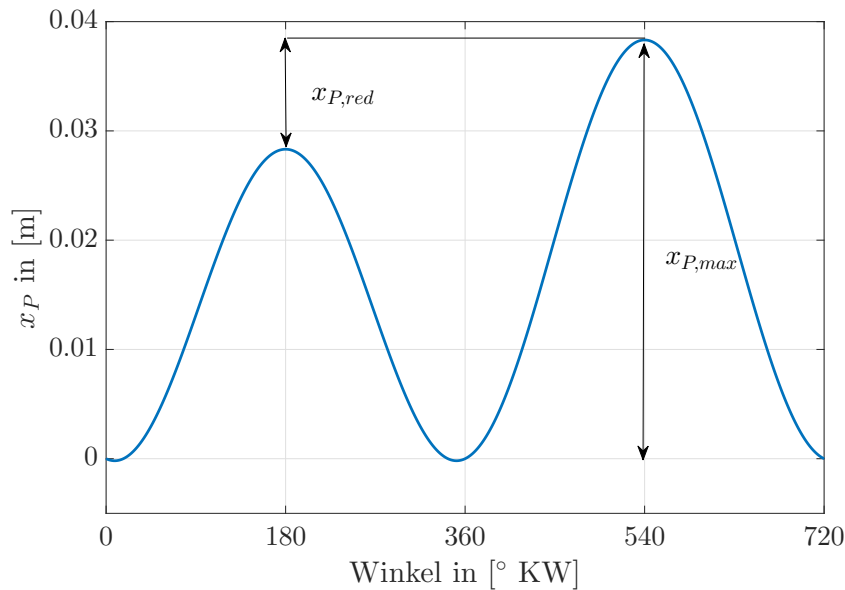


Abbildung 5.12. – Beispielhafter Kolbenhubverlauf zur Variation des Kolbenhubs während zwei Takten

kann, mithilfe von (5.6) und $k = 1$, ermittelt werden und ergibt sich zu:

$$x_P = \frac{1}{2} \left(\left(-x_{P,max} + \frac{x_{P,red}}{2} \right) \cos(\varphi_V) - x_{P,red} \cdot \sin\left(\frac{\varphi_V}{2}\right) + x_{P,max} - \frac{x_{P,red}}{2} \right) \quad (5.11)$$

Durch das Hinzufügen eines weiteren Parameters $x_{P,red}$ ist es nun möglich, auch die Amplitude während der ersten Schwingung unabhängig von der Amplitude der letzten beiden Takten zu variieren. Zur Vereinfachung der Gleichungen werden folgende Konstanten definiert:

$$K1 = -\frac{x_{P,max}}{2} + \frac{x_{P,red}}{4} \quad (5.12)$$

$$K2 = -\frac{x_{P,red}}{2} \quad (5.13)$$

Mit 5.12 und 5.13 vereinfacht sich 5.11 zu:

$$x_P^* = x_P = K1 \cdot \cos(\varphi_V) + K2 \cdot \sin\left(\frac{\varphi_V}{2}\right) - K1 \quad (5.14)$$

Diese Funktion ist zweimal stetig differenzierbar und es folgt hieraus:

$$\dot{x}_P = -K1 \cdot \sin(\varphi_V) \cdot \omega_V + K2 \cdot \cos\left(\frac{\varphi_V}{2}\right) \cdot \frac{\omega_V}{2} \quad (5.15)$$

$$\begin{aligned} \ddot{x}_P = & -K1 \cdot \cos(\varphi_V) \cdot \omega_V^2 - K1 \cdot \sin(\varphi_V) \cdot \frac{d\omega_V}{dt} \\ & + \frac{K2}{2} \cdot \cos\left(\frac{\varphi_V}{2}\right) \cdot \frac{d\omega_V}{dt} - \frac{K2}{4} \cdot \sin\left(\frac{\varphi_V}{2}\right) \cdot \omega_V^2 \end{aligned} \quad (5.16)$$

Die Vereinfachung, dass $\frac{d\omega_V}{dt} = 0$ führt dazu, dass (5.16) sich wie folgt vereinfacht:

$$\ddot{x}_P = -K1 \cdot \cos(\varphi_V) \cdot \omega_V^2 - \frac{K2}{4} \cdot \sin\left(\frac{\varphi_V}{2}\right) \cdot \omega_V^2 \quad (5.17)$$

Die genannten Funktionen sind zu dem Arbeitspunkt $\omega_V = 120 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und $x_{P,max} = 0,0383 \text{ m}$ in der Abb. 5.13 dargestellt.

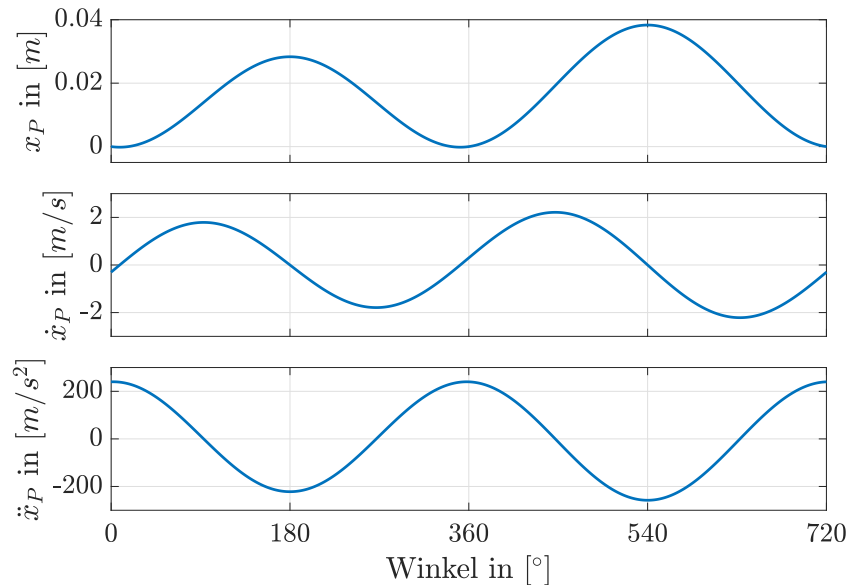


Abbildung 5.13. – Beispielhafter Verlauf der Sollwerttrajektorie bei der Variation der Hubamplitude

Man erkennt an dem Hubverlauf des Freikolbenmotors, dass hierbei die zwei Hubamplituden während der vier Takte frei eingestellt werden können. Das Problem ist hierbei, dass der OT nicht bei den Vielfachen von 360° befindet, sondern Arbeitspunkt abhängig verschoben ist. Dies bedeutet, dass auch die Amplitude leicht fehlerbehaftet ist. In den Abb. 5.14 und 5.15 ist der entstehende Phasen- ($e_{Pha,OT}$) und Amplitudenfehler ($e_{Amp,OT}$) bei einer Variation des Hubs während zwei Takten und über den Maximalhub von den anderen zwei Takten dargestellt.

Zur Kompensation dieser Fehler ist eine Aufschaltung weiterer Größen notwendig. Das kritischste für den Antrieb ist der Amplitudenfehler während des OT. Dieser würde dazu führen, dass der Antrieb gegen den Zylinderkopf fährt und ihn dadurch beschädigt. Der Amplitudenfehler kann durch die Aufschaltung eines Offsets kompensiert werden.

5.2.4. Experimentelle Validierung der vorgeschlagenen Sollwertrechner

Es wurde für den Betrieb des Freikolbenmotors eine elektrische linear Maschine ausgelegt und in [117] veröffentlicht. Hierfür wurde in einem Simulationsmodell ver-

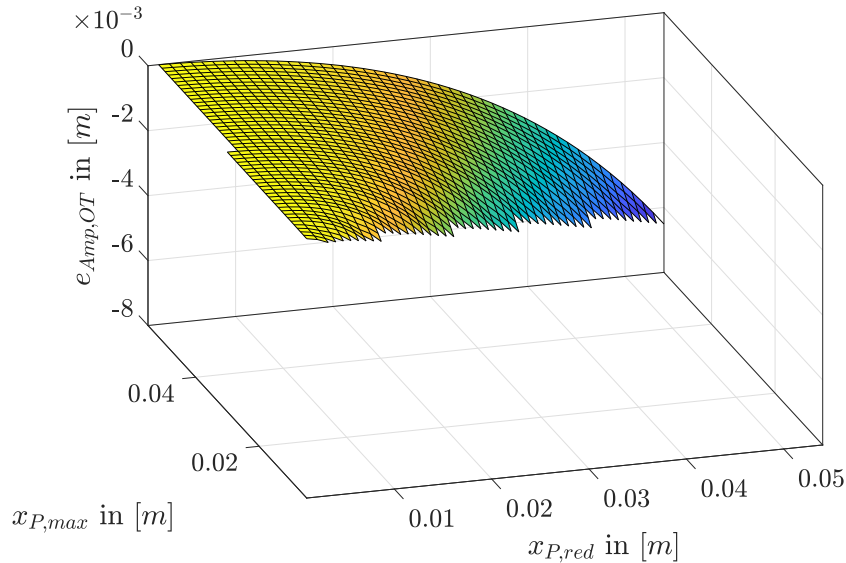


Abbildung 5.14. – Amplitudenfehler $e_{Amp,OT}$ über den Maximalhub $x_{P,max}$ und die Hubänderung $x_{P,red}$

schiedene Druckverläufe berechnet, auf das System gegeben und untersucht, welche Belastungen mit der elektrische Maschine theoretisch möglich sind. Die dort verwendete Regelungsstruktur ist ähnlich zu der in Abb. 5.16. Die Zylinderdruckverläufe wurden durch Herrn Dipl.-Ing. Zeilinga, mithilfe einer CFD Simulation, berechnet. Details zu den Zylinderdruckverläufen können in [117] nachgelesen werden.

Im Folgenden soll die Trajektorie aus Abschnitt 5.2.2 mithilfe des Versuchsstands unter Abschnitt 3.1.3 realisiert werden. Die Regelungsstruktur hierfür ist in der Abb. 5.16 schematisch dargestellt.

Es wird mithilfe einer virtuellen Winkelgeschwindigkeit ω_V und einem Integrator, der virtuelle Winkel φ_V berechnet. Der Winkel läuft von 0 bis 4π als Sägezahnverlauf. Der Winkel φ_V und die Winkelgeschwindigkeit ω_V werden genutzt, um mithilfe der Sollwertfunktionen (5.7), (5.8) und (5.10) die Soll- und Vorsteuerungswerte $x_{P,t}$, $\dot{x}_{P,t}$ und $\ddot{x}_{P,t}$ zu berechnen.

Ein weiterer wichtiger Aspekt bei der Regelung des Freikolbenmotors, ist die Synchronisation der Nockenwellenbewegung mit der Kolbenbewegung. Hierfür werden die virtuelle Winkelgeschwindigkeit und die virtuelle Position mithilfe einer CAN - Verbindung an ein positionsgeregeltes System geschickt (siehe Abb. 5.16 oben links). Die Position wird als Sollwert für die Positionsregelung und die Winkelgeschwindigkeit für die Aufschaltung der Regelung der Winkelgeschwindigkeit genutzt. Hierbei muss aber berücksichtigt werden, dass die Nockenwelle sich nur mit der halben Winkelgeschwindigkeit dreht und der Vier-Takt-Ottoprozess nach einer Umdrehung zu Ende ist. Aus diesem Grund werden die gesendeten Positionen und Winkelgeschwindigkeiten durch zwei dividiert.

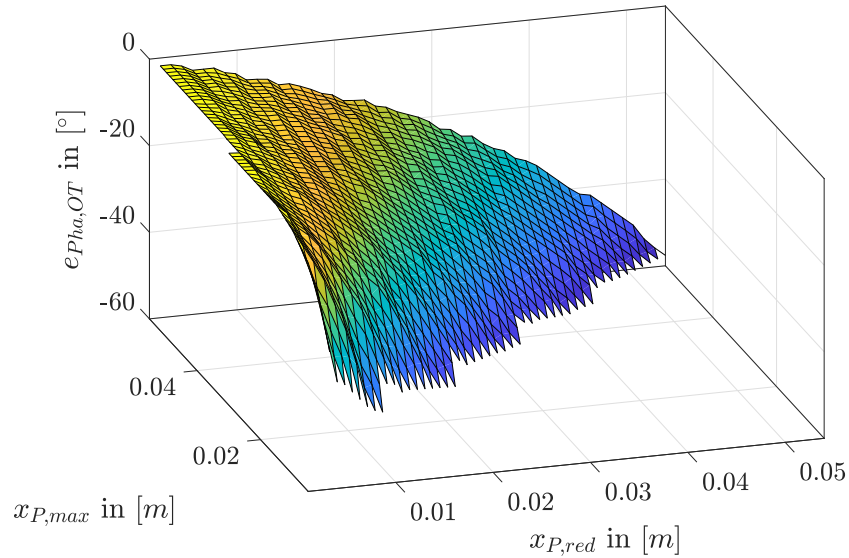


Abbildung 5.15. – Phasenfehler $e_{Pha,OT}$ über den Maximalhub $x_{P,max}$ und die Hubänderung $x_{P,red}$

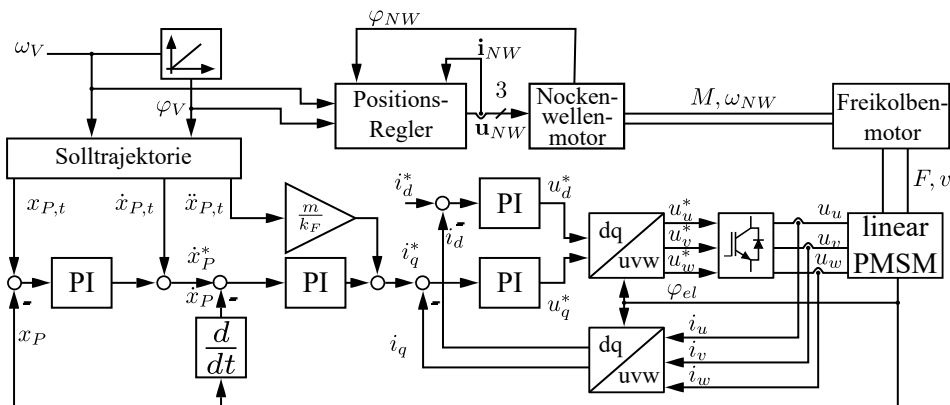


Abbildung 5.16. – Vorgeschlagene Regelungsstruktur zur Regelung des Freikolbenmotors

Die Regelung der elektrischen Linearmaschine ist mithilfe einer Kaskadenregelung realisiert. Der innere Regelkreis besteht aus einer feldorientierten Regelung (siehe Abschnitt 2.1). Aus der berechneten Beschleunigung wird, mithilfe der gemessenen Kraftkonstanten und der bewegten Masse, der vorgesteuerte q-Strom berechnet. Hierfür wird (2.85) genutzt, wo F_{Reib} und F_{Gas} auf 0 N gesetzt wird.

$$i_{q,V} = \frac{m}{k_F} \cdot \ddot{x}_{P,t} \quad (5.18)$$

Eine Geschwindigkeitsregelung ist überlagert. Die Geschwindigkeit \dot{x}_P wird hierbei durch die Differentiation der Position bestimmt und es erfolgt eine Aufschaltung der im Betrieb berechneten vorgesteuerten Geschwindigkeit mithilfe von (5.8). Der äußerste Regelkreis ist der Positionsregelkreis. Die Position wird mithilfe eines Positionssensors (siehe Abschnitt 3.1.3) gemessen. Dieser Sensor wird neben der

Positionsregelung auch zur Berechnung des elektrischen Winkels für die feldorientierte Regelung benutzt.

Bei der Solltrajektorien generierung mit konstanter Hubamplitude (5.7), mit Nutzung von vier Takten, wurden verschiedene Experimente durchgeführt. In Abb. 5.17 ist ein beispielhafter Verlauf ohne Zündung des Kraftstoff-Luft-Gemisches und in der Abb. 5.18 mit Zündung des Kraftstoff-Luft-Gemisches dargestellt.

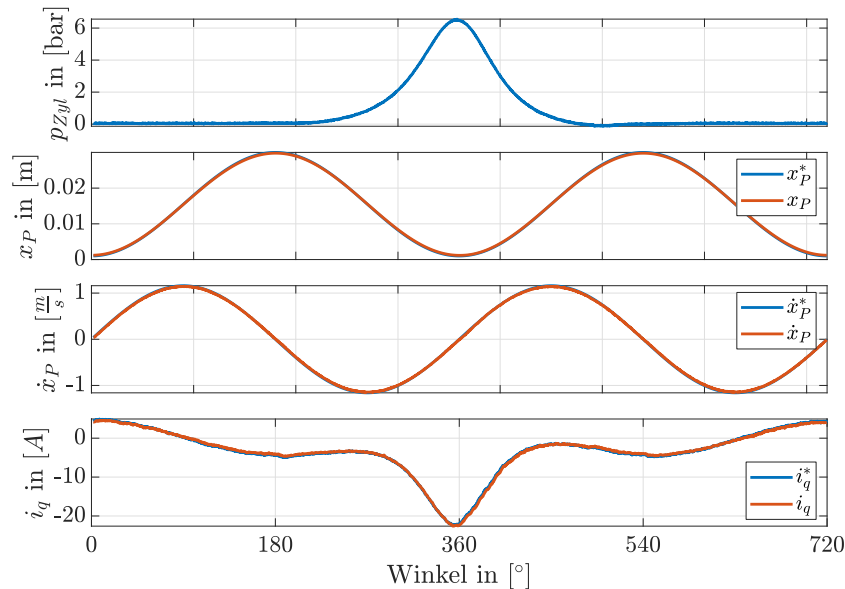


Abbildung 5.17. – Zylinderdruck p_{Zyl} , Kolbenposition x_P , Kolbengeschwindigkeit \dot{x}_P und Strom i_q über den virtuellen Winkel φ_V zum Arbeitspunkt $\omega_V = 80 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und $x_{P,max} = 0,03 \text{ m}$ ohne Zündung

Hierbei wird ersichtlich, dass die vorgegebene Trajektorie umgesetzt werden kann. Die elektrische Maschine muss einen Strom für die Beschleunigung und für die Kompensation der Last, welche insbesondere während der Kompression und Expansion auftritt, stellen. Der Regelfehler ist während der Expansion und Kompression am größten. Um den Regelfehler zu minimieren, könnte zusätzlich noch eine Störgrößenaufschaltung genutzt werden. Für die Störgrößenaufschaltung wird der Zylinderdruck benötigt, welcher im Abschnitt 5.2.5 berechnet wird. Weiterhin wird ersichtlich, dass während der Zündung der Zylinderdruck sehr stark ansteigt, wodurch die elektrische Maschine nicht mehr in der Lage ist, die Zylinderkraft zu kompensieren. Dies führt dazu, dass der Strom i_q begrenzt wird und die vorgegebene Trajektorie nicht mehr verfolgt werden kann. Somit stellt sich ein Regelfehler in der Geschwindigkeit \dot{x}_P und Kolbenposition x_P ein. Durch die Expansion wird der Zylinderdruck aber kleiner, wodurch die Trajektorie wieder verfolgt werden kann. Zur Vermeidung solcher Strombegrenzungen empfiehlt es sich eine andere elektrische Maschine zu nutzen oder ein Teil der freiwerdenden Energie mechanisch mit einer Feder zu speichern.

Es wurde im Folgenden analysiert, welche Auswirkungen die virtuelle Winkelgeschwindigkeit ω_V und die Hubamplitude $x_{P,max}$ auf den Spitzenstrom $i_{q,max}$, den Effektivstrom $i_{q,eff}$ und den Kompressionsverhältnis haben. In der Abb. 5.19 ist

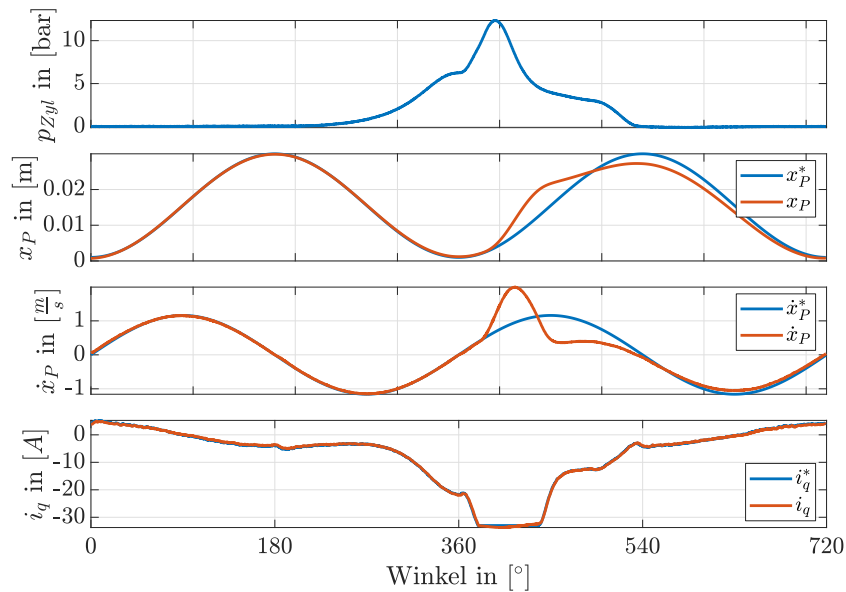


Abbildung 5.18. – Zylinderdruck p_{Zyl} , Kolbenposition x_P , Kolbengeschwindigkeit \dot{x}_P und Strom i_q über den virtuellen Winkel φ_V zum Arbeitspunkt $\omega_V = 80 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und $x_{P,max} = 0,03 \text{ m}$ mit Zündung

der maximal Strom $i_{q,max}$ über die Winkelgeschwindigkeit und der Hubamplitude dargestellt. Die blauen Punkte stellen die gemessene Werte dar, während die Fläche daraus linear interpoliert wurde. Es ist hierbei erkennbar, dass der Strom $i_{q,max}$ bis ca. $30 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ stark steigt und dann wieder abfällt. Dies liegt unter anderem daran, dass der Kompressionsdruck auf dem Kolben wirkt. Diese Kraft muss von der elektrischen Maschine komplett kompensiert werden. Bei sehr kleinen Frequenzen baut sich der Zylinderdruck innerhalb der vier Takte leicht ab (u.a. durch Undichtigkeiten). Bei höheren Geschwindigkeiten reduziert sich diese benötigte Kraft, da zum einen die gespeicherte kinetische Energie genutzt wird, um diese Kraft zu kompensieren und zum anderen ist durch die Vorgabe einer Eckfrequenz, bei der Auslegung der Regler, die Dynamik der Regelkreise begrenzt. Dadurch resultiert ein Regelfehler, sowohl im Positions-, als auch im Geschwindigkeitsregelkreis.

In der Abb. 5.20 ist der Effektivstrom über ein Zyklus dargestellt. Die Überhöhung ist auch in dieser Darstellung bei $\omega = 30 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ zu erkennen. Es wird in dieser Darstellung zusätzlich noch deutlich, dass mit steigenden Frequenzen auch die Belastung für die elektrische Maschine steigt, da die Maschine höhere Beschleunigungen aufbringen muss.

Der erwähnte Regelfehler bei der Positionsregelung hat unter anderem Einfluss auf das Kompressionsverhältnis. Dies ist in der Abb. 5.21 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass mit steigender Drehzahl, die Anforderungen an dem Regelkreis steigt und ein Regelfehler entsteht. Dies führt dazu, dass das Kompressionsverhältnis nicht ganz konstant gehalten werden kann.

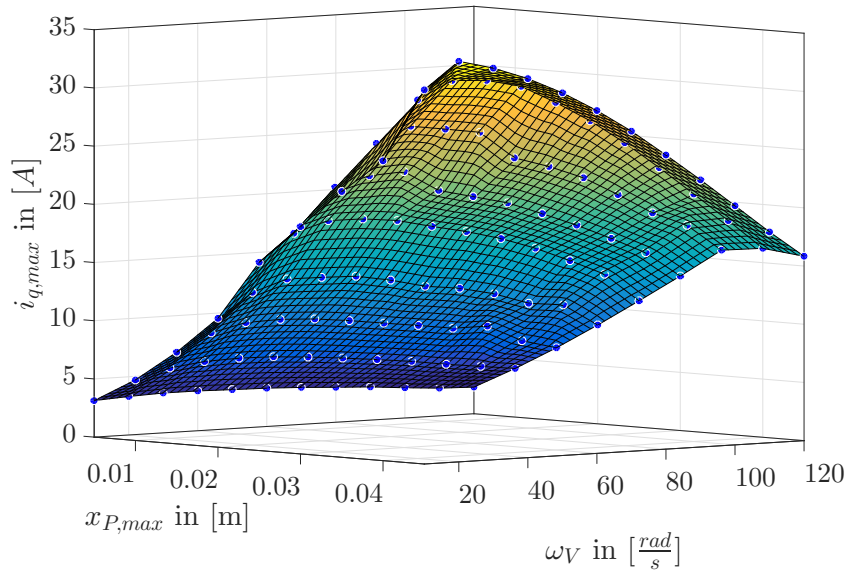


Abbildung 5.19. – Spitzenstrom $i_{q,max}$ über die virtuelle Winkelgeschwindigkeit ω_V und dem maximalen Hub $x_{P,max}$

5.2.5. Zylinderdruckbestimmung

Dadurch, dass der Freikolbenmotor keine Kurbelwelle hat, wirkt die resultierende Gaskraft ausschließlich auf der Bewegungsachse des Kolbens. Dies hat zur Folge, dass die Seitenkräfte u.a. auf den Kolbenringen, im Vergleich zu konventionellen Verbrennungsmotoren, geringer sind. Es erfolgt die Kraftübertragung direkt von den Kolben auf die elektrische Maschine. Durch die Berechnung der aktuellen Beschleunigung, der Abschätzung der aktuellen Reibung und der Kenntnis der aktuellen motorischen Kraft, sollte es also möglich sein, die Gaskraft und somit auch den Zylinderdruck zu bestimmen. Im Abschnitt 2.2.2 wurde das kinetische Modell des Freikolbenmotors dargestellt. Die Beschreibung im Zustandsraum kann ausgedrückt werden mit:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ y &= \mathbf{C}\mathbf{x}\end{aligned}\quad (5.19)$$

mit

$$\begin{aligned}\mathbf{x} &= \begin{bmatrix} F_{Gas} \\ \dot{x}_P \\ x_P \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{m} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m} \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{u} &= [F_{EM} - F_{Reib}(\dot{x}_P)], \quad y = [x_P], \quad \mathbf{C} = [0 \quad 0 \quad 1],\end{aligned}$$

wo $F_{Reib}(\dot{x}_P)$ eine experimentell bestimmte Funktion der Reibungskraft ist (siehe Abb. 5.23). Die allgemeinen Beobachtergleichungen folgen zu [92]:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{G}(y - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}})\quad (5.20)$$

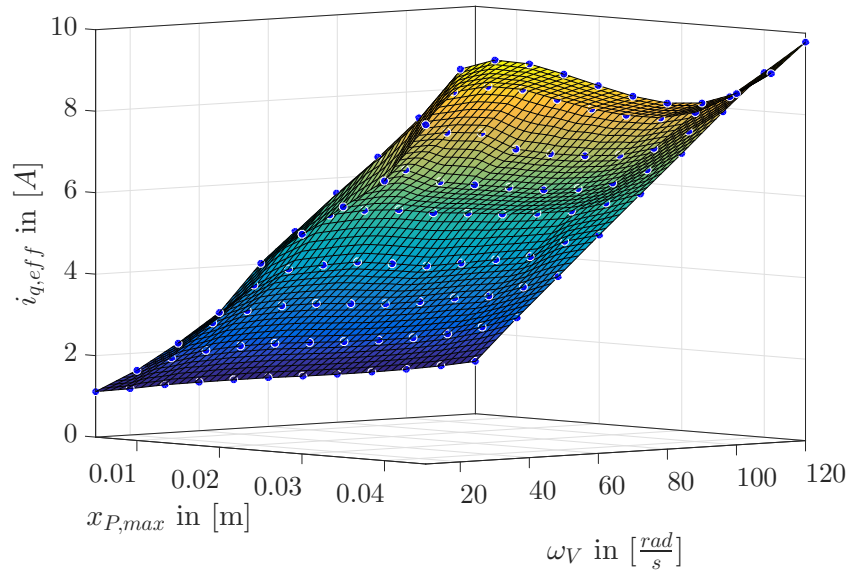


Abbildung 5.20. – Effektivstrom $i_{q,eff}$ über die virtuelle Winkelgeschwindigkeit ω_V und dem maximalen Hub $x_{P,max}$

Gleichung (5.20) kann mithilfe von $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$ und $\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \dot{\mathbf{x}} - \dot{\hat{\mathbf{x}}}$ ersetzt werden.

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{G}\mathbf{C})\tilde{\mathbf{x}} \quad (5.21)$$

Hierbei werden die Parameter der Matrix \mathbf{G} mithilfe einer Polvorgabe ermittelt. Die Pole können unter anderem so platziert werden, dass ein Butterworth-Verhalten resultiert. Hierbei kann man die Eckfrequenz des Beobachters variieren. Im Allgemeinen gilt, dass die Eckfrequenz so hoch wie möglich sein muss, aber dennoch nicht zu hoch, um das Sensorrauschen zu unterdrücken. Eine weitere Begrenzung ist, dass die Eckfrequenz maximal so hoch sein kann, wie die halbe Abtastfrequenz.

Der Druckbeobachter wurde hierbei getestet und der geschätzte Druck mithilfe eines Zylinderdrucksensors verglichen. In der Abb. 5.22 ist der geschätzte Zylinderdruck mit dem gemessenen Zylinderdruck an einem Arbeitspunkt dargestellt. (Schleppbetrieb, $\omega_V = 70 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und $x_{P,max} = 0,035 \text{ m}$)

Es ist erkennbar, dass der geschätzte Zylinderdruck mit einer geringen Abweichung von $4\% = e_{p,rms} = \frac{\text{rms}(\hat{p}_{Zyl} - p_{Zyl})}{\text{rms}(p_{Zyl})}$ zum effektiven Druck folgt. Der größte Schätzfehler entsteht an den Totpunkten. An diesen Stellen ist die Geschwindigkeit ungefähr null. Somit muss die elektrische Maschine an diesen Stellen die Haftreibung überwinden. Die Bestimmung der Haftreibung ist schwierig, weshalb eine genaue Zylinderdruckbestimmung an diesen Punkten fehlerbehaftet ist. Die statische Reibkraft wurde in der Abb. 5.23 experimentell, durch Variation der Geschwindigkeit, bestimmt.

In der folgenden Abb. 5.24 ist der Schätzfehler Arbeitspunktabhängig dargestellt.

Es wurde hierbei von $\omega_V = 10 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \rightarrow 120 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und der Hub von $x_{P,max} = 0,005 \text{ m} \rightarrow 0,045 \text{ m}$ variiert. Der Fehler ist hoch bei kleinen Hubamplituden. Das liegt vor allem

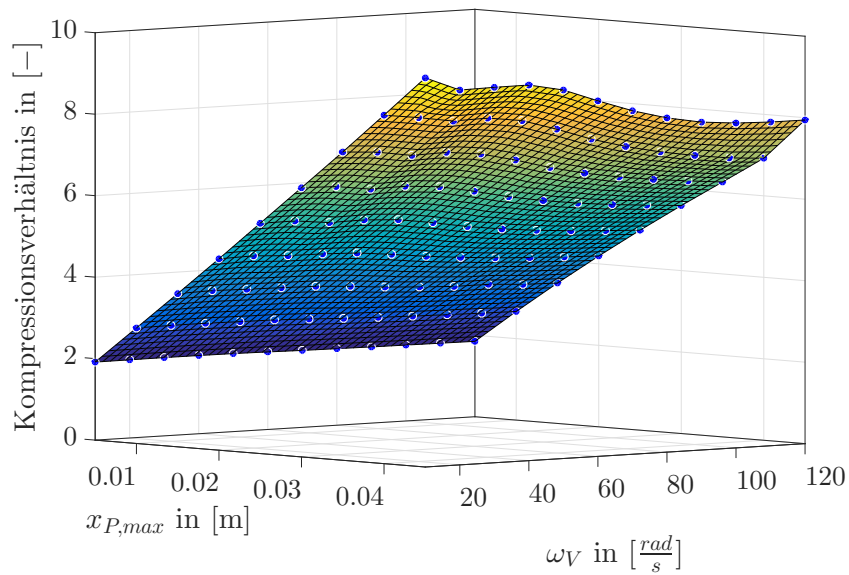


Abbildung 5.21. – Verdichtungsverhältnis über die virtuelle Winkelgeschwindigkeit ω_V und dem maximalen Hub $x_{P,max}$

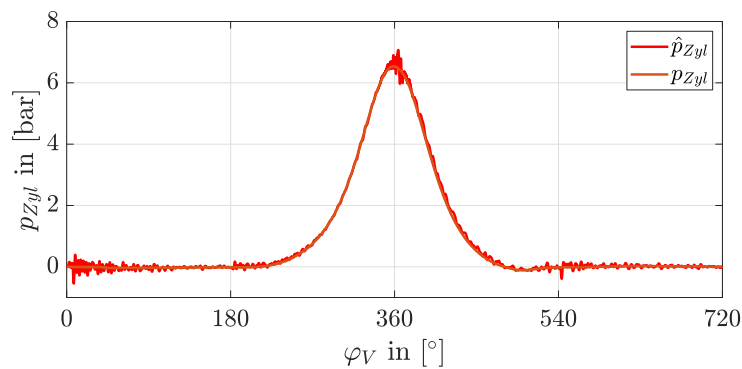


Abbildung 5.22. – Zylinderdruck p_{Zyl} und \hat{p}_{Zyl} über dem virtuellen Winkel φ_V

daran, dass sich, aufgrund des geringen Kompressionsverhältnisses, ein geringer Kompressionsdruck aufbaut. Wenn die virtuelle Winkelgeschwindigkeit steigt, so nähert sie sich die Eckfrequenz des Beobachters. Dies bedeutet wiederum, dass der Schätzfehler steigt.

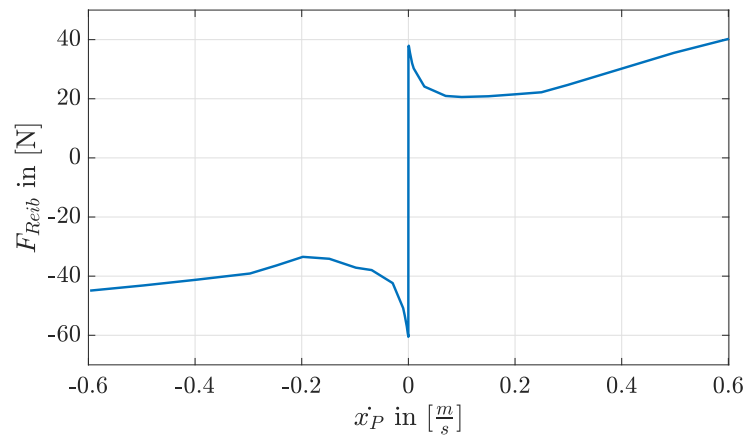


Abbildung 5.23. – Reibkraft F_{Reib} über die Geschwindigkeit \dot{x}_P

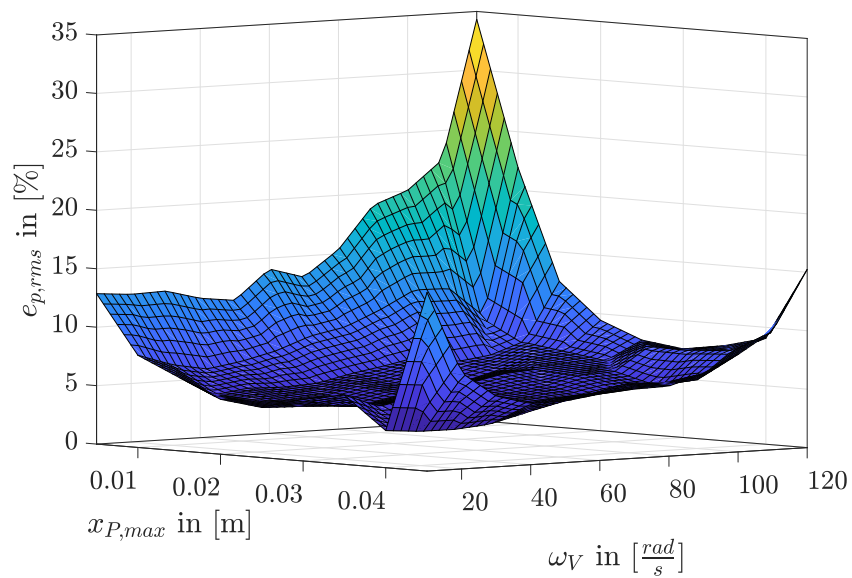


Abbildung 5.24. – Zylinderdruckschätzfehler über die virtuelle Winkelgeschwindigkeit ω_V und dem maximalen Hub $x_{P,max}$

5.3. Variation der Ventilsteuerzeiten

Neben der aktiven Beeinflussung der Kolbenhubtrajektorie, mithilfe der elektrischen Maschine wurde untersucht, wie die elektrische Maschine auf das Einlass- und Auslassventil wirken kann. Die Ergebnisse aus diesem Abschnitt wurden in [112] veröffentlicht. Zur Beeinflussung der Ventilhubtrajektorie bzw. den Ventilsteuerzeiten sind verschiedene Strategien bekannt. Es gibt u.a. Systeme, die die Höhe des Ventilhubes durch den Einsatz eines Aktuators [93] variieren können. Solche Systeme werden durch die Kurbelwelle angetrieben und können innerhalb einer bestimmten Zeit den Ventilhub verändern. Die Verstellung erfordert mehrere Zyklen, sodass das Verfahren nicht zur hochdynamischen Verstellung geeignet ist. Höhere Dynamiken wurden bereits mithilfe von linear Aktuatoren, die direkt die Position des Ventils regeln können [94][95][18], erzeugt. Es wurden aber auch schon Ventilaktuatoren entwickelt, die hochdynamische elektrische Maschinen beinhalten und mithilfe eines kleinen Kurbeltriebs den Ventilhub regeln können [96][97]. Der Nachteil von den Linearaktuatoren und den oszillierenden Maschinen ist, dass sie für das Einlass- und Auslassventil einen separaten Aktuator und dementsprechend mehr Sensorik und Leistungselektronik benötigen. Um die Systemkomplexität zu reduzieren, wird im Folgenden gezeigt wie man mithilfe von einer Nockenwelle und einer hochdynamischen elektrischen Maschine das Einlass- und Auslassventil in einem großen Bereich regeln kann. Der Ansatz ist ähnlich zu der Methode aus Abschnitt 5.1, wobei nun die Nockenwelle, anstatt der Kurbelwelle, beschleunigt wird. Hierdurch können die Steuerzeiten abgeändert werden, womit die Drosselklappe nicht benötigt wird. Dieses vorgeschlagene System ist besonders interessant für kleinere Verbrennungsmotoren welche z.B. als Range Extender oder Stromaggregaten verwendet werden. Mit diesem System können die Ventilsteuerzeiten variiert und mit einer minimalen Anzahl an Aktuatoren realisiert werden. Diese kleinen Motoren nutzen konventionell lediglich eine gemeinsame Nockenwelle für die Ein- und Auslassventile. Die Nockenwelle wird hierbei über die Kurbelwelle angetrieben und bietet somit keine drehzahlunabhängige Steuerzeitverstellung.

Der Versuchsstand aus Abschnitt 3.1.3 wurde genutzt, um einen konventionellen Ein-Zylinder-Motor zu emulieren, so dass es nicht notwendig war den Versuchsstand aus Abschnitt 3.1.1 mit einer elektrischen Maschine umzurüsten. Die mechanische Entkopplung der Nockenwelle führt dazu, dass ein neuer Regelfreiheitsgrad entsteht. Mit dem neuen Freiheitsgrad ist es möglich durch eine Variation der Nockenwellendrehzahl die Ventilsteuerzeiten zu variieren. Zur Vorgabe einer bestimmten Trajektorie ist es notwendig, dass die absolute Position der Nockenwelle bekannt ist. Dies kann erreicht werden durch die Auswertung des in der elektrischen Maschine verfügbaren Winkelgebers, so dass in Abhängigkeit vom Winkel der Ventilhub bekannt ist. Die Ansteuerung des Servomotors muss synchronisiert zur Kolbenposition erfolgen. Die Position des Kolbens kann mithilfe der Verfahren aus dem Abschnitt 4.2 geschätzt oder mithilfe des vorhandenen Sensors im Generator gemessen werden.

Wie bereits erwähnt, kann das System dafür genutzt werden, um die Ventilhubtrajektorie zu verändern, so ist es möglich die Beschleunigung des Ventilhubes anzupassen,

um ein möglichst schnelles Öffnen und Schließen der Ventile zu erzielen. Die schnellen Schaltprozesse der Ventile ermöglichen somit, dass die angesaugte Luftmasse erhöht werden kann. Durch eine Anpassung der Steuerzeiten ist es außerdem möglich, die angesaugte Luftmasse zu regulieren. Dies ermöglicht eine Regelung der Luftmasse in einem begrenzten Arbeitsbereich. Die Regelung der Luftmasse kann unter anderem dafür genutzt werden, um ein konstantes mittleres Drehmoment des Verbrennungsmotors zu erzeugen. Im Folgenden soll in Abschnitt 5.3.1 ein dynamisches Modell erklärt werden, um zu zeigen, wie, mithilfe der elektrischen Maschine, der Ventilhub beeinflusst wird. Anschließend werden die erzeugten Trajektorien in Abschnitt 5.3.2 und die vorgeschlagene Regelungsstruktur in Abschnitt 5.3.3 erläutert und am Ende in Abschnitt 5.3.4 mithilfe von Experimenten validiert.

5.3.1. Dynamisches Model des Ventiltriebs

Der Ventiltrieb des Prototyps besteht aus einer Nockenwelle, welche mithilfe von Stoßstangen und Kipphebeln die Ventile öffnen können (siehe Abb. 5.25).

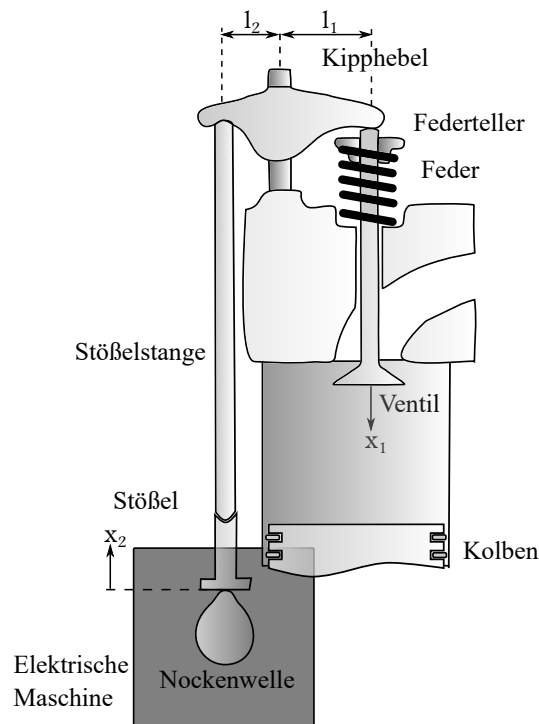


Abbildung 5.25. – Schematischer Aufbau des verwendeten Ventiltriebs

Zur analytischen Nachbildung des mechanischen Systems wurde ein Feder-Masse-System zweiter Ordnung verwendet. Ein komplexeres Modell wurde nicht verwendet, weil ermittelt wurde, dass in dem möglichen Drehzahlbereich die Ventile sich nicht vom Kipphebel lösen können [98]. Aus diesem Grund kann der Ventilhub in Abhängigkeit vom Nockenwellenwinkel $x_1 = f(\varphi_{NW})$ kinematisch beschrieben werden. Der

Ventilhub wurde mithilfe eines hoch genauen Messsystems, in Abhängigkeit vom Nockenwellenwinkel, gemessen und mithilfe einer Fourierreihe angenähert.

$$x_1 = \begin{cases} 0 & \text{if } \varphi_{cl} \leq \varphi_{NW} \leq \varphi_{op} \\ \sum_{j=1}^5 a_j \cdot \sin(b_j \cdot \varphi_{NW} + c_j) & \text{else} \end{cases} \quad (5.22)$$

$$\dot{x}_1 = \begin{cases} 0 & \text{if } \varphi_{cl} \leq \varphi_{NW} \leq \varphi_{op} \\ \sum_{j=1}^5 a_j b_j \omega_{NW} \cdot \cos(b_j \cdot \varphi_{NW} + c_j) & \text{else} \end{cases} \quad (5.23)$$

Die angenäherte Fourierreihe sollte so gewählt werden, dass sie stetig differenzierbar im Bereich von $\varphi_{op} \leq \varphi_{NW} \leq \varphi_{cl}$ ist. Die gewählten Parameter a_j , b_j und c_j sind in der Tabelle 5.1 aufgelistet. Der Auslassventilhub wurde um 99° verschoben. Die Ventilhubnäherung wurde in Abb. 5.26 für das Ein- und Auslassventil dargestellt.

	1	2	3	4	5
a_j in [mm]	3.455	2.181	1.539	0.204	0.183
b_j in [–]	1.134	3.950	4.305	9.106	9.471
c_j in [rad]	0.597	-1.812	1.020	-2.886	-0.00132

Tabelle 5.1. – Parameter des Verbrennungsmotors

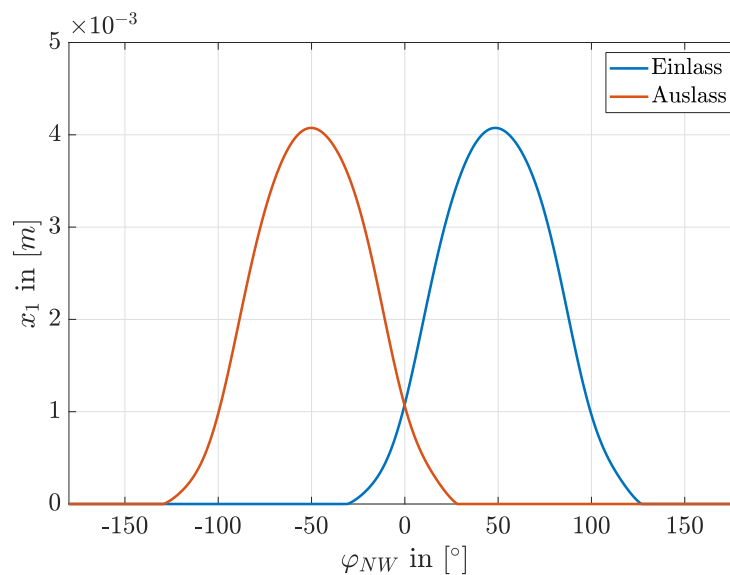


Abbildung 5.26. – Genäherter Ventilhub vom Ein- und Auslassventil über den Nockenwellenwinkel φ_{NW}

Die Ventile bewegen sich nur, wenn die Nocken auf die Stößel treffen. Dies geschieht innerhalb des Winkelbereichs φ_{op} bis φ_{cl} . Andernfalls bewegen sich die Ventile nicht und der zurückgelegte Weg und dessen Ableitungen sind null. Durch die Annäherung des Ventilhubes über den Winkel ist es möglich, analytisch die translatorische Geschwindigkeit \dot{x}_1 (5.23) und Beschleunigung \ddot{x}_1 zu berechnen.

Es wird angenommen, dass die einzelnen Komponenten sehr steif und immer Kontakt zu den benachbarten Komponenten stehen [99]. Mit dieser Annahme können die ventileseitigen Massen zu einer translatorisch bewegten Masse vereinfacht werden.

$$m_1 = m_V + m_H + m_F \quad (5.24)$$

Zu diesen Massen zählen die Ventilmasse m_V , die Federmasse m_F , die Masse vom Federteller und Keile m_H . Das Massenträgheitsmoment des Kipphebels J_K ist sehr klein und wird im Folgenden vernachlässigt. Die bewegte Masse m_2 , bezogen auf die Nockenwelle, ist die Summe aus der Stößelmasse m_S und der Stößelstangenmasse m_{SS} .

$$m_2 = m_S + m_{SS} \quad (5.25)$$

Zur Betätigung der Ventile müssen die Ventile beschleunigt werden, die Federvorspannkraft und die Kraft durch den Zylinderdruck p_{Zyl} auf dem Ventil überwunden werden. Das Auslassventil wird am Ende des Expansionstakts geöffnet, weshalb die Kraft durch den Zylinderdruck gering ist. Auf dem Einlassventil wirkt hingegen kaum eine Kraft durch den Zylinderdruck, da der Zylinderdruck sich nach dem Auslassöffnen abgebaut hat. Nach dem Öffnen des Auslassventils stellt sich bei dem verwendeten Prototypen der Umgebungsdruck ein und somit muss das Einlassventil keine Kraft zur Überwindung der Gaskraft aufbringen. Des Weiteren ist die Ventilfläche A_{Val} klein, wodurch die resultierende Kraft im Vergleich zu den Massen- und Federkräften, klein ist. Die Kraft auf dem Kipphebel, welche auf der Seite des Ventils wirkt, ergibt sich zu:

$$F_1 = k_S(x_1 + x_{pre}) + m_1\ddot{x}_1 + p_{Zyl}A_{Val}, \quad (5.26)$$

wo k_s die Federsteifigkeit der Feder und x_{pre} der vorgespannte Federweg ist. Mithilfe der Kipphebelübersetzung $\iota = \frac{l_1}{l_2}$ und der Massenkräfte aus m_2 , lässt sich die übertragende Kraft vom Stößel F_C berechnen.

$$F_C = F_1\iota + m_2\ddot{x}_2 \quad (5.27)$$

Durch die Substitution von (5.26) in (5.27) und der Kipphebelübersetzung $x_2 = \iota \cdot x_1$ resultiert:

$$F_C = \left(k_S \left(x_2 + \frac{x_{pre}}{\iota} \right) + m_1\ddot{x}_2 + p_{Zyl}A_{Val} \right) \iota^2 + m_2\ddot{x}_2 \quad (5.28)$$

Wenn man weiterhin annimmt, dass die Verluste, verglichen zur übertragenen mechanischen Leistung, gering sind, so kann man das wirkende Drehmoment M_C (resultierend durch die Wirkung von einem Ventil auf der Nockenwelle) in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit, der Stößelgeschwindigkeit und der Stößelkraft berechnen.

$$M_C = \frac{F_C \dot{x}_2}{\omega_{NW}} \quad (5.29)$$

Die Geschwindigkeit \dot{x}_2 kann wiederum mit (5.23) und der Übersetzung ι berechnet werden. Dies vereinfacht die Drehmomentberechnung zu:

$$M_C = \begin{cases} 0 & \text{if } \varphi_{cl} \leq \varphi_{NW} \leq \varphi_{op} \\ F_C \cdot \iota \sum_{j=1}^5 a_j b_j \cdot \cos(b_j \cdot \varphi_{NW} + c_j) & \text{else} \end{cases} \quad (5.30)$$

Das gesamte Drehmoment an der Nockenwelle M_{Cam} resultiert aus der Überlagerung vom Drehmoment aus dem Einlass- $M_{C,In}$ und Auslassventil $M_{C,Out}$ (vgl. (5.31)). Beide können mithilfe von (5.24) bis (5.30) berechnet werden.

$$M_{Cam} = M_{C,In} + M_{C,Out} \quad (5.31)$$

Das aufgebrachte Drehmoment von der elektrischen Maschine hat hierbei das abgegebene Drehmoment von der Nockenwelle zu überwinden und das System zu beschleunigen.

$$J \cdot \ddot{\varphi}_{NW} = M_{EM} - M_{Cam} \quad (5.32)$$

Das resultierende Massenträgheitsmoment J beinhaltet die Massenträgheit von der elektrischen Maschine und der Nockenwelle. Das hergeleitete dynamische Modell wurde anschließend genutzt, um die entwickelten Trajektorien innerhalb einer Simulationsumgebung vor den experimentellen Versuchen zu testen.

5.3.2. Trajektorien Generierung

Ziel ist es für einen gewünschten Ventilhubverlauf, die entsprechende Trajektorie für die Nockenwelle zu generieren und auf die Regelung zu schalten. Hierfür werden im Folgenden verschiedene Trajektorienverläufe beschrieben und in Abschnitt 5.3.3 gezeigt, mit welcher Regelungsstruktur diese Trajektorien umgesetzt werden können.

Durch die Variation der Ventilsteuerzeiten verändert sich das strömungsdynamische Verhalten der Luftmassen. Im Folgenden werden drei verschiedene Trajektoriengenerierungen vorgestellt, mit denen unterschiedliche Effekte erzielt werden konnten.

Methode 1 - Verschiebung der Einlassschließ- und Auslassöffnungszeit

Durch die Variation der Winkelgeschwindigkeit innerhalb der vier Takte $\Delta\varphi_{KW} = 720^\circ$ können verschiedene Ventilsteuerzeiten erreicht werden. Einige Verläufe sind hierfür in Abb. 5.27 dargestellt.

Hierbei entspricht die grüne Kurve einem unbeeinflussten Betrieb der Ventile, d.h. die Nockenwellendrehzahl wird während der Umdrehung nicht geändert. Wenn die Nockenwellendrehzahl verringert wird, erhöht sich die Öffnungszeit des Ventils (vgl. rote Kurve zwischen $\varphi_{KW} = 0-200^\circ$ in der Abb. 5.27). Wird die Nockenwelle hingegen beschleunigt, wenn die Ventile geöffnet sind, so verkürzen sich die Öffnungszeiten

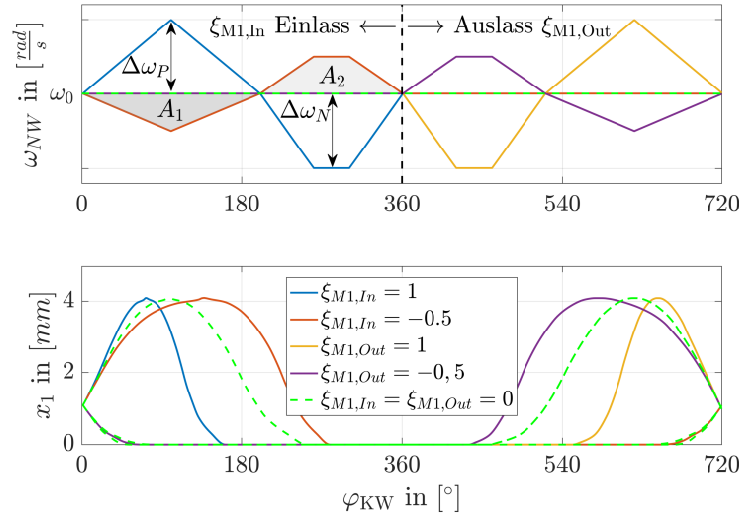


Abbildung 5.27. – Nockenwellengeschwindigkeit und die Auswirkung auf den Ventilhub

(vgl. blaue Kurve zwischen $\varphi_{KW} = 0\text{--}200^\circ$ in der Abb. 5.27). Durch die Variation der Drehzahl des Nockenwellenmotors muss trotzdem gewährleistet sein, dass die Ventilbetätigung synchron zur Kolbenposition ist. Vor allem darf die Periodendauer von der Nockenwelle T_{NW} nicht von der Periodendauer des Kolbens abweichen.

$$T_{NW} = \frac{2\pi}{\omega_0}, \quad \omega_0 = \frac{\omega_{KW}}{2} \quad (5.33)$$

Die Periodenzeit ist hierbei indirekt proportional zur mittleren Nockenwellenwinkelgeschwindigkeit ω_0 . Das heißt, sobald die Nockenwellendrehzahl ω_{NW} erhöht wird, innerhalb eines Zyklus, so verringert sich die Periodendauer des Prozesses und vice versa. Um die Periodendauer konstant zu halten, so dass (5.33) weiterhin gilt, muss also wenn in einem Abschnitt die Nockenwellendrehzahl erhöht wird, in einem anderen Bereich die Nockenwellendrehzahl unter der mittleren Drehzahl verringert werden. Grafisch kann man dies erläutern, indem die Fläche über und unter ω_0 gleich bleibt (z.B. Fläche $A_1 = A_2$ in Abb. 5.27). Um die Berechnungen so einfach wie möglich zu halten, wird der Nockenwellendrehzahlanstieg abschnittsweise als konstant angesehen.

Um die Steuerzeiten vom Einlass- und Auslassventil unabhängig zu beeinflussen, ist die Nockenwellendrehzahlvariation in zwei Teilen separiert vgl. Abb. 5.27. Der Schnittpunkt des Einlass- und des Auslassventilhubs lag bei diesem System bei $\varphi_{KW} = 720^\circ = 0^\circ$, welcher im Folgenden konstant gehalten wird. Durch Variation des Schnittpunkts ändert sich der Winkelbereich, in dem die Ventilüberschneidung auftritt. Die Ventilüberschneidung kann genutzt werden, um eine interne Abgasrückführung zu realisieren, was in dieser Dissertation nicht weiter betrachtet werden soll. Der Schnittpunkt zwischen Einlass- und Auslassventil hängt konstruktiv von der Nockenwelle ab. Der Schnittpunkt bezogen auf den Kurbelwinkel kann beliebig verschoben werden. Wenn die Ventilüberschneidung variabel angepasst werden müsste, so ist für jedes Ventil eine separate Nockenwelle und Aktuator erforderlich, worauf

im Folgenden verzichtet werden soll. Durch die Festlegung eines konstanten Punktes können die Abschnitte zur Steuerzeitenvariation wie folgt gewählt werden:

- $\varphi_{KW} = 0\text{--}360^\circ$ Variation der Steuerzeiten des Einlassventils
- $\varphi_{KW} = 360\text{--}720^\circ$ Variation der Steuerzeiten des Auslassventils

Um den Anstieg der Geschwindigkeitstrajektorien anzupassen, um somit die Steuerzeiten zu verändern, wurde der Faktor ξ_{M1} im Bereich von $-1 \leq \xi_{M1} \leq 1$ definiert.

$$\omega(\varphi_{KW}) = \frac{\omega_{KW}}{2} + \xi_{M1} \cdot g(\varphi_{KW}) \quad (5.34)$$

Zur unabhängigen Variation der Steuerzeiten vom Ein- und Auslassventil wurden die zwei Faktoren $\xi_{M1,In}$ und $\xi_{M1,Out}$ eingeführt. Die jeweiligen Faktoren können pro Zyklus einmal geändert werden und können die Nockenwellendrehzahltrajektorien in den genannten Bereichen anpassen. Für das Einlassventil kann das $g_{M1,In}$ wie folgt beschrieben werden:

$$g_{M1,In} = \begin{cases} \frac{3}{5}k_\alpha \cdot \frac{\varphi_{KW}}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [0^\circ, 100^\circ), \\ -\frac{3}{5}k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW}-100^\circ)}{\omega_{KW}} + \frac{\Delta\omega_P}{\xi_{M1,In}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [100^\circ, 200^\circ), \\ -k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW}-200^\circ)}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [200^\circ, 260^\circ), \\ -\frac{\Delta\omega_N}{\xi_{M1,In}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [260^\circ, 300^\circ), \\ k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW}-300^\circ)}{\omega_{KW}} - \frac{\Delta\omega_N}{\xi_{M1,In}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [300^\circ, 360^\circ), \\ 0 & , \varphi_{KW} \text{ in } [360^\circ, 720^\circ), \end{cases} \quad (5.35)$$

Für das Auslassventil kann das $g_{M1,Out}$ wie folgt beschrieben werden:

$$g_{M1,Out} = \begin{cases} 0 & , \varphi_{KW} \text{ in } [0^\circ, 360^\circ), \\ -k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW}-360^\circ)}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [360^\circ, 420^\circ), \\ -\frac{\Delta\omega_N}{\xi_{M1,Out}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [420^\circ, 460^\circ), \\ k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW}-460^\circ)}{\omega_{KW}} - \frac{\Delta\omega_N}{\xi_{M1,Out}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [460^\circ, 520^\circ), \\ \frac{3}{5}k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW}-520^\circ)}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [520^\circ, 620^\circ), \\ -\frac{3}{5}k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW}-620^\circ)}{\omega_{KW}} + \frac{\Delta\omega_P}{\xi_{M1,Out}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [620^\circ, 720^\circ), \end{cases} \quad (5.36)$$

Hierbei entspricht $k_\alpha = \frac{\alpha_{max} \cdot 4\pi}{720^\circ}$ einer Konstanten, die abhängig von der maximal möglichen Beschleunigung des Systems ist. Die Variable α_{max} hat die Einheit $\frac{rad}{s^2}$ während der Winkel φ_{KW} in $[\circ]$ eingesetzt wurde. $\Delta\omega_N$ ist die maximal negative und $\Delta\omega_P$ die maximal positive Nockenwellendrehzahländerung, bezogen auf die Grunddrehzahl. Die maximale positive Nockenwellendrehzahländerung $\Delta\omega_P$ für das Einlassventil stellt sich am Punkt von $\varphi_{KW} = 100^\circ$ und für das Auslassventil bei $\varphi_{KW} = 620^\circ$ ein. Sie lässt sich mit $\Delta\omega_P = \frac{3}{5}k_\alpha \cdot \frac{100^\circ}{\omega_{KW}}$ berechnen. Die maximale negative Nockenwellendrehzahländerung $\Delta\omega_N$ des Einlassventils stellt sich am Punkt von $\varphi_{KW} = 260^\circ$ und beim Auslassventil zum Punkt $\varphi_{KW} = 420^\circ$ ein. Sie lässt sich mit $\Delta\omega_N = k_\alpha \cdot \frac{60^\circ}{\omega_{KW}}$ berechnen. Die maximale Beschleunigung hängt maßgeblich durch die Belastbarkeit der elektrischen Maschine und von dem Massenträgheitsmoment des Systems ab. Wenn man von einer PMSM ausgeht, mit einem maximal möglichen Spitzenstrom $i_{q,max}$ und bei Vernachlässigung des Widerstandsmoment

von der Nockenwelle M_{Cam} , so ergibt sich die maximale Beschleunigung α_{max} wie folgt:

$$\alpha_{max} \approx \frac{\frac{3}{2}\psi_{PM} \cdot p \cdot i_{q,max}}{J} \quad (5.37)$$

Wenn α_{max} sehr groß wird, so ist es möglich, dass sich negative Nockenwellendrehzahlen erreichen lassen könnten. Die Drehrichtungsänderung würde nur zusätzliche Verluste erzeugen und keinen praktischen Nutzen für den Prozess haben. Um dies zu verhindern, wurde die maximale Beschleunigung während des Betriebs begrenzt. Die Trajektorie für das Auslassventil ergibt sich aus der Spiegelung der genannten Funktionen in (5.35) um die Achse $\varphi_{KW} = 720^\circ$.

Methode 2 - schnelles Ventilöffnen- und schließen ohne Phasenverschiebung

Neben der Verschiebung des Öffnungszeitpunktes des Auslassventils und des Schließzeitpunktes des Einlassventils, ist es möglich zu beeinflussen, wie schnell die einzelnen Ventile öffnen. Zur Ermöglichung eines schnellem Öffnen und Schließen der Ventile wird der Nockenwellendrehzahlverlauf in Abb. 5.28 vorgeschlagen.

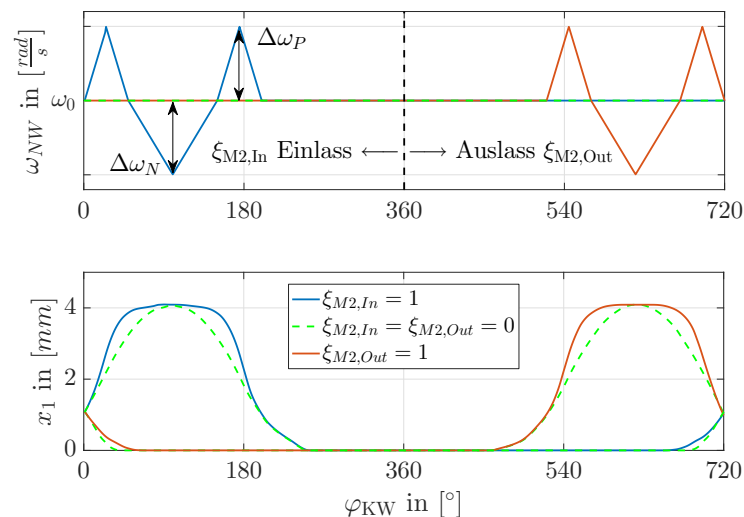


Abbildung 5.28. – Soll-drehzahlverlauf der Nockenwelle zur Erzielung schnellen Öffnen und Schließen der Ventile

Schnelles Öffnen der Ventile tritt genau dann auf, wenn der Ventilhubverlauf nahezu eine rechteckige Form annimmt. Um diese Form zu generieren, ist es erforderlich das Ventilöffnen und - schließen mit möglichst hohen Nockenwellendrehzahlen und die Haltephase mit möglichst kleinen Nockenwellendrehzahlen zu erzeugen. Auch bei diesen Verläufen muss darauf geachtet werden, dass die Flächen zwischen der Grunddrehzahl ω_0 identisch sind, um eine Synchronisierung von der Nockenwelle zur Kolbenbewegung zu ermöglichen. Die Trajektorienvariation ist hierbei mithilfe

von ξ_{M2} im Bereich von $0 \leq \xi_{M2} \leq 1$ möglich. Die mathematische Beschreibung der Funktion $g_{M2,In}$ ergibt sich wie folgt:

$$g_{M2,In} = \begin{cases} k_{\alpha} \cdot \frac{\varphi_{KW}}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [0^{\circ}, 25^{\circ}), \\ -k_{\alpha} \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 25^{\circ})}{\omega_{KW}} + \frac{\Delta\omega_P}{\xi_{M2,In}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [25^{\circ}, 50^{\circ}), \\ -\frac{1}{2} k_{\alpha} \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 50^{\circ})}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [50^{\circ}, 100^{\circ}), \\ \frac{1}{2} k_{\alpha} \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 100^{\circ})}{\omega_{KW}} - \frac{\Delta\omega_N}{\xi_{M2,In}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [100^{\circ}, 150^{\circ}), \\ k_{\alpha} \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 150^{\circ})}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [150^{\circ}, 175^{\circ}), \\ -k_{\alpha} \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 175^{\circ})}{\omega_{KW}} + \frac{\Delta\omega_P}{\xi_{M2,In}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [175^{\circ}, 200^{\circ}), \\ 0 & , \varphi_{KW} \text{ in } [200^{\circ}, 720^{\circ}), \end{cases} \quad (5.38)$$

Die Funktion für das Auslassventil $g_{M2,Out}$ ergibt sich zu:

$$g_{M2,Out} = \begin{cases} 0 & , \varphi_{KW} \text{ in } [0^{\circ}, 520^{\circ}), \\ k_{\alpha} \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 520^{\circ})}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [520^{\circ}, 545^{\circ}), \\ -k_{\alpha} \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 545^{\circ})}{\omega_{KW}} + \frac{\Delta\omega_P}{\xi_{M2,Out}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [545^{\circ}, 570^{\circ}), \\ -\frac{1}{2} k_{\alpha} \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 570^{\circ})}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [570^{\circ}, 620^{\circ}), \\ \frac{1}{2} k_{\alpha} \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 620^{\circ})}{\omega_{KW}} - \frac{\Delta\omega_N}{\xi_{M2,Out}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [620^{\circ}, 670^{\circ}), \\ k_{\alpha} \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 670^{\circ})}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [670^{\circ}, 695^{\circ}), \\ -k_{\alpha} \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 695^{\circ})}{\omega_{KW}} + \frac{\Delta\omega_P}{\xi_{M2,Out}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [695^{\circ}, 720^{\circ}), \end{cases} \quad (5.39)$$

Die maximale positive Nockenwelldrehzahländerung $\Delta\omega_P$ für das Einlassventil stellt sich am Punkt von $\varphi_{KW} = 25^{\circ}$ und für das Auslassventil bei $\varphi_{KW} = 545^{\circ}$ ein. Sie lässt sich mit $\Delta\omega_P = k_{\alpha} \cdot \frac{25^{\circ}}{\omega_{KW}}$ berechnen. Die maximale negative Nockenwelldrehzahländerung $\Delta\omega_N$ des Einlassventils stellt sich am Punkt von $\varphi_{KW} = 100^{\circ}$ und beim Auslassventil zum Punkt $\varphi_{KW} = 620^{\circ}$ ein. Sie lässt sich mit $\Delta\omega_N = \frac{1}{2} k_{\alpha} \cdot \frac{50^{\circ}}{\omega_{KW}}$ berechnen.

Methode 3 - schnelles Ventilöffnen und -schließen zur Vermeidung von Luft-rückströmungen

Die Kombination aus der Methode 1 und Methode 2 ermöglicht es, die Ventile schnell zu Öffnen und zu Schließen und ermöglicht gleichzeitig eine Phasenverschiebung zur Reduktion des Luftmassenrückstroms in den Einlass. Dieses Verfahren ist beispielhaft dargestellt in Abb. 5.29.

Die mathematische Beschreibung der Einlassventiltrajektorie (5.41) ergibt sich wie

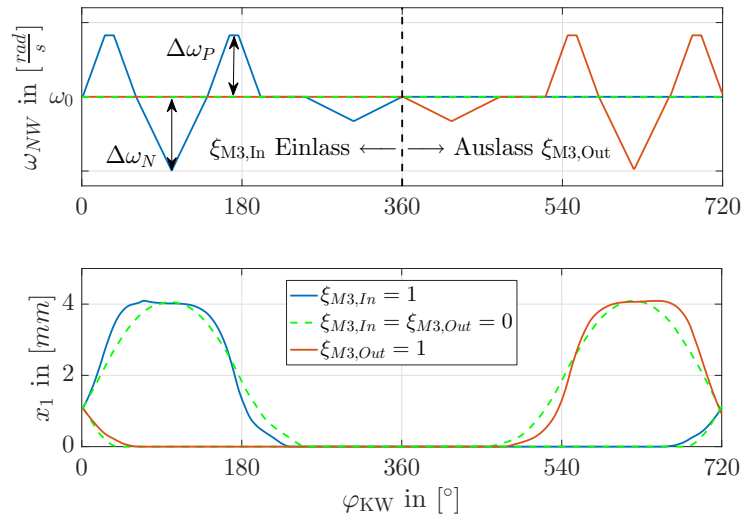


Abbildung 5.29. – Nockenwellendrehzahl zur Erzielung eines schnellen Öffnen und Schließens der Ventile und einer Phasenverschiebung der Steuerzeiten zur Reduktion des Luftmassenrückstroms

folgt:

$$g_{M3,In} = \begin{cases} k_\alpha \cdot \frac{\varphi_{KW}}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [0^\circ, 25^\circ), \\ \frac{\Delta\omega_P}{\xi_{M3,In}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [25^\circ, 35^\circ), \\ -k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW}-35^\circ)}{\omega_{KW}} + \frac{\Delta\omega_P}{\xi_{M3,In}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [35^\circ, 60^\circ), \\ -\frac{3}{4} k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW}-60^\circ)}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [60^\circ, 100^\circ), \\ \frac{3}{4} k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW}-100^\circ)}{\omega_{KW}} - \frac{\Delta\omega_N}{\xi_{M3,In}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [100^\circ, 140^\circ), \\ k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW}-140^\circ)}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [140^\circ, 165^\circ), \\ \frac{\Delta\omega_P}{\xi_{M3,In}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [165^\circ, 175^\circ), \\ -k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW}-175^\circ)}{\omega_{KW}} + \frac{\Delta\omega_P}{\xi_{M3,In}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [175^\circ, 200^\circ), \\ 0 & , \varphi_{KW} \text{ in } [200^\circ, 250^\circ), \\ -\frac{2}{11} k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW}-250^\circ)}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [250^\circ, 305^\circ), \\ \frac{2}{11} k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW}-305^\circ)}{\omega_{KW}} - \frac{1}{3} \frac{\Delta\omega_N}{\xi_{M3,In}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [305^\circ, 360^\circ), \\ 0 & , \varphi_{KW} \text{ in } [305^\circ, 360^\circ), \end{cases} \quad (5.40)$$

(5.41)

Die mathematische Beschreibung der Auslassventiltrajektorie (5.42) ergibt sich wie folgt:

$$g_{M3,Out} = \begin{cases} 0 & , \varphi_{KW} \text{ in } [0^\circ, 360^\circ), \\ -\frac{2}{11} k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 360^\circ)}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [360^\circ, 415^\circ), \\ \frac{2}{11} k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 415^\circ)}{\omega_{KW}} - \frac{1}{3} \frac{\Delta\omega_N}{\xi_{M3,Out}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [415^\circ, 470^\circ), \\ 0 & , \varphi_{KW} \text{ in } [470^\circ, 520^\circ), \\ k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 520^\circ)}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [520^\circ, 545^\circ), \\ \frac{\Delta\omega_P}{\xi_{M3,Out}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [545^\circ, 555^\circ), \\ -k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 555^\circ)}{\omega_{KW}} + \frac{\Delta\omega_P}{\xi_{M3,Out}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [555^\circ, 580^\circ), \\ -\frac{3}{4} k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 580^\circ)}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [580^\circ, 620^\circ), \\ \frac{3}{4} k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 620^\circ)}{\omega_{KW}} - \frac{\Delta\omega_N}{\xi_{M3,Out}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [620^\circ, 660^\circ), \\ k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 660^\circ)}{\omega_{KW}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [660^\circ, 685^\circ), \\ \frac{\Delta\omega_P}{\xi_{M3,Out}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [685^\circ, 695^\circ), \\ -k_\alpha \cdot \frac{(\varphi_{KW} - 695^\circ)}{\omega_{KW}} + \frac{\Delta\omega_P}{\xi_{M3,Out}} & , \varphi_{KW} \text{ in } [695^\circ, 720^\circ), \end{cases} \quad (5.42)$$

Die maximale positive Nockenwellendrehzahländerung $\Delta\omega_P$ für das Einlassventil stellt sich an den Punkten $\varphi_{KW} = 25^\circ$ und $\varphi_{KW} = 165^\circ$ und für das Auslassventil bei $\varphi_{KW} = 545^\circ$ und $\varphi_{KW} = 685^\circ$ ein. Sie lässt sich mit $\Delta\omega_P = k_\alpha \cdot \frac{25^\circ}{\omega_{KW}}$ berechnen. Die maximale negative Nockenwellendrehzahländerung $\Delta\omega_N$ des Einlassventils stellt sich am Punkt von $\varphi_{KW} = 100^\circ$ und beim Auslassventil zum Punkt $\varphi_{KW} = 620^\circ$ ein. Sie lässt sich mit $\Delta\omega_N = \frac{3}{4} k_\alpha \cdot \frac{40^\circ}{\omega_{KW}}$ berechnen.

5.3.3. Vorgeschlagene Regelungsstruktur

Die entwickelten Trajektorien können auf Versuchsstände angewendet werden, wo die Nockenwelle entkoppelt von der Kolbenposition betrieben werden kann. Das heißt die Umsetzung ist beim Freikolbenmotor Versuchsstand in Abschnitt 3.1.3 oder bei konventionellen Verbrennungsmotoren, wo die Kurbelwelle mechanisch entkoppelt von der Nockenwelle betrieben werden kann, möglich. Da die Kurbelwelle häufiger bei Verbrennungsmotoren genutzt wird, wird im Folgenden die Winkelgeschwindigkeit als ω_{KW} und der Winkel als φ_{KW} bezeichnet. Das System wird verallgemeinert beschrieben als ob eine Kurbelwelle vorhanden wäre. Durch die Entkopplung der Nockenwelle von der Kurbelwelle, muss die Position der Nockenwelle geregelt werden, um einen synchronen Verlauf zu ermöglichen. Aus diesem Grund ist eine kaskadierte Regelungsstruktur realisiert [100] und in Abb. 5.30 dargestellt.

Die verwendete Regelungsstruktur ist sehr ähnlich zu der in Abb. 2.12. Der Nockenwellenaktuator ist eine PMSM, welche feldorientiert geregelt wird (siehe Abschnitt 2.1).

Der äußere Regelkreis besteht aus einem Drehzahl- und Positionsregler. Die Reglerauslegung ist ähnlich zu [101][26] und wurde bereits beschrieben ab Abschnitt 2.1.3. Der Nockenwellenwinkel φ_{NW}^* , die vorgesteuerte Nockenwellenwinkelgeschwindigkeit $\omega_{NW,t}$ und die vorgesteuerte Nockenwellenwinkelbeschleunigung $\alpha_{NW,t}$ werden in

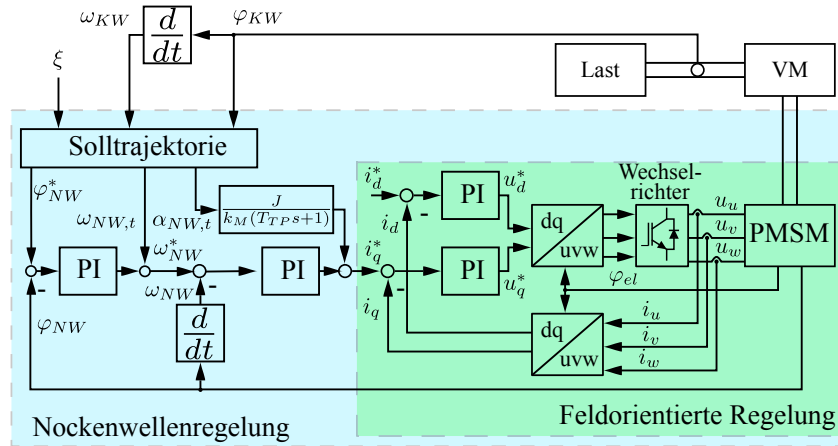


Abbildung 5.30. – Schematische Darstellung der vorgeschlagenen Regelungsstruktur

Abhängigkeit von der gewählten Trajektorienmethode, der Kurbelwinkelgeschwindigkeit ω_{KW} , dem Kurbelwinkel φ_{KW} und der benötigten Phasenverschiebung ξ berechnet. Die Beschleunigung kann mithilfe von (5.32) und (2.26) zu einem vorsteuerbaren Strom $i_{q,t}$ umgerechnet werden. Weiterhin wurde ein Filter mit einer kleinen Zeitkonstante genutzt, um die eingprägten Stromvorgaben zu dämpfen und das mechanische System zu schützen. Die berechneten Sollwerte können wiederum wie folgt ausgedrückt werden:

$$\varphi_{NW}^* = \frac{\varphi_{KW}}{2} + \xi \cdot \int g(\varphi_{KW}) dt \quad (5.43)$$

$$\omega_{NW,t} = \frac{\omega_{KW}}{2} + \xi \cdot g(\varphi_{KW}) \quad (5.44)$$

$$\alpha_{NW,t} = \xi \cdot \frac{d(g(\varphi_{KW}))}{dt} \quad (5.45)$$

wobei $\frac{d(g(\varphi_{KW}))}{dt}$ und $\int g(\varphi_{KW}) dt$ analytisch berechnet werden können. Der Ausdruck $\int g(\varphi_{KW}) dt$ setzt sich aus der Summe der Einlass- und Auslasssteuerungsfunktion der gewählten Methode zusammen. Durch die Entkopplung der Nockenwelle von der Kurbelwelle ist es möglich die Verfahren aus den Abb. 5.27, 5.28 und 5.29 zu realisieren.

Die erste Methode soll genutzt werden, um die Auslassöffnungs- und Einlassschließzeiten mithilfe von $\xi_{M1,Out}$ und $\xi_{M1,In}$ zu verändern. Hierdurch verändern sich die effektiv nutzbare Luftdurchströmfläche und somit ist ein Einfluss auf die Füllung des Zylinders möglich. Der Zusammenhang zwischen Luftmassendurchfluss, Kurbelwellendrehzahl und Steuerzeitkoeffizient $\xi_{M1,In}$ wurde experimentell, mithilfe eines Luftmassenmessers bestimmt. Die Ergebnisse sind in Abb. 5.31 dargestellt.

Es ist ersichtlich, dass der Luftmassenstrom \dot{m}_{O_2} von der Winkelgeschwindigkeit und dem Steuerzeitkoeffizient abhängig ist. Der maximale Luftmassendurchfluss ist bei $\xi_{M1,In} = 0,25$ erreicht. In diesem Punkt schließt das Einlassventil ungefähr

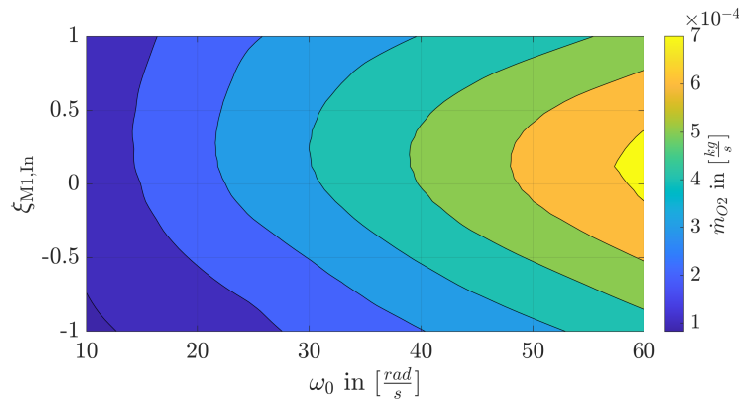


Abbildung 5.31. – Einlassluftmassenstrom in Abhängigkeit von ω_0 und $\xi_{M1,In}$ mit Methode 1

beim unteren Totpunkt (UT) des Verbrennungsmotors. Wenn um diesen Punkt die Steuerzeiten verändert werden, so reduziert sich der Luftmassenstrom. Hierdurch ist es möglich, den Luftmassenstrom nicht nur durch die Grunddrehzahl ω_0 , sondern auch mithilfe des Steuerzeitkoeffizienten zu beeinflussen. Es soll weiterhin gezeigt werden, dass der Luftmassenstrom in einem bestimmten Arbeitsbereich (siehe Abb. 5.31) geregelt werden kann, ohne dabei die Grunddrehzahl zu verändern. Durch die Variation des Steuerzeitkoeffizienten wird unter anderem der Nockenwellendrehzahlverlauf berechnet, der es ermöglicht innerhalb der vier Takte die Ventiltrajektorie zu verändern.

Wenn es möglich ist den Luftmassenstrom zu regeln, so ist es möglich eine konstante Aufladung des Verbrennungsmotors und somit auch ein konstantes abgegebenes Drehmoment zu gewährleisten. Störungen für das System könnten z.B. eine höhenabhängige Luftdichtenänderung sein. Der Massendurchfluss in Abb. 5.31 zeigt ein nicht monoton steigendes Systemverhalten, weshalb das System nicht linear ist. Ein weiteres Problem ist, dass es nicht eindeutig invertierbar ist und somit nicht eindeutig jedem Massendurchfluss eine Kurbelwellendrehzahl / Grunddrehzahl und einem Steuerzeitkoeffizient zugeordnet werden kann. Aus diesem Grund wurde ein Arbeitsbereich gewählt, der eindeutig zu geordnet werden kann.

Im Allgemeinen bedeutet eine Änderung der Steuerzeiten auch, dass sich das thermodynamische Verhalten ändert. Hierfür existieren Forschungsergebnisse, welche unter anderem in [102] dargestellt sind. Wenn die Steuerzeiten soweit verschoben werden, dass die Einlassschließzeit später als der UT ($\varphi_{In,cl} > 180^\circ$) liegt, nennt man dies einen Atkinson Zyklus und wenn er vor dem UT ($\varphi_{In,cl} < 180^\circ$) liegt wird der Prozess als Miller Zyklus bezeichnet. Das $p_{Zyl}-V$ Diagramm von beiden Methoden ist beispielhaft ohne Zündung dargestellt in Abb. 5.32. Es wurde sich dafür entschieden, dass die Aufladung mithilfe eines Atkinson Zyklus verändert werden soll. Hierfür wurde der Steuerzeitkoeffizient ξ_{In} im Bereich von -1 und 0 variiert.

Zur Auslegung eines linearen Reglers wird ein lineares Modell benötigt. Eine Möglich-

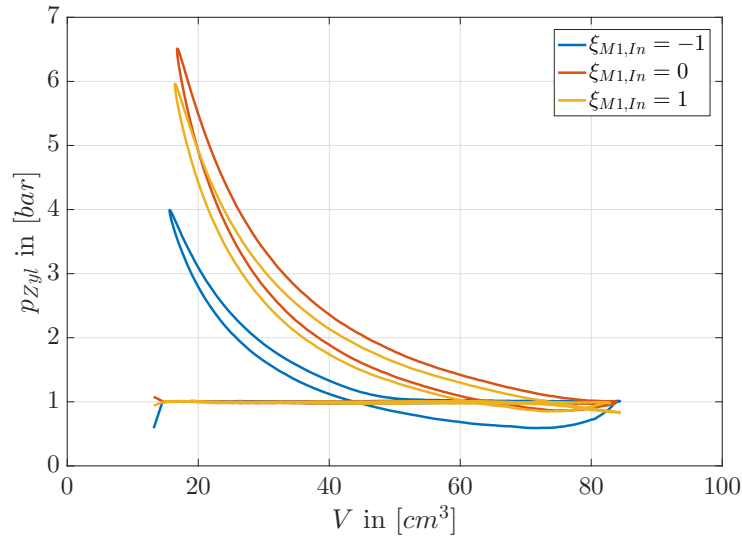


Abbildung 5.32. – p_{Zyl} - V Miller Zyklus(gelb), Konventionell(rot) und Atkinson Zyklus(blau)

keit ist hierfür, das nichtlineare System mithilfe einer Taylor Reihe erster Ordnung im Arbeitspunkt (AP) anzunähern (4.11).

Da der Luftmassenfluss von der Winkelgeschwindigkeit ω_0 und dem Steuerzeitkoeffizient $\xi_{M1,In}$ abhängt, kann er um einen AP wie folgt beschrieben werden:

$$\begin{aligned} \dot{m}_{O2,4T} = \dot{m}_{O2,4T}(AP) + K_{1,\dot{m}} \cdot (\omega_0 - \omega_{0,AP}) \\ + K_{2,\dot{m}} \cdot (\xi_{M1,In} - \xi_{M1,In,AP}) \end{aligned} \quad (5.46)$$

wo $K_{1,\dot{m}} = \left. \frac{d\dot{m}_{O2,4T}}{d\omega_0} \right|_{AP}$, $K_{2,\dot{m}} = \left. \frac{d\dot{m}_{O2,4T}}{d\xi_{M1,In}} \right|_{AP}$ und $\dot{m}_{O2,4T}$ der mittlere Luftmassenstrom über die vier Takte entspricht. Hierbei wurde der Luftmassenstrom aus Abb. 5.31 mit einer linearen Funktion im Bereich von $-1 \leq \xi_{M1,In} \leq 0$ angenähert. Ein vereinfachtes Modell zur Regelung des Luftmassenstroms ist in Abb. 5.33 dargestellt.

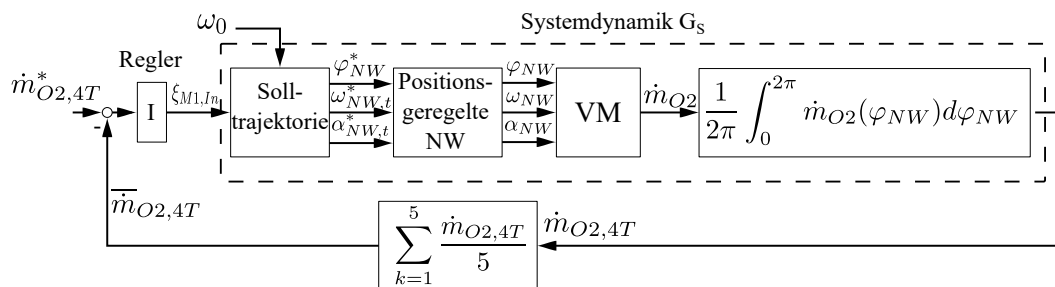


Abbildung 5.33. – Vereinfachtes Modell der Massendurchflussregelung

Der Regler beeinflusst die Nockenwellenbewegung in dem er $\xi_{M1,In}$ verändert. Die Grunddrehzahl wird hierbei nicht verändert, um zu zeigen, dass die Regelung auch

funktioniert, wenn man nur $\xi_{M1,In}$ stellt. Die Größen $\xi_{M1,In}$ und die Grunddrehzahl ω_0 werden hierbei genutzt, um eine Bewegungstrajektorie zu erzeugen, welche mit dem positionsgeregelten System aus Abb. 5.30 abgefahren werden soll. Während des Vier-Takt-Verbrennungsprozesses wird lediglich Luft angesaugt, wenn der Kolben sich in Richtung UT bewegt und das Einlassventil offen ist. Dieser Massenstrom kann somit in Abhängigkeit vom Winkel φ_{NW} beschrieben werden. Um eine Aussage über den gesamten Luftmassenstrom zu erhalten, wird der arithmetische Mittelwert über die vier Takte gebildet $\dot{m}_{O2,4T}$.

Weiterhin muss berücksichtigt werden, dass die Dynamik des äußeren Regelkreises langsamer sein muss, als die des Positionsregelkreis. Dies resultiert daraus, dass man erst einen Ausgangswert erhält, wenn der Zyklus abgeschlossen ist. Hierdurch ist erkennbar, dass die Dynamik des geregelten Systems von der Kurbelwellendrehzahl des Verbrennungsmotors abhängt. Ein weiteres Problem ist, dass der Massendurchflusssensor ein Rauschen auf seinem gemessenen Signal hat, wodurch ein Mittelwertfilter aus fünf Zyklen $\bar{m}_{O2,4T}$ im Rückführungsweig genutzt wurde.

$$\dot{m}_{O2,4T} = \frac{\omega_0}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega_0} \dot{m}_{O2}(\varphi) d\varphi \approx \frac{1}{T_{TP} \cdot s + 1} \cdot \dot{m}_{O2} \quad (5.47)$$

Dieses Verhalten kann mithilfe eines Filters erster Ordnung beschrieben werden.

$$\dot{m}_{O2,4T} \approx \frac{1}{T_{TP} \cdot s + 1} \cdot \dot{m}_{O2} \quad (5.48)$$

Die Filterzeitkonstante wird angenommen zu $T_{TP} = \frac{2\pi}{\omega_0}$. Weiterhin muss genannt werden, dass $\omega_0 = 0 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ eine Singularität für das System ist. Bei der Kurbelwellendrehzahl null ist eine natürlich Aufladung nicht möglich, weshalb es auch aus praktischer Sicht keine Rolle spielt. Generell kann also gesagt werden, dass die Regelung mindestens im Bereich von $\omega_0 \in \Re$ und $\omega_0 > 0 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ beschränkt ist. Weil die Dynamik des Inneren Regelkreises viel schneller ist, als der äußere Regelkreis kann die Regelstrecke wie folgt vereinfacht werden:

$$\bar{m}_{O2,4T}(\varphi = 2\pi) = K_{2,\dot{m}} \cdot \xi_{M1,In} \quad (5.49)$$

Die Übertragungsfunktion des Gesamtsystems kann aus (5.48) und (5.49) berechnet werden.

$$\frac{\bar{m}_{O2,4T}}{\xi_{M1,In}} = \frac{K_{2,\dot{m}}}{T_{TP} \cdot s + 1} \quad (5.50)$$

Für dieses System muss ein Regler ausgelegt werden. Um das System so einfach wie möglich zu halten, wurde sich für ein integral Regler entschieden.

$$\frac{\xi_{M1,In}}{e} = \frac{K_I}{s} \quad (5.51)$$

Mithilfe von (5.52) kann der Regler betragsoptimal ausgelegt werden (siehe Abschnitt 2.1.3).

$$K_I = \frac{1}{K_{2,\dot{m}} \cdot 2 \cdot T_{TP} \cdot c} \quad (5.52)$$

wobei c ein Faktor ist mit dem das Systemverhalten angepasst werden kann. Für die höchst mögliche Dynamik muss $c = 1$ gewählt werden. Die geschlossene Regelstrecke kann beschrieben werden mit:

$$G = \frac{1}{2T_{TP}^2 \cdot s^2 + 2T_{TP} \cdot s + 1} \quad (5.53)$$

Die charakteristischen Größen sind hierbei die Zeitkonstante $\sqrt{2}T_{TP}$ und die Dämpfung $D = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Wenn hierbei die integrale Verstärkung K_I in Abhängigkeit von der Kurbelwellendrehzahl eingestellt wird, so erhalten wir ein System, welches stabil ist, eine konstante Dämpfung hat und dessen Dynamik mit steigender Kurbelwellendrehzahl steigt. Dies kann mithilfe des Pol-Stellendiagramms in Abb. 5.34 dargestellt werden. Die Grenzen dieser Regelungsstruktur liegen an der begrenzten Dynamik

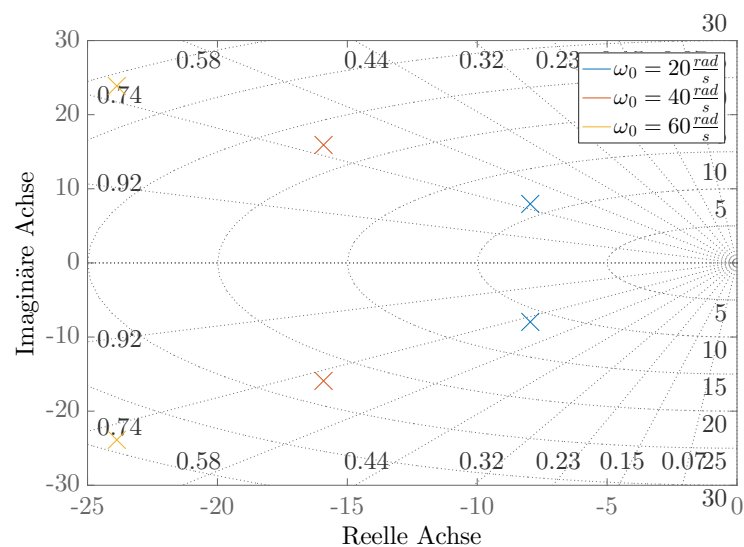


Abbildung 5.34. – Polstellen des geschlossenen Regelkreises

des Massendurchflusssensor und vernachlässigter weiterer thermodynamischer Effekte. Eine weitere mögliche Grenze ist, dass mit steigender Kurbelwellendrehzahl die Anforderungen an die Positionsregelung in gleichen Maßen steigen. Bei steigenden Anforderungen, können unter Umständen hochdynamische Änderungen nicht mehr möglich sein, wodurch ein Regelfehler entsteht.

5.3.4. Experimentelle Ergebnisse

In Abschnitt 5.3.2 werden drei unterschiedliche Trajektoriengenerierungen beschrieben. Die experimentellen Ergebnisse werden im Folgenden näher beschrieben. Genutzt wird hierbei der Versuchsstand aus Abschnitt 3.1.3, welcher ein Verbrennungsmotor mit Kurbelwelle emuliert.

Methode 1 - Verschiebung der Einlassschließ- und Auslassöffnungszeit

Mit dem ersten Modus kann die Einlassschließ- und Auslassöffnungszeit mithilfe von $\xi_{M1,In}$ und $\xi_{M1,Out}$ unabhängig verschoben werden. Zur Einfachheit wird in diesem Abschnitt nur näher auf die Verschiebung der Einlassventilsteuerzeit eingegangen. In der Abb. 5.35 ist die Phasenverschiebung zu drei verschiedenen Arbeitspunkten $\xi_{M1,In} = -1$, $\xi_{M1,In} = 0$ und $\xi_{M1,In} = 1$ zu einer konstanten Grunddrehzahl $\omega_0 = 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ dargestellt.

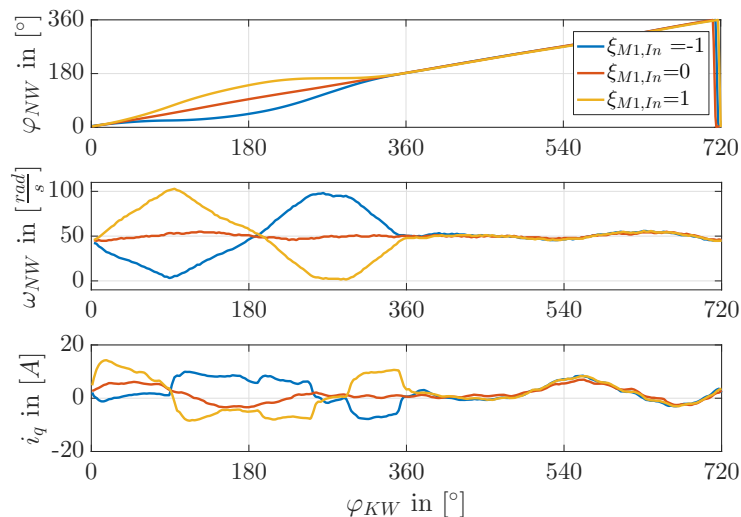


Abbildung 5.35. – Trajektorie der PMSM zur Realisierung unterschiedlicher Ventilhubes zu einer mittleren Nockenwellendrehzahl $\omega_0 = 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$. Der Nockenwellenwinkel, die Nockenwellendrehzahl und der q-Strom ist in Abhängigkeit vom KW-Winkel abgetragen.

Die Abbildung 5.36 zeigt den gemessenen Winkel φ_{NW} , die Winkelgeschwindigkeit ω_{NW} und der Strom i_q des Nockenwellenmotors. Die rote Kurve zeigt hierbei das reguläre Verhalten, wenn man die Nockenwelle ohne Trajektorienaufschaltung betreibt $\xi_{M1,In} = 0$. Der Winkel ist durch die konstante Grunddrehzahl $\omega_0 = \frac{\omega_{KW}}{2} = 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ monoton steigend. Das Drehmoment der elektrischen Maschine M_{EM} muss das Widerstandsmoment, welches durch die Feder und die bewegten Massen entsteht, kompensieren und den Antriebsstrang beschleunigen.

Um Schließzeiten zu realisieren, die früher als die typische Schließzeit liegen sollen, so muss die Trajektorie zu dem gelben Verlauf mithilfe von $\xi_{M1,In} = 1$ geändert werden. Hierbei steigt die Nockenwellendrehzahl bis auf $100 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ an. Dabei wird das Ventil sehr schnell geöffnet und geschlossen. Anschließend wird die Nockenwellendrehzahl reduziert, um die Periodendauer konstant zu halten. Nach einer gewissen Zeit wird die Nockenwellendrehzahl wieder auf die Grunddrehzahl geregelt.

Um wiederum eine Schließzeit zu erzielen, die später als das reguläre Verhalten ist, wird der Steuerzeitkoeffizient z.B. auf $\xi_{M1,In} = -1$ gesetzt. Zu Beginn reduziert sich

die Nockenwellendrehzahl um den Öffnungsvorgang des Einlassventils zu verlangsamen. Die Nockenwellendrehzahl kann hierbei absinken bis ungefähr $\omega_{NW} = 0 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$. Nach einer gewissen Zeit wird die Nockenwellendrehzahl wieder über die Grunddrehzahl erhöht und steigt dabei bis auf $100 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ an. Wenn die Periodendauer konstant gehalten werden kann, wird die Drehzahl wieder auf die Grunddrehzahl gesetzt.

Die Verschiebung der Schließzeit hat Einfluss auf den Luftmassendurchfluss und dies ist dargestellt in Abb. 5.36.

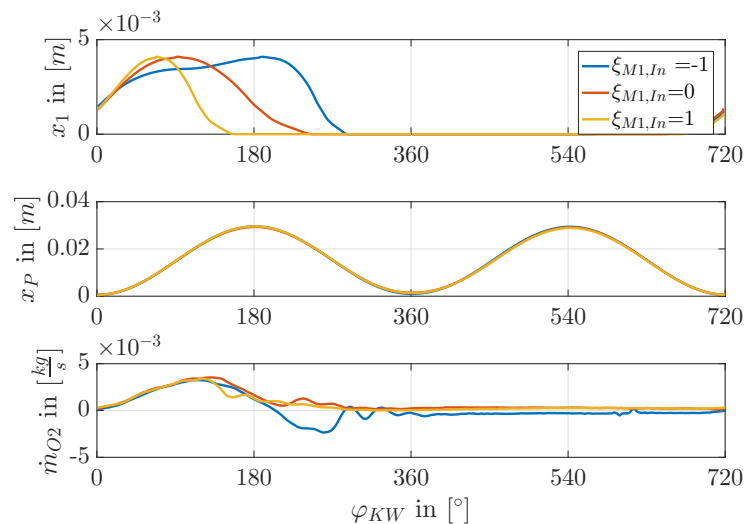


Abbildung 5.36. – Luftmassenstrom, Kolben- und Ventilposition in Abhängigkeit von dem Winkel der Kurbelwelle bei der Grunddrehzahl $\omega_0 = 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und Methode 1

Der Ventilhub x_1 wurde hierbei mit dem Winkelsensor des Nockenwellenmotors und (5.22) berechnet. Der konventionelle Verlauf für $\xi_{M1,In} = 0$ ist die rote Kurve. Das Ventil ist hierbei bei dem Winkel $\varphi_{KW} = 90^\circ$ komplett geöffnet. Aufgrund der höchsten Kolbengeschwindigkeit resultiert ein hoher Massendurchfluss. Aufgrund der Nockenwellenkonstruktion, schließt das Ventil kurz nach dem UT. Dadurch, dass das Ventil nach dem UT schließt hat dies zur Folge, dass ein Teil der angesaugten Luftmasse durch das Einlassventil wieder vom Kolben ausgestoßen wird. Wenn das Ventil schließt, treten Oszillationen auf dem Ausgangssignal auf, welche aus verschiedenen thermodynamischen Effekten resultieren. Dieser Effekt erhöht sich sogar während des blauen Verlaufs $\xi_{M1,In} = -1$. Wenn der Schließzeitpunkt vor den UT verschoben wird, kann aufgrund des frühen Schließens keine Luftmasse mehr in den Zylinder hineinströmen.

Aufgrund der höheren Beschleunigungen ist auch ein höherer Strom notwendig, wodurch schließlich auch die Kupferverluste P_{Cu} in den Wicklungen der elektrischen Maschine steigen. Die Kupferverluste lassen sich wie folgt berechnen:

$$P_{Cu} = \frac{3}{2} \cdot \frac{R}{2\pi} \int_{\varphi_{NW}=0}^{2\pi} i_q^2(\varphi_{NW}) d\varphi_{NW} \quad (5.54)$$

Die relativen Kupferverluste $\frac{P_{Cu}(\xi_{M1,In})}{P_{Cu}(\xi_{M1,In}=0)}$ sind dargestellt in Abb. 5.37. Die Verluste

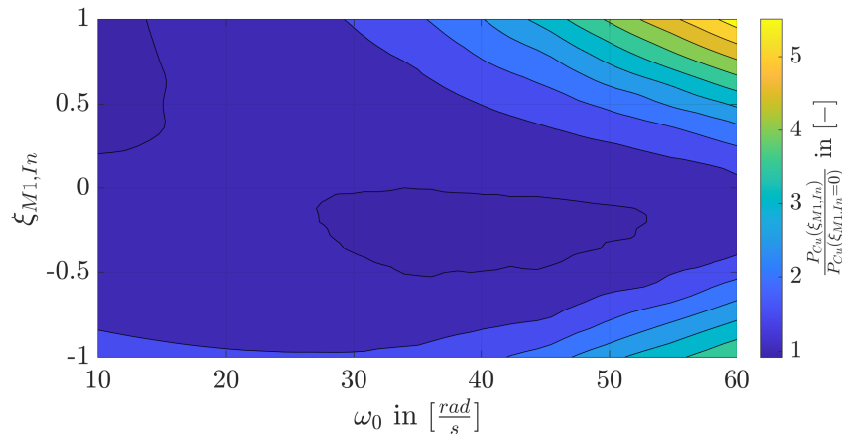


Abbildung 5.37. – Relative Kupferverluste $\frac{P_{Cu}(\xi_{M1,In})}{P_{Cu}(\xi_{M1,In}=0)}$ in Abhängigkeit von ω_0 und $\xi_{M1,In}$

steigen mit einer Erhöhung von $|\xi_{M1,In}|$, da es die Beschleunigung erhöht. Der Anstieg ist proportional zum Strom und wie in (5.54) ersichtlich wird, ist ein quadratischer Anstieg des Stroms erkennbar. Außerdem muss noch erwähnt werden, dass die Einlassschließzeit zu $\xi_{M1,In} = 0$ nach dem UT des Kolbens liegt. Dies führt dazu, dass die Kupferverluste nicht symmetrisch sind. Aufgrund der erhöhten Kupferverluste, muss bei der Nutzung dieses Systems beachtet werden, dass einige Motorwicklungen sich stärker erwärmen verglichen zu der konventionellen Regelung.

Wie bereits erwähnt wurde, ist es möglich mithilfe von $\xi_{M1,In}$ den Luftmassenstrom zu regeln. Ein konstanter Luftmassenstrom bedeutet, dass die einzuspritzende Kraftstoffmasse für ein konstantes Mischungsverhältnis gleich bleibt. Dies resultiert zu einem zyklisch konstantem Drehmoment des VM. Die Sprungantwort des geregelten Systems und eine Störgrößenkompensation ist mit $\frac{\dot{m}_{O2,4T}}{\dot{m}_{O2,4T}^*}$ in Abb. 5.38 und absolut von $\dot{m}_{O2,4T}$ in Abb. 5.39 dargestellt.

Die Experimente wurden bei $\xi_{M1,In} = 0$ gestartet. Der Sollwert wurde zu Beginn auf $\dot{m}_{O2,4T}^*(\omega_0) = \dot{m}_{O2,min}(\omega_0) + 0.2 \cdot \Delta\dot{m}_{O2,4T}(\omega_0)$ gesetzt. Der Sollwertbereich ist durch den maximal änderbaren Luftmassenstrom (vgl. Abb. 5.31) begrenzt. Hierdurch ergeben sich unterschiedliche absolute Sollwerte (siehe Abb. 5.39). Nach dem die Regelung initiiert wurde, regelt der Regler die Sollgröße ein und verharrt in dem stationären Zustand. Mithilfe einer Drosselklappe konnte eine Störung auf das System gegeben werden. Die Drosselklappe wurde nach $t = 10$ s um 90 % geschlossen, um den angesaugten Luftmassenstrom zu reduzieren. In der Praxis könnte dies also eine hochdynamische Luftdichtenänderung darstellen. Wie aus dem Verlauf in Abb. 5.38 zu erkennen ist, ist es dem Regler möglich die eingeprägte Störung zu kompensieren. Die Experimente wurden zu unterschiedlichen Kurbelwellendrehzahlen durchgeführt, wodurch der Regler aus (5.52) angepasst wurde. Durch die Anpassung der Reglerparameter an den Arbeitspunkt konnte die Dynamik erhöht werden, was auch in der Sprungantwort in Abb. 5.38 zu erkennen ist.

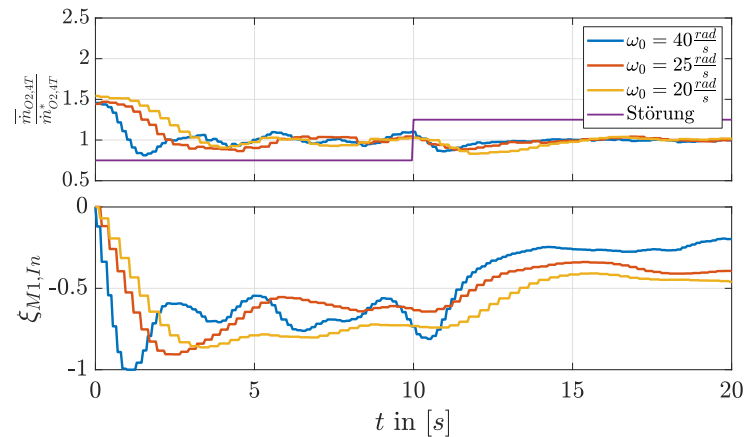


Abbildung 5.38. – Sprungantwort und Störgrößenkompensation des Luftmassenstromreglers mit Darstellung von $\frac{\bar{m}_{O2,4T}}{\bar{m}_{O2,4T}^*}$ und Ausgangsgröße $\xi_{M1,In}$

Methode 2 - schnelles Ventilöffnen- und schließen ohne Phasenverschiebung

Um im Vergleich zur Methode 1 die Dynamik des Öffnens und Schließens des Einlassventils zu erhöhen, wurde eine Sollwertgenerierung entwickelt welche in Abschnitt 5.3.2 beschrieben wurde. Die Trajektoriengenerierung wurde getestet. Der berechnete Nockenwellenwinkel, Nockenwellendrehzahl und Stromverlauf ist hierbei dargestellt in Abb. 5.40.

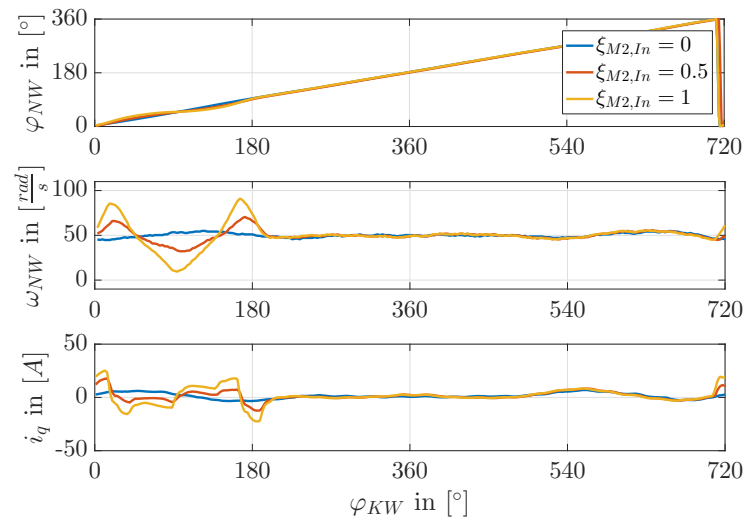


Abbildung 5.40. – Positions geregelte PMSM mit der Trajektorie zur Erhöhung des Luftmassendurchfluss bei einer Grunddrehzahl von $\omega_0 = 50 \frac{rad}{s}$ und Methode 2

Aus dem Verlauf in Abb. 5.40 ist erkennbar, dass die entworfenen Trajektorienverläufe realisiert werden konnten. Die Nockenwellendrehzahl erreicht dabei Werte

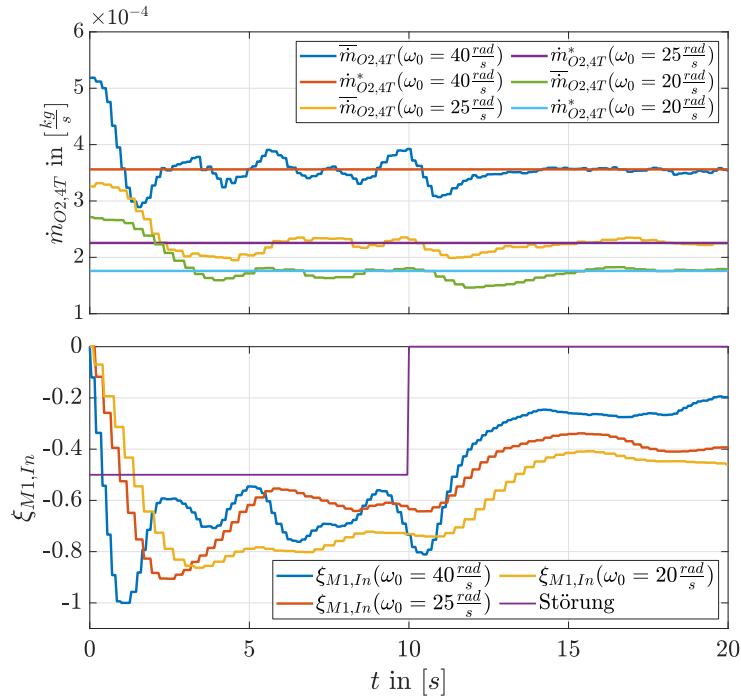


Abbildung 5.39. – Sprungantwort und Störgrößenkompensation des Luftmassenstromreglers mit Darstellung von $\dot{m}_{O_2,4T}$ und Ausgangsgröße $\xi_{M1,In}$

von $10 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ bis $85 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ mit unterschiedlichen Anstiegen. Die größte Belastung wurde hierbei bei $\xi_{M2,In} = 1$ ermittelt. Diese Trajektorie hat zur Folge, dass sich der Ventilhub verändert. Der Ventilhub, die Kolbenposition und der Luftmassenstrom sind dargestellt in Abb. 5.41.

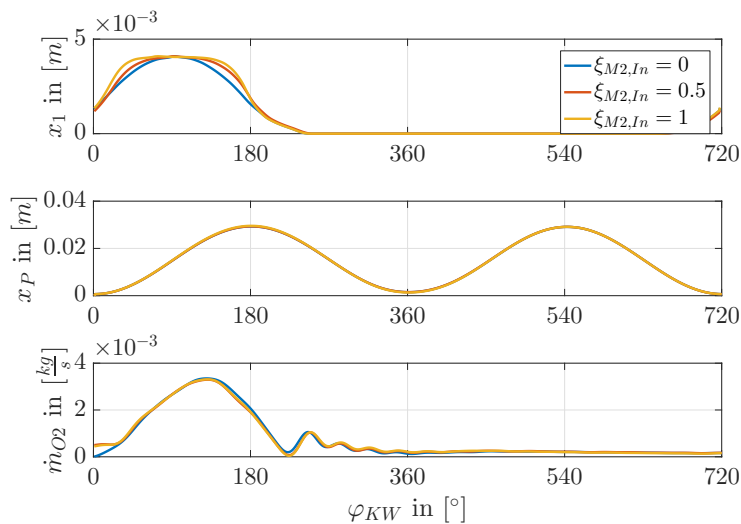


Abbildung 5.41. – Massendurchflusses, Kolben- und Ventiltrajektorie in Abhängigkeit vom Kurbelwinkel zur Erhöhung des Luftmassendurchflusses bei einer Grunddrehzahl von $\omega_0 = 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und Methode 2

Wie zu erkennen ist, hat der Einfluss der Trajektorie kaum einen Einfluss, da die Strömungsgeschwindigkeit u.a. von der Luft und von der Kolbengeschwindigkeit abhängig ist. Die verlängerten Öffnungszeiten sind in einem Winkelbereich erreicht wurden, indem sich der Kolben kaum bewegt und somit kaum eine Änderung gemessen werden konnte. Dies wird zusätzlich durch die Abb. 5.42 bestätigt.

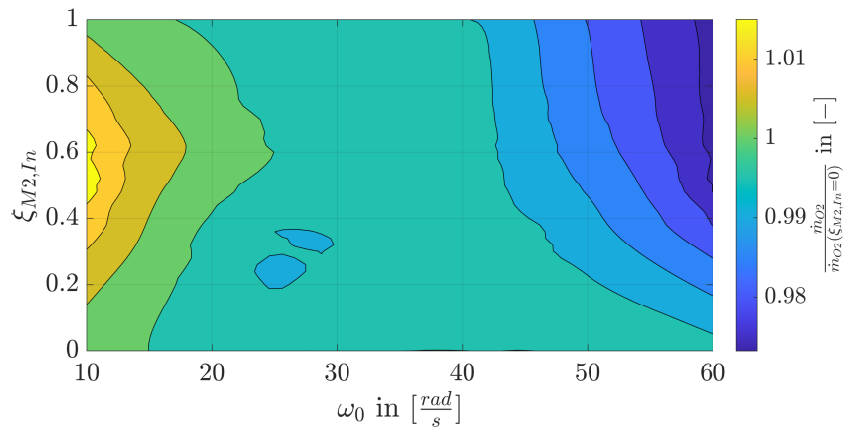


Abbildung 5.42. – Relativer Luftmassenstrom $\frac{\dot{m}_{O_2,AT}}{\dot{m}_{O_2,AT}(\xi_{M2,In}=0)}$ in Abhängigkeit von ω_0 und $\xi_{M2,In}$

Die höheren Beschleunigungen, die eingepreist werden, erzeugen auch unter anderem erhöhte Kupferverluste, welche in Abb. 5.43 dargestellt sind.

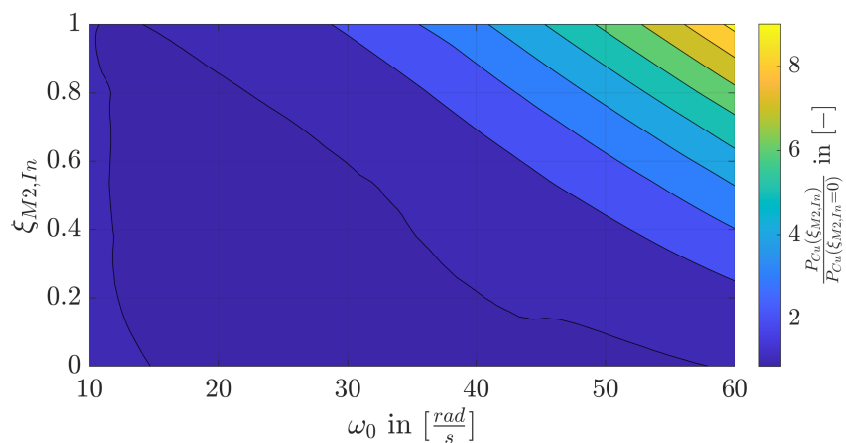


Abbildung 5.43. – Relative Kupferverluste $\frac{P_{Cu}(\xi_{M2,In})}{P_{Cu}(\xi_{M2,In}=0)}$ in Abhängigkeit von ω_0 und $\xi_{M2,In}$

Methode 3 - schnelles Ventilöffnen und -schließen zur Vermeidung von Luftrückströmungen

Die Änderung der Einlassschließzeit führt dazu, dass sich der Luftmassendurchfluss ändert. Um wiederum den Luftmassendurchfluss zu maximieren, müssen die Ventile so schnell wie möglich zu den richtigen Zeitpunkten geöffnet und geschlossen werden. Hierfür muss der Kolben sich in Richtung UT bewegen und das Einlassventil genau zum UT schließen. Mithilfe der Methode 1 ist dieser Punkt bei $\xi_{M1,In} \approx 0.2$ erreicht. Um einen noch größeren Luftmassenstrom zu ermöglichen, muss das Ventil sehr schnell geöffnet werden, weshalb die Methoden 2 und 3 eingeführt wurden. Diese Methode wurde zu verschiedenen Arbeitspunkten getestet. Ein Arbeitspunkt war u.a. bei einer Winkelgeschwindigkeit von $\omega_0 = 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und die Ergebnisse dazu sind in Abb. 5.44 und Abb. 5.45 dargestellt.

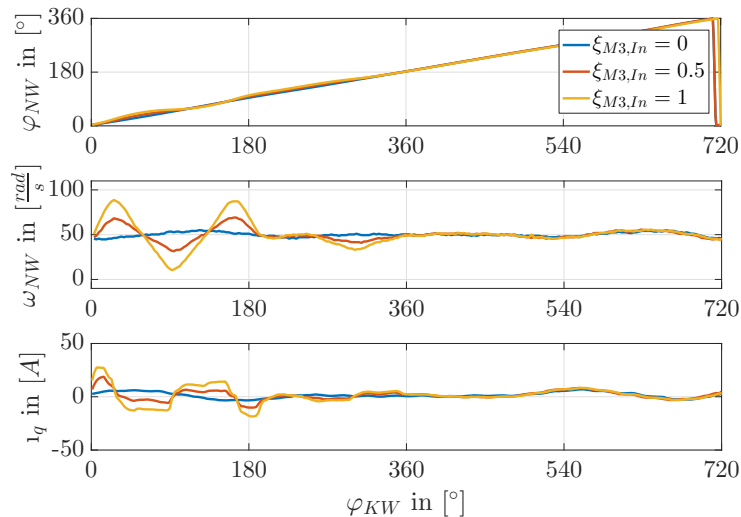


Abbildung 5.44. – Trajektorie der positionsgeregelten PMSM zur Erhöhung des Luftmassendurchfluss bei einer Grunddrehzahl von $\omega_0 = 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und Methode 3

Durch eine Erhöhung der Durchlassfläche ist es möglich, den mittleren Luftmassenstrom zu erhöhen. Hierfür wird das Öffnen und Schließen des Einlassventils so schnell wie möglich durchgeführt. Dies führt gleichzeitig dazu, dass das Ventil sehr lange offen gehalten werden kann. Die hohe Beschleunigung führt zu einer hohen Belastung der elektrischen Maschine. Die größte Beschleunigung wird hierbei bei $\xi_{M3,In} = 1$ benötigt. Weiterhin ist die Schließzeit in die Richtung des UT zur Minimierung des Luftmassenrückstroms verschoben wurden. Der Einfluss der Kolben- und Ventiltrajektorie auf den Luftmassendurchfluss ist dargestellt in Abb. 5.45.

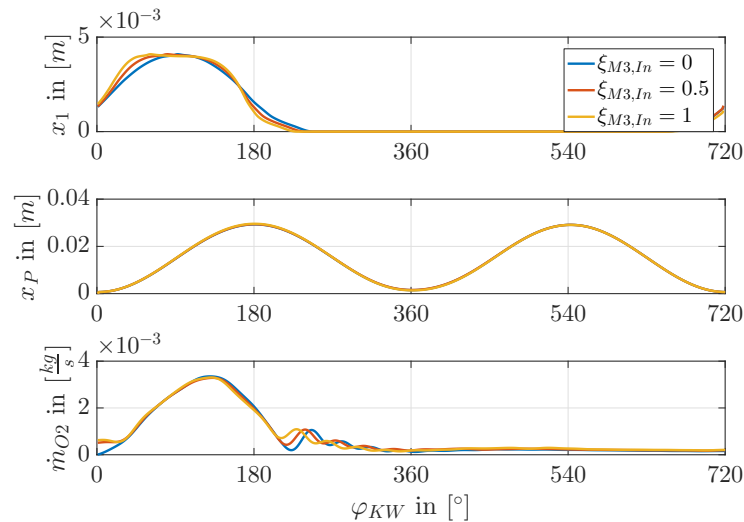


Abbildung 5.45. – Massendurchfluss, Kolben- und Ventiltrajektorie in Abhängigkeit vom Kurbelwinkel zur Erhöhung des Luftmassendurchflusses bei einer Grunddrehzahl von $\omega_0 = 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ und Methode 3

Der größte Einfluss ist erkennbar während des Öffnungs- und Schließvorgangs. Mit einem steigenden $\xi_{M3,In}$ steigt auch der mittlere Luftmassenstrom. Dies ist in Abhängigkeit von der Nockenwellendrehzahl ω_{NW} und $\xi_{M3,In}$ in Abb. 5.46 dargestellt. Die größte relative Luftmassenstromerhöhung konnte zu kleinen Grunddrehzahlen erzielt werden. Dies sind, aufgrund der Resonanzfrequenz des mechanischen Systems, keine empfohlenen Betriebspunkte für den Verbrennungsmotor. Für den verwendeten Prototypen wird eine minimale Grunddrehzahl von $\omega_0 = \frac{\omega_{KW}}{2} = 30 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ benötigt.

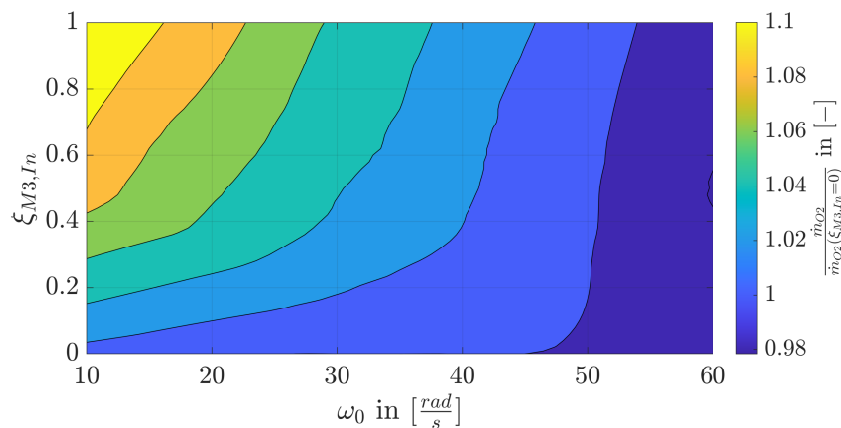


Abbildung 5.46. – Relativer Luftmassenstrom $\frac{\dot{m}_{O_2,4T}}{\dot{m}_{O_2,4T}(\xi_{M3,In}=0)}$ in Abhängigkeit von ω_0 und $\xi_{M3,In}$

Der Geschwindigkeitsanstieg ist größer als in der Methode 1. Dies führt zu höheren Kupferverlusten in den Motorwicklungen siehe Abb. 5.47.

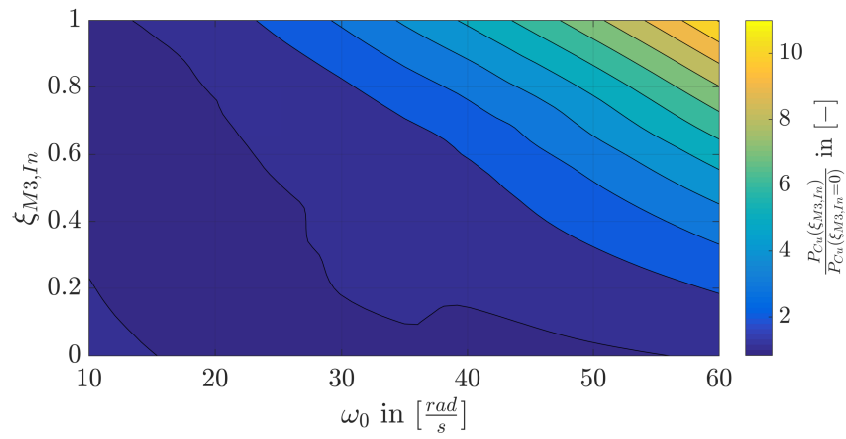


Abbildung 5.47. – Relative Kupferverluste $\frac{P_{Cu}(\xi_{M3,In})}{P_{Cu}(\xi_{M3,In}=0)}$ in Abhängigkeit von ω_0 und $\xi_{M3,In}$

5.4. Vergleich verschiedener Dämpfungsmethoden

Der Betrieb von Maschinen soll nach Möglichkeit geräusch- und vibrationsarm sein. Dies wurde im Arbeitsschutzgesetz [103] beschlossen. Hierbei wurde unter anderem geregelt, dass es möglichst zu vermeiden ist, mechanische als auch akustische Schwingungen zu emittieren. Der Verbrennungsmotor erzeugt durch sein Funktionsprinzip ein hohes, impulsartiges Drehmoment siehe Abschnitt 2.2. Dieses Drehmoment erzeugt eine sehr hohe Drehzahlsschwingung, die sich auf das Kurbelgehäuse übertragen kann und somit auch an die Umgebung abgegeben wird. Konventionelle Methoden zur Veränderung der Drehschwingung sind möglich durch (vgl. [4]):

- Variation der Zündreihenfolge
- Veränderung der Massen und Federsteifigkeiten

Diese Methoden sind nicht zielführend. Aus diesem Grund wurde nicht nur, wie in Kapitel 5.1 hochdynamische Beschleunigungen, sondern auch die aktive Drehmomentdämpfung untersucht. Sie soll nun im Folgenden näher erläutert werden. Die Regelung der elektrischen Maschine kann, wie bereits im Abschnitt 5.1 erläutert wurde, hochdynamische Drehmomente stellen. Dieses Drehmoment kann genutzt werden, um das pulsierende Drehmoment des Verbrennungsmotors zu kompensieren. [104] [105] [106] [17] Wichtig dabei ist, dass hochdynamisch und annähernd das aktuelle Drehmoment des Verbrennungsmotors bestimmt wird. Die Qualität der Drehmomentbestimmung hängt von den verwendeten Sensoren und der Dynamik der Regler ab. Die Schätzung des Drehmoments wurde in dieser Arbeit mit Folgenden technischen Aufwand realisiert:

- Zylinderdrucksensor und Positionssensor
- Positionssensor
- Sensorlose Positionsbestimmung

In der Abb. 5.48 sind die genannten Sensoren mit verschiedenen getesteten Dämpfungsmethoden dargestellt.

Der Vergleich mit typischen Drehmomentsensoren, wie in Abb. 5.49 dargestellt, wurde mit Absicht nicht durchgeführt, da der Sensor mithilfe von zwei Kupplungen zwischen dem Verbrennungsmotor und der elektrischen Maschine befestigt werden muss (vgl. Abb. 5.49). Dies würde zu einer zusätzlichen Elastizität führen und zusätzliche Schwingungen (wie in [17]) entstehen.

Im Folgenden werden die Methoden aus der Abb. 5.48 näher erläutert.

Die Methode 1 wird als Referenzmethode genutzt, um hierbei den Einfluss einer langsamen Störgrößenkompensation durch die hochdynamische Drehzahlregelung zu verdeutlichen. Die Regelungsstruktur ist in Abb. 5.50 dargestellt. In dieser Regelungsstruktur ist eine Kaskadenregelung aufgebaut. Die Stromregelung erfolgt mithilfe einer feldorientierten Regelung (siehe Abschnitt 2.1.1). Die Winkelgeschwindigkeit

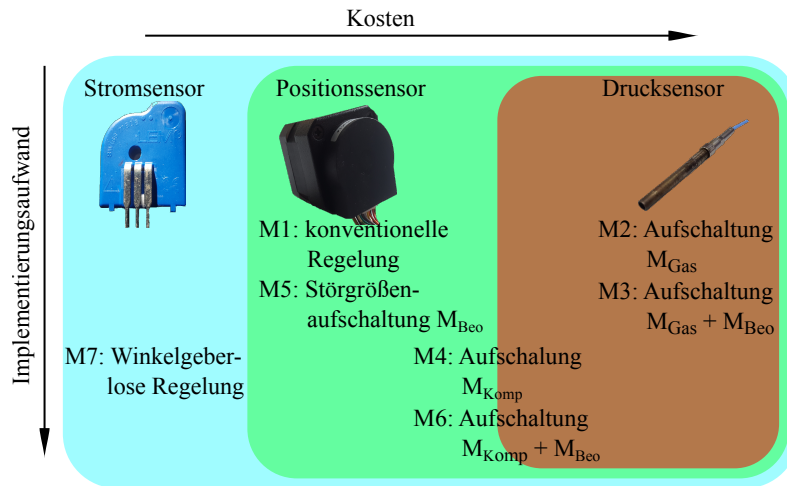


Abbildung 5.48. – Darstellung verschiedener Sensoren und Methoden zur Drehmomentendämpfung bei Verbrennungsmotoren



Abbildung 5.49. – Klassischer Drehmomentsensor

wird durch die Differenziation des Winkels von einem Positionssensor berechnet. Ein PI-Regler stellt den benötigten Strom i_{dq}^* . Der Drehzahlregler muss mithilfe des I-Anteils das eingepreßte Drehmoment durch den Verbrennungsmotor kompensieren. Die Auslegung des Drehzahlreglers kann hierbei wie in Abschnitt 2.1.4 erfolgen.

Die regelungstechnisch einfachste Variante zur Kompensation des Drehmoments vom Verbrennungsmotor ist, wenn man die Kinetik des Kurbeltriebs (2.83) kennt und zusätzlich einen Zylinderdrucksensor nutzt. Durch die hohe Bandbreite der Sensoren ist es möglich, das Drehmoment an der Kurbelwelle zurück zu rechnen. Dieses Drehmoment kann wie in der Abb. 5.51 aufgeschaltet werden. Dieses Verfahren wird als Methode 2 bezeichnet. Zur Berechnung des notwendigen Stromsollwerts ist es erforderlich, die Drehmomentkonstante $k_M = \frac{M_{EM}}{i_q}$ zu kennen. Die Berechnung des Drehmoments aus der Gaskraft ist mithilfe von (2.83) möglich.

Da neben dem resultierenden Drehmoment aus der Gaskraft weitere Drehmomente vorhanden sind, bietet es sich an, die unbekannte Störgröße mithilfe eines Beobachters zu schätzen. In dem zu schätzenden Drehmoment ist unter anderem das Drehmoment von der Nockenwelle, Reibung und noch weitere Effekte enthalten. In der Abb. 5.52 ist die vorgeschlagene Methode 3 dargestellt. Der Beobachter wurde hierbei ausgelegt wie in Abschnitt 4.2.3. Zur Verwendung der Methoden 2 und 3 ist im Verbrennungsmotor ein Zylinderdrucksensor erforderlich. Die Zylinderdrucksens-

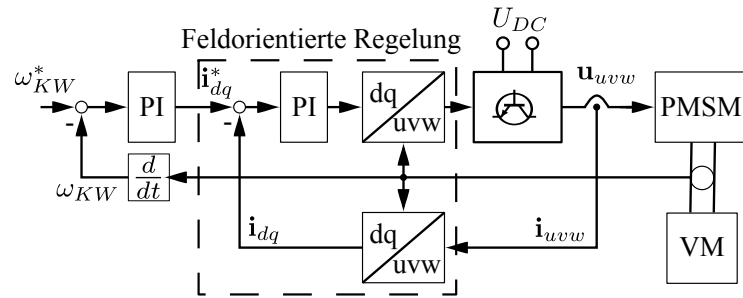


Abbildung 5.50. – Störgrößenkompensation ohne besondere Maßnahmen zur Reduktion der Drehmomentwelligkeit (M1)

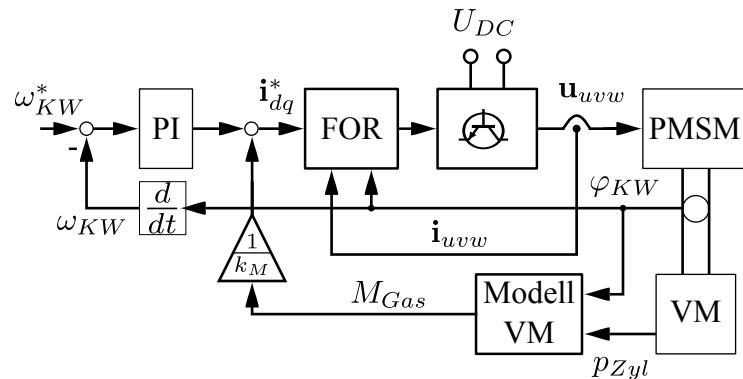


Abbildung 5.51. – Störgrößenkompensation mit Aufschaltung des Drehmoments M_{Gas} (M2)

soren werden zur Ausmessung von verschiedenen Kennfeldern, z.B. zur optimalen Zündwinkeleinstellung in Abhängigkeit von der Drehzahl und Drosselklappenstellung, genutzt. Anschließend werden sie nicht mehr zwingend benötigt. Wenn man hierbei, den Zylinderdruck oder das indizierte Drehmoment über den Kurbelwinkel in einer Tabelle abspeichert, so kann man auch ohne Sensor das Drehmoment vom Verbrennungsmotor kompensieren. Problematisch ist nur, dass der resultierende Zylinderdruckverlauf während der Verbrennung unterschiedlich sein wird, wodurch das Drehmoment an der Kurbelwelle variiert. Dies liegt unter anderem durch eine ungleichmäßige Verbrennung, variiere Kraftstoff-Luftverhältnis, et cetera. Jedoch ist der Drehmomentverlauf während des geschleppten Betriebs sehr konstant. Der Drehmomentverlauf hing in unserer Laborumgebung lediglich von der Drehzahl, Drosselklappenstellung und dem Winkel ab. In der Abb. 5.53 ist das gemessene Drehmoment an der Kurbelwelle über den Winkel und in Abhängigkeit von der Drosselklappenstellung dargestellt.

Das gemessene Drehmoment wurde in eine Tabelle abgespeichert und kann auf den Sollstrom i_q^* aufgeschaltet werden. Durch die Abspeicherung des Drehmomentverlaufs ist es möglich, auf den Zylinderdrucksensor zu verzichten, da sich der Drehmomentverlauf nur bei einer Fehlfunktion einer mechanischen Komponente ändern würde. Wenn es jedoch im Zylinderkopf zu einer Zündung des Kraftstoff-Luft-Gemisch kommen würde, so ist eine Kompensation des erhöhten Drehmoments mithilfe des

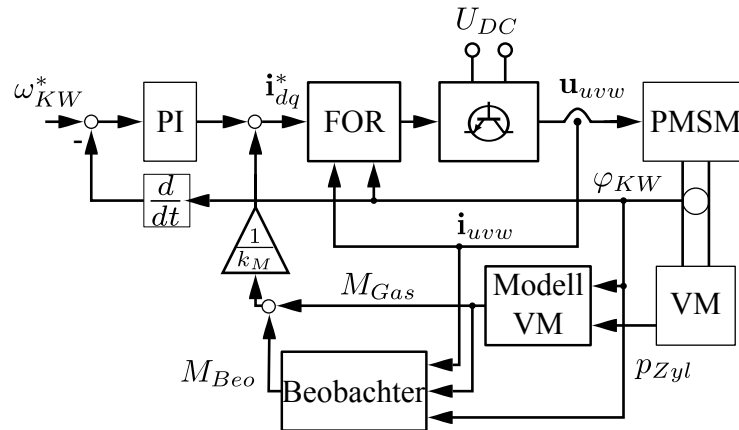


Abbildung 5.52. – Störgrößenkompensation mit Aufschaltung des Drehmoments M_{Gas} und M_{Beo} (M3)

Drehzahlreglers möglich. In der Abb. 5.54 ist die beschriebene Kompensationsmethode dargestellt. Sie wird als Methode 4 bezeichnet.

Um eine bessere Störgrößenkompensation zu erhalten, ist es erforderlich die Methode 4 mit einem Beobachter zu kombinieren. Hierdurch ist es möglich, das abgegebene Drehmoment dynamisch auch während der Verbrennung zu schätzen. Die vorgeschlagene Regelungsstruktur ist dargestellt in Abb. 5.55 und wird als Methode 5 bezeichnet.

Um das Drehmoment an der Kurbelwelle abzuschätzen ist nicht unbedingt ein Drucksensor nötig. Das Drehmoment kann, unter anderem mithilfe eines Beobachters, komplett abgeschätzt werden. Es muss hierfür der Winkel mithilfe eines Positionssensors gemessen und das gestellte elektromotorische Drehmoment bekannt sein. Der Beobachter hat als Eingangsgröße das gestellte Drehmoment von der elektrischen Maschine und als zu vergleichende Ausgangsgröße den Winkel. Durch die beschränkte Dynamik des Beobachters ist es nicht möglich, das augenblickliche Drehmoment an der Kurbelwelle zu bestimmen. In der Abb. 5.56 ist dieser Beobachter mit einer Aufschaltung dargestellt und als Methode 6 bezeichnet. Die winkelgeberlose Drehzahlregelung eines Antriebsstrangs ist, wie in Abschnitt 4.2 erläutert, mithilfe von Winkelschätzverfahren möglich. Hierbei kann sowohl der Winkel, als auch die Winkelgeschwindigkeit bestimmt werden. In der Abb. 4.36 ist das geschätzte Drehmoment zu einem Arbeitspunkt dargestellt. Wie hieraus erkennbar ist, ist es nicht sinnvoll dieses Signal auf die Regelung vorzusteuern, da der geschätzte Drehmomentverlauf sehr stark schwankt. In der Abb. 5.57 ist die Regelungsstruktur für die winkelgeberlose Drehzahlregelung mit der Kombination eines Verbrennungsmotor und einer PMSM dargestellt. Dieses Kompensationsverfahren wird als Methode 7 bezeichnet.

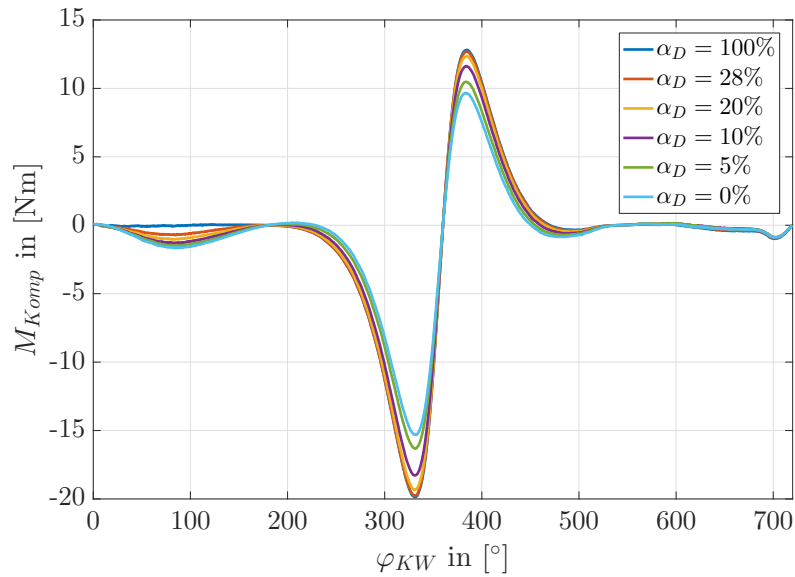


Abbildung 5.53. – Kompressions / Expansions Drehmomentverlauf M_{Komp} über den Kurbelwinkel φ_{KW} bei geschlepptem Motorbetrieb

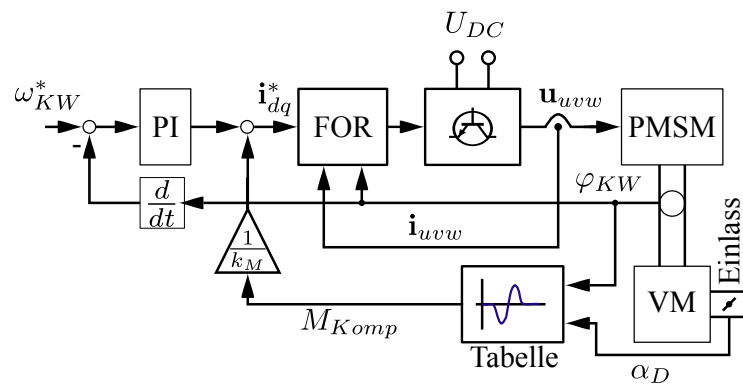


Abbildung 5.54. – Störgrößenkompensation mit Aufschaltung des Drehmoments M_{Komp} (M4)

5.4.1. Drehmomentdämpfung ohne Zündung

Die genannten Methoden wurden an dem Versuchsstand aus Abschnitt 3.1.1 getestet. Zu Beginn soll gezeigt werden, dass das Drehmoment des Verbrennungsmotors im geschleppten Betrieb kompensiert werden kann. In der Abb. 5.58 ist der geschätzte Drehmomentverlauf und in der Abb. 5.59 der Drehzahlverlauf dargestellt.

Die Auswertung der Ergebnisse ergibt folgende Tabelle:

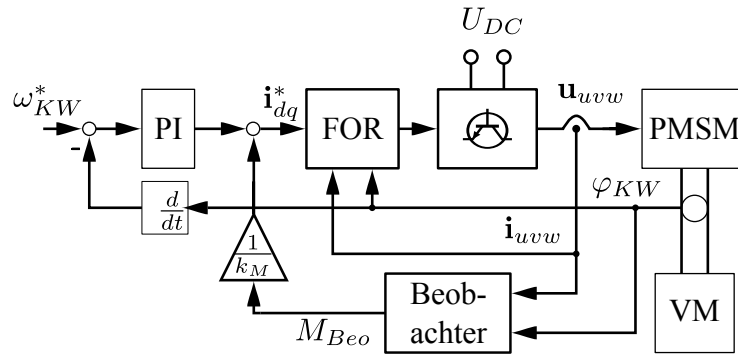


Abbildung 5.55. – Störgrößenkompensation mit Aufschaltung des Drehmoments M_{Beo} (M5)

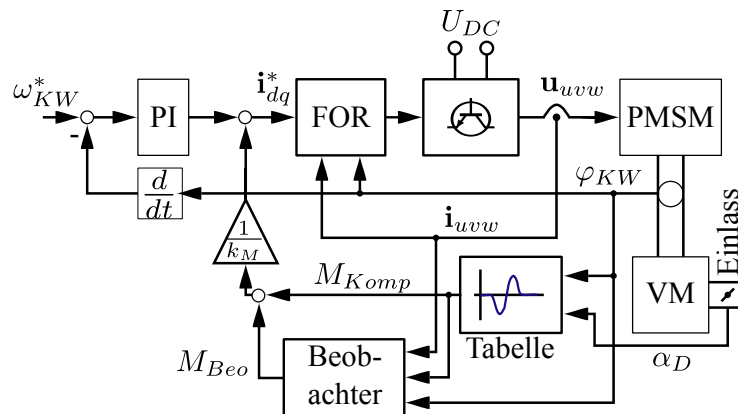


Abbildung 5.56. – Störgrößenkompensation mit Aufschaltung des Drehmoments M_{Beo} und M_{Komp} (M6)

	Überschwingen in [%]	Unterschwingen in [%]	Fehler in [%]
Methode 1	6,27	14,53	4,68
Methode 2	3,97	1,84	1,43
Methode 3	1,83	1,07	0,40
Methode 4	4,39	2,44	1,67
Methode 5	4,12	2,22	0,96
Methode 6	1,03	2,50	0,63
Methode 7	3,16	14,2	3,98

Tabelle 5.2. – Geschwindigkeitsfehler während des geschleppten Betriebs

Es wurde hierbei das maximale Überschwingen, maximale Unterschwingen und der effektive Fehler über einen Zyklus berechnet. Es ist aus den beiden Abb. erkennbar, dass der Drehmomentverlauf sehr gut kompensiert werden kann. Dies ist daran erkennbar, dass die Drehzahländerung sehr gering ist. Dies bestätigt gleichzeitig die Tabelle 5.2. Besonders gute Kompensation war hierbei mit den Verfahren aus Methode 3 und Methode 6. Sie können sehr gut das Drehmoment abschätzen und demnach auch sehr gut die Drehmomentwelligkeit kompensieren. Die Methode 1

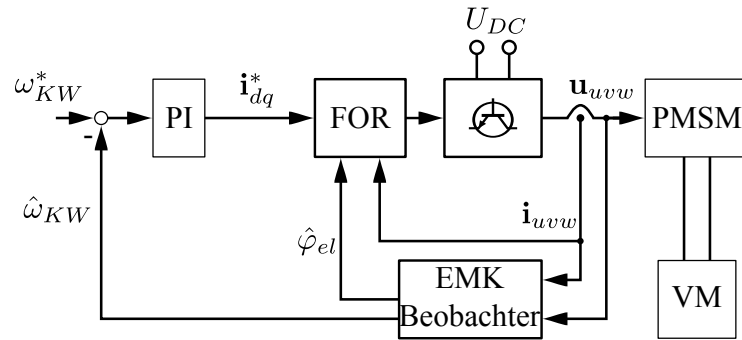


Abbildung 5.57. – Winkelgeberlose Drehzahlregelung eines Verbrennungsmotors (M7)

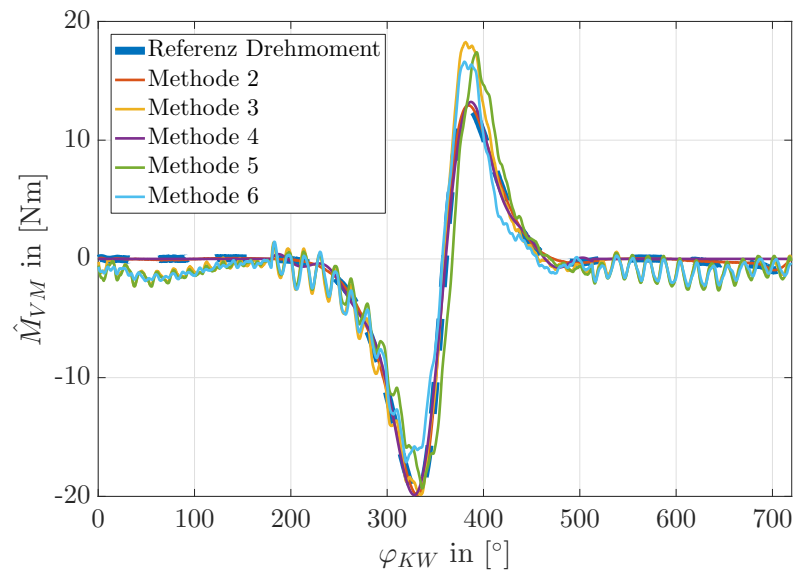


Abbildung 5.58. – Geschätzter Drehmomentverlauf \hat{M}_{VM} über den Kurbelwinkel φ_{KW} ohne Zündung

könnte durch einen dynamischeren Drehzahlregler bessere Ergebnisse erzielen. Eine dynamische Regelung erfordert einen Winkelgeber mit sehr hoher Auflösung, wodurch auf ein Drehzahlfilter zur Berechnung der Winkelgeschwindigkeit verzichtet werden könnte.

Zur Methode 7 ist zu erwähnen, dass durch die begrenzte Dynamik der Schätzung, der Stromregler etwas sanfter eingestellt werden musste. Hierdurch sinkt die Dynamik der Drehmomentkompensation.

5.4.2. Drehmomentdämpfung mit Zündung

Die erwähnten Drehmomentdämpfungsmethoden wurden auch mit einer Zündung des Kraftstoff-Luft-Gemischs getestet. Der geschätzte Drehmomentverlauf ist in

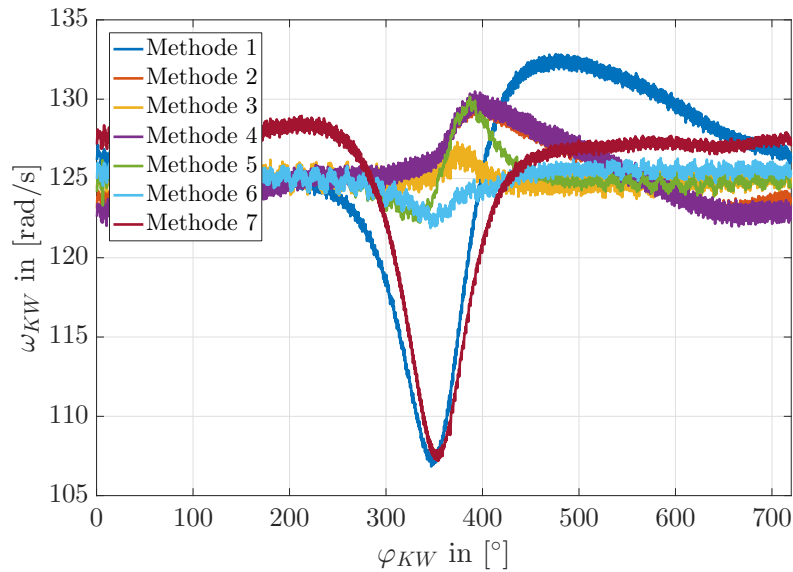


Abbildung 5.59. – Winkelgeschwindigkeit ω_{KW} über den Kurbelwinkel φ_{KW} ohne Zündung

Abb. 5.60, der Drehzahlverlauf in Abb. 5.61 und die Auswertung erfolgt in der Tabelle 5.3.

	Überschwingen in [%]	Unterschwingen in [%]	Fehler in [%]
Method 1	32,49	14,71	15,65
Method 2	13,15	6,12	5,26
Method 3	16,21	6,20	5,96
Method 4	29,36	13,74	13,97
Method 5	23,07	9,04	9,42
Method 6	15,16	5,18	5,25
Method 7	20,42	30,06	13,72

Tabelle 5.3. – Geschwindigkeitsfehler während des Verbrennungsbetriebs

Mit den Methoden M2, M3 und M6 erhält man die niedrigste Drehzahlwelligkeit. Jedoch wird bei M2 und M3 ein teurer Zylinderdrucksensor benötigt, während bei M6 lediglich der Winkelgeber der elektrischen Maschine, der Drehmomentverlauf erforderlich ist und abgespeichert werden muss. Mit M7 wurden keine zufriedenstellenden Ergebnisse erreicht. Hierfür ist weitere Forschung erforderlich. Problematisch ist, dass die geforderten Drehmomente sehr hoch werden und diese nicht vollständig von der elektrischen Maschine kompensiert werden können. Der Strom i_q , welcher proportional zum Drehmoment der elektrischen Maschine ist, musste begrenzt werden, um eine zu starke Erwärmung der elektrischen Maschine zu verhindern. Es ist aber erkennbar, dass eine wesentliche Verbesserung des Drehzahlverlaufs möglich ist.

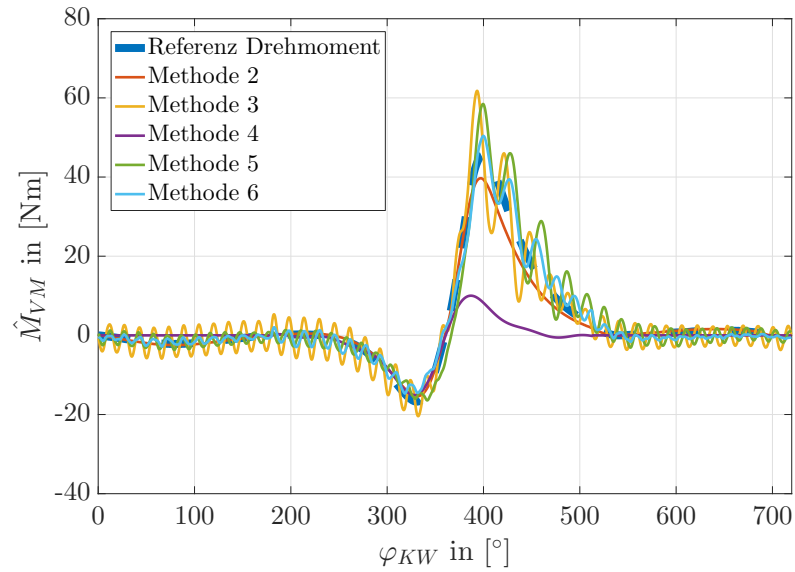


Abbildung 5.60. – Geschätzter Drehmomentverlauf \hat{M}_{VM} über den Kurbelwinkel φ_{KW} mit Zündung

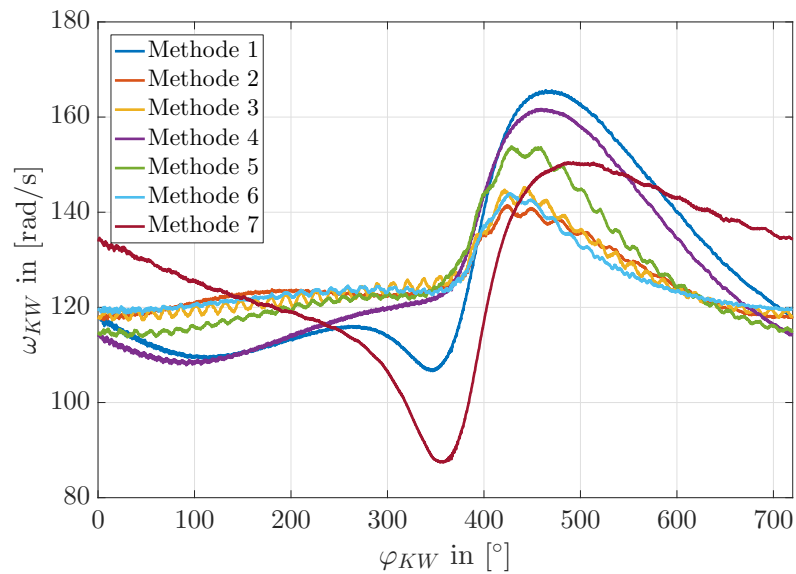


Abbildung 5.61. – Winkelgeschwindigkeit ω_{KW} über den Kurbelwinkel φ_{KW} mit Zündung

6. Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde gezeigt, dass bei der Kombination aus Verbrennungsmotor und elektrische Maschine, die elektrische Maschine nicht nur dafür genutzt werden kann, um die mechanische Energie in elektrische Energie umzuwandeln, sondern auch um Aktuatoren und Sensoren einzusparen, um den Antriebsstrang hochdynamisch zu regeln oder weitere Freiheitsgrade in der Regelung zu ermöglichen.

Es wurde hierbei in Abschnitt 2 das System, bestehend aus einem Verbrennungsmotor und einer permanent erregten Synchronmaschine, analytisch beschrieben. Für die Regelung wurde eine feldorientierte Regelungsstruktur gezeigt und es wurde erläutert, wie die Reglerparameter der verschiedenen Versuchsstände eingestellt wurden. Dieses Grundwissen ist notwendig für den Betrieb der verschiedenen Versuchsstände in Abschnitt 3. Die Versuchsstände bestehen aus einem Stromaggregat kleiner Leistung (ca. 1 kW), mittlerer Leistung (ca. 15 kW) und einem Freikolbenmotor. Mithilfe der beiden Stromaggregate wurde eine drosselklappenaktorlose Leistungsregelung realisiert. Es stellte sich bei der Systemmodellierung heraus, dass die Regelstrecke nichtlinear ist. Aus diesem Grund wurde zum einen mithilfe einer Taylorreihe und zum anderen mit einer Ausgangsrückführung die Regelstrecke linearisiert. Die linearisierten Regelstrecken konnten dann genutzt werden, um einen linearen Regler auszulegen und das Stromaggregat ohne einen Drosselklappenaktuator zu regeln.

Weiterhin ist durch verschiedene Publikationen bekannt, dass eine winkelgeberlose Regelung einer PMSM mithilfe von verschiedenen Verfahren möglich ist. Dieser Winkel ist innerhalb einer Polteilung bestimmbar und nicht auf den Verbrennungszyklus bezogen. In dieser Arbeit wurde zusätzlich gezeigt, dass man während des winkelgeberlosen Betriebs, das eingeprägte Drehmoment des Verbrennungsmotors schätzen kann. Aus dem Drehmomentverlauf kann dann der Kurbelwinkel bezogen auf den OT bestimmt und somit der Verbrennungsmotor geregelt werden.

Die dynamikbasierte Regelung, d.h. die Einprägung eines hochdynamischen Kraft-/Drehmomentverlaufs, gibt die Möglichkeit, den Kolbenhub innerhalb der vier Takte zu variieren oder Drehmomentschwankungen zu kompensieren.

Durch die Einprägung eines hochdynamischen Drehmoments konnte die Drehmomentwelligkeit zum größten Teil kompensiert werden. Dies führt dazu, dass die Drehzahl konstant gehalten wird und somit die Vibrationen und Schwingungen am Versuchsstand verringert werden konnten. Es wurde in diesem Zusammenhang untersucht, wie hoch die Qualität der Kompensation ist.

Ein weiterer wichtiger Forschungsschwerpunkt lag bei der hochdynamischen Regelung zur Variation der Kolbenhubtrajektorie. Dies wurde durchgeführt an einem konventionellen Stromaggregat als auch bei einem Freikolbenmotor. Der Freikolbenmotor hat einen Kolben, der sich unabhängig bewegen kann. Es muss lediglich beachtet werden, dass der Kolben synchron zu den Ventilen arbeitet. Aus diesem Grund war es sehr wichtig eine hochdynamische Positionsregelung zu entwerfen und zu implementieren. Ein weiterer wesentlicher Vorteil ist, dass die Gaskraft direkt auf den Kolben wirkt und diese Kraft schließlich auch durch die elektrische Linearmaschine kompensiert werden muss. Dies führt dazu, dass mithilfe der geschätzten Kraft der Zylinderdruckverlauf nachgebildet werden kann und somit ein teurer Zylinderdrucksensor vermieden werden kann.

Neben der Variation des Kolbenhubverlaufs ist es auch möglich, den Ventilhubverlauf anzupassen. Eine Variation des Ventilhubverlaufs ermöglicht die Variation der Steuerzeiten und somit auch eine Beeinflussung des Verbrennungsprozesses. Die unabhängige Variation der Steuerzeiten vom Ein- und Auslassventil wurden hierbei mit lediglich einem Aktuator an einer Nockenwelle verstellt.

Die Möglichkeiten zur Regelung von elektrischen Maschinen mit direkt gekoppelten Verbrennungsmotoren wurden in dieser Arbeit erläutert. Die Auswirkungen auf den Verbrennungsprozess wurden hierbei nur teilweise angerissen, da dies den Rahmen dieser Arbeit übersteigt hätte. Die Auswirkung auf den Verbrennungsprozess sollte in weiterführenden Arbeiten untersucht werden, um zu entscheiden, welcher Einfluss am effektivsten zur Optimierung des Verbrennungsprozesses ist. So sollten unter anderem umfangreiche Schwingungsmessungen am Prototyp zur Beurteilung der übertragenen Schwingungen durchgeführt werden. Des Weiteren wurden keine Verbrauchsmessungen während der Variation der Kolbenhubtrajektorie durchgeführt. Ein umfangreiches Verbrauchskennfeld würde über das Potenzial der entwickelten Verfahren Aufschluss geben.

Die winkelgeberlose Regelung wurde lediglich in einem hohen Drehzahlbereich betrachtet. Sie sollte somit in zukünftigen Arbeiten im kompletten Drehzahlbereich getestet werden.

Ein weiteres Problem besteht bei der Überlastung und Wirkungsgrad der elektrischen Maschine des Freikolbenmotors. Hierbei sollte eine neue elektrische Maschine ausgelegt werden, um das Potenzial des Freikolbenmotors auszunutzen.

Abkürzungen

^ Geschätzte physikalische Größe

* Sollwert

AP Arbeitspunkt eines Prozesses

EMK Elektromotorische Kraft

FOR Feldorientierte Regelung

KW Kurbelwinkel

N Nordpol eines Magneten

OT Oberer Totpunkt beim Verbrennungsmotor

PMSM Permanentmagnet-Synchronmaschine

S Südpol eines Magneten

T1 Oberer Transistor des ersten Brückenzeigs

T2 Oberer Transistor des zweiten Brückenzeigs

T3 Oberer Transistor des dritten Brückenzeigs

UT Unterer Totpunkt beim Verbrennungsmotor

VM Verbrennungsmotor

Symbolverzeichnis

Symbol	Einheit	Beschreibung
a	$\frac{m}{s^2}$	Beschleunigung
a_c	–	Summand aus einer Transformationsbeschreibung
a_j	m	Variabel zur Beschreibung des Ventilhubes
A_K	m^2	Kolbenfläche
α_D	rad	Drosselklappenstellung
α_{max}	$\frac{rad}{s^2}$	Maximale Beschleunigung
$\alpha_{NW,t}$	$\frac{rad}{s^2}$	Vorgesteuerte Nockenwellenwinkelbeschleunigung
A_{Val}	m^2	Ventilfläche
A	–	Systemmatrix
B	–	Eingangsvektor
b_c	–	Koeffizient aus einer Transformationsbeschreibung
b_e	$\frac{kg}{Ws}$	spezifischer Kraftstoffverbrauch
β	rad	Winkel am Bolzenauge vom Pleuel
b_j	–	Variabel zur Beschreibung des Ventilhubes
C	–	Ausgangsvektor
c	–	Faktor zur Variation der Systemdynamik
C_{DC}	–	Zwischenkreiskapazität
$C_{DC,min}$	F	Minimal notwendige Kapazität
c_j	rad	Variabel zur Beschreibung des Ventilhubes
c_p	$\frac{J}{kg \cdot K}$	spezifische Wärmekapazität bei konstantem Druck
C_{TP}	F	Kapazität eines Tiefpasses
c_v	$\frac{J}{kg \cdot K}$	spezifische Wärmekapazität bei konstantem Volumen
δ	–	Allgemeine Variable einer Funktion
$\Delta\omega_N$	$\frac{rad}{s}$	negative Drehzahländerung
$\Delta\omega_P$	$\frac{rad}{s}$	positive Drehzahländerung
e	–	Regelfehler

Symbol	Einheit	Beschreibung
$e_{Amp,OT}$	m	Fehler zwischen dem berechneten und dem realen Hubminimum
e_{EMK}	A	Stromschätzfehler
E_{Kap}	J	Gespeicherte Energie im Kondensator
$\Delta E_{Kap,req}$	J	Erforderliche gespeicherte Energie im Zwischenkreis
$e_{Pha,OT}$	$^{\circ}$	Fehler zwischen dem berechneten und dem realen Phasenwinkel
η_{VM}	–	Wirkungsgrad des Verbrennungsmotors
E_Z	J	Zündenergie
F_1	N	Kraft bezogen auf die Ventilseite
F_{Besch}	N	Beschleunigungskraft
F_C	N	Übertragene Kraft auf die Nockenwelle
F_{EM}	N	Kraft der elektrischen Maschine
F_{Gas}	N	Kraft die aufgrund des Drucks im Zylinder resultiert
$f_{ICE,min}$	–	Minimale Drehzahl des Verbrennungsmotors
f_{Inv}	Hz	Schaltfrequenz des Wechselrichters
F_K	N	Kraft auf dem Kolben
$F_{K,osz}$	N	Kraft die aufgrund der Oszillation der Kolbenmasse resultiert
$F_{m,osz}$	N	Oszilierende Massen bei einem Kurbeltrieb
F_N	N	Normalkraft
f_{obs}	Hz	Beobachterfrequenz
$F_{Pl,osz}$	N	Kraft die aufgrund der Oszillation der Pleuelmasse resultiert
F_R	N	Seitenkraft
F_{Reib}	N	Reibkraft
f_s	Hz	Abtastfrequenz
F_{ST}	N	Stangenkraft am Kolben
F_T	N	Tangentialkraft
H	J	Enthalpie
H_U	$\frac{J}{kg}$	Heizwert
i_{α}	A	α -Stromkomponente in Statorkoordinaten
$\mathbf{i}_{\alpha\beta}$	A	$\alpha\beta$ -Stromvektor in Statorkoordinaten
i_{β}	A	β -Stromkomponente in Statorkoordinaten

Symbol	Einheit	Beschreibung
i_C	A	Zwischenkreisstrom
i_d	A	d-Stromkomponente in Rotorkoordinaten
$i_{d,gr}$	A	d-Stromkomponente des elektrischen Netzes
\mathbf{i}_{dq}	A	dq -Stromvektor in Rotorkoordinaten
$\mathbf{i}_{dq,t}$	A	Vorgesteuerte Ströme im d/q-KS
ι	–	Kipphelbelübersetzung
i_q	A	q-Stromkomponente in Rotorkoordinaten
$i_{q,gr}$	A	q-Stromkomponente des elektrischen Netzes
$i_{q,max}$	A	Spitzenstrom in der q-Achse
$i_{q,t}$	A	Vorgesteuerter q-Strom
i_u	A	Strom in Phase U
\mathbf{i}_{uvw}	A	Stromvektor in Statorkoordinaten
i_v	A	Strom in Phase V
i_w	A	Strom in Phase W
J	kgm^2	Massenträgheitsmoment
J_{EM}	kgm^2	Massenträgheitsmoment der elektrischen Maschine
J_{Kupp}	kgm^2	Massenträgheitsmoment der Kupplung
J_{KW}	kgm^2	Massenträgheitsmoment der Kurbelwelle
J_{Pl}	kgm^2	Massenträgheitsmoment des Pleuel
J_{Schw}	kgm^2	Massenträgheitsmoment des Schwungrads
J_{sqr}	–	Gütefunktional
K	–	Zustandsreglerverstärkung
k	–	Laufvariable
K_1	m	Konstante 1 zur Beschreibung des Hubverlaufs
K_2	m	Konstante 2 zur Beschreibung des Hubverlaufs
$K_{1,\dot{m}}$	$\frac{kg}{rad}$	Faktor zur Annäherung des Systemverhaltens zwischen ω_0 und $\dot{m}_{O2,4T}$
$K_{2,\dot{m}}$	$\frac{kg}{s}$	Faktor zur Annäherung des Systemverhaltens zwischen $\xi_{M1,In}$ und $\dot{m}_{O2,4T}$
k_α	$\frac{rad}{s^2}$	Konstante welche abhängig ist von der maximalen Winkelbeschleunigung
$\mathbf{K}_{\alpha\beta}$	–	Clarke-Transformationsmatrix
$\mathbf{K}_{\alpha\beta}^{-1}$	–	Inverse Clarke-Transformationsmatrix
κ	–	Isentropenexponent eines idealen Gases

Symbol	Einheit	Beschreibung
k_F	$\frac{N}{A}$	Strom-Kraftkonstante bei einer permanent erregten elektrischen Maschine
$K_{Gas,AP}$	$\frac{Nm \cdot s}{rad}$	Linearisierter Anstieg des thermodynamischen Drehmoments in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit
K_I	$\frac{1}{kg}$	Integral Anteil des Luftmassenstromregler
$k_{I,DC}$	$\frac{A}{Vs}$	I- Anteil des Spannungsreglers
k_M	$\frac{Nm}{A}$	Drehmomentkonstante
$k_{P,DC}$	$\frac{A}{V}$	P- Anteil des Spannungsreglers
k_{ra}	$\frac{rad}{s}$	Steigung einer Winkelrampenfunktion
$K_{Reib,AP}$	$\frac{Nm \cdot s}{rad}$	Linearisierter Anstieg des reibungsbehafteten Drehmoments in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit
k_S	$\frac{N}{m}$	Federkonstante
$k_{VM,1}$	$\frac{W \cdot s^2}{rad^2}$	Konstante 1 zur Berechnung der abgegebenen Leistung in Abhängigkeit von der Drehzahl
$k_{VM,2}$	$\frac{W \cdot s}{rad}$	Konstante 2 zur Berechnung der abgegebenen Leistung in Abhängigkeit von der Drehzahl
$k_{VM,3}$	W	Konstante 3 zur Berechnung der abgegebenen Leistung in Abhängigkeit von der Drehzahl
L_0	H	Selbstinduktivität
L_1	H	Induktivitätsänderung
l_1	m	Abstand Kipphebellagerung - Ventil
l_2	m	Abstand Kipphebellagerung - Stößelstange
l_{kpl}	m	Länge des Pleuel und des Kurbelwellenradius
l_{pl}	m	Länge des Pleuel
λ	s	Kraftstoff-Luftverhältnis
λ_P	–	Pleuelstangenverhältnis
L_d	H	Induktivität in der d-Achse
\mathbf{L}_H	H	Hauptinduktivitätsmatrix
l_K	m	Länge des Kolbens
l_{KR}	m	Abstand unterer Kolbenring zur unteren Zylinderkante
L_q	H	Induktivität in der q-Achse
\mathbf{L}_R	H	positionsabhängige Induktivitätsmatrix
L_{TP}	H	Induktivität eines Tiefpasses
l_{Umfang}	m	Umfang eines Kreises

Symbol	Einheit	Beschreibung
L_{uvw}	H	Induktivitätsmatrix im statorfesten KS
l_{Zyl}	m	Bewegbare Strecke des Kolbens im Zylinder
m	kg	Masse
m_1	kg	Gesamtmasse bezogen auf die Ventilseite
m_2	kg	Gesamtmasse bezogen auf die Nockenwellenseite
M_{Beo}	Nm	Beobachtetes Drehmoment
M_C	Nm	Drehmoment an der Nockenwelle durch die Betätigung eines Ventils
M_{Cam}	Nm	Gesamtes Drehmoment an der Nockenwelle
$M_{C,In}$	Nm	Drehmoment an der Nockenwelle durch die Betätigung des Einlassventils
$M_{C,Out}$	Nm	Drehmoment an der Nockenwelle durch die Betätigung des Auslassventils
\dot{m}_{Kr}	$\frac{kg}{s}$	Kraftstoffmassendurchfluss
\dot{m}_{O_2}	$\frac{kg}{s}$	Luftmassendurchfluss
$\dot{m}_{O_2,4T}$	$\frac{kg}{s}$	Luftmassendurchfluss über 4 Takte
$\overline{\dot{m}}_{O_2,4T}$	$\frac{kg}{s}$	Gefilterter Luftmassendurchfluss über 4 Takte
M_{EM}	Nm	Drehmoment der elektrischen Maschine
m_{EM}	kg	Masse der elektrischen Maschine
m_F	kg	Masse der Feder
M_{Gas}	Nm	Drehmoment des Verbrennungsmotors resultierend aus der Gaskraft und der oszillierenden Massenkräfte
m_H	kg	Masse des Federtellers und Keile
M_{Komp}	Nm	Drehmoment vom Verbrennungsmotor im geschleppten Betrieb
m_K	kg	Masse des Kolbens
$m_{Pl,osz}$	kg	Oszillierende Masse des Pleuels
M_{Reib}	Nm	Drehmoment was durch Reibung entsteht
m_S	kg	Stößelmasse
m_{SS}	kg	Stößelstangenmasse
m_{St}	kg	Stangenmasse
m_V	kg	Masse des Ventils
M_{VM}	Nm	Drehmoment des Verbrennungsmotors
$M_{VM,Modell}$	Nm	Theoretisch berechnetes Drehmoment
n	$\frac{U}{min}$	Mechanische Drehzahl

Symbol	Einheit	Beschreibung
ω	$\frac{rad}{s}$	Verallgemeinerte Winkelgeschwindigkeit
ω_0	$\frac{rad}{s}$	Grunddrehzahl der Nockenwelle
ω_{Beob}	$\frac{rad}{s}$	Beobachtergrenzfrequenz
ω_{el}	$\frac{rad}{s}$	elektrische Winkelgeschwindigkeit
ω_{gr}	$\frac{rad}{s}$	Netzwinkelgeschwindigkeit
ω_{KW}	$\frac{rad}{s}$	Drehzahl der Kurbelwelle
$\omega_{KW,0}$	$\frac{rad}{s}$	Initialkurbelwinkelgeschwindigkeit
$\omega_{KW,end}$	$\frac{rad}{s}$	Endkurbelwinkelgeschwindigkeit
ω_m	$\frac{rad}{s}$	Mechanische Winkelgeschwindigkeit
$\omega_{m,VF}$	$\frac{rad}{s}$	Vorgefilterte Winkelgeschwindigkeit
ω_N	$\frac{rad}{s}$	Maximale negative Drehzahl
ω_{NW}	$\frac{rad}{s}$	Drehzahl der Nockenwelle
$\omega_{NW,t}$	$\frac{rad}{s}$	Vorgesteuerte Nockenwellenwinkelgeschwindigkeit
ω_P	$\frac{rad}{s}$	Maximale positive Drehzahl
ω_{sys}	$\frac{rad}{s}$	Systemgrenzfrequenz
ω_t	$\frac{rad}{s}$	Vorgesteuerte Winkelgeschwindigkeit
ω_V	$\frac{rad}{s}$	Virtuelle Winkelgeschwindigkeit
p	–	Polpaarzahl
P_C	W	Wirkleistung des Kondensators
$P_{ctl,enable}$	–	Indikator für die Regelungsstrukturumschaltung
P_{Cu}	W	Kupferverluste einer elektrischen Maschine
P_{el}	W	Elektrische Leistung der elektrischen Maschine
$P_{el,la}$	W	Wirkleistung des elektrischen Last und der Kupferverluste der elektrischen Maschine
P_{EM}	W	Mechanische Leistung der elektrischen Maschine
$P_{EM,TP}$	W	Gefilterte mechanische Leistung der elektrischen Maschine
$P_{EM,zyk}$	W	Zyklisch berechnete Leistung der elektrischen Maschine
$P_{EM,zyk,sim}$	W	Zyklisch berechnete Leistung der elektrischen Maschine während einer Simulation
P_{Fe}	W	Eisenverlustleistung
π	–	Die Kreiszahl Pi
P_J	W	Wirkleistung der Massenträgheit
P_{Last}	W	Wirkleistung der Last

Symbol	Einheit	Beschreibung
Ψ_d	Vs	Verketteter magnetischer Fluss in der d-Achse
Ψ_{PM}	Vs	Verketteter magnetischer Fluss der Permanentmagneten im rotorfesten KS
$\Psi_{PM,u}$	Vs	Verketteter Fluss durch die permanent Magneten im statorfesten KS der Phase U
$\Psi_{PM,uvw}$	Vs	Verketteter Flussvektor durch die permanent Magneten im statorfesten KS
$\Psi_{PM,v}$	Vs	Verketteter Fluss durch die permanent Magneten im statorfesten KS der Phase V
$\Psi_{PM,w}$	Vs	Verketteter Fluss durch die permanent Magneten im statorfesten KS der Phase W
Ψ_q	Vs	Verketteter magnetischer Fluss in der q-Achse
Ψ_{uvw}	–	Verketteter Flussvektor im statorfesten KS
P_V	W	Verlustleistung
P_{VM}	W	Abgegebene Momentanleistung des Verbrennungsmotors
$P_{VM,0}$	W	Initialleistung des Verbrennungsmotors
$P_{VM,end}$	W	Endleistung des Verbrennungsmotors
$P_{VM,TP}$	W	Gefilterte Leistung des Verbrennungsmotors
p_{Zyl}	Pa	Zylinderdruck
$p_{Zyl,max}$	Pa	Maximaldruck
$p_{Zyl,Umg}$	Pa	Umgebungsdruck
Q	J	Wärmemenge
R	Ω	Ohmscher Widerstand
r_r	m	Radius eines Kreises
r_{sys}	–	Relativer Grad des Systems
r_{ku}	m	Kurbelwellenradius / Radius der Exzentrizität
$r_{ku,V}$	m	Virtueller Kurbelwellenradius
R_{Last}	Ω	Lastwiderstand
\mathbf{R}_φ	–	Rotationsmatrix
\mathbf{R}_φ^{-1}	–	Inverse Rotationsmatrix
R_s	$\frac{J}{kg \cdot K}$	Gaskonstante
R_{TP}	Ω	Widerstand eines Tiefpasses
R_u	Ω	Ohmscher Widerstand der Phase U
\mathbf{R}_{uvw}	Ω	Ohmscher Widerstand in Matrixform
R_v	Ω	Ohmscher Widerstand der Phase V

Symbol	Einheit	Beschreibung
R_w	Ω	Ohmscher Widerstand der Phase W
s	–	Laplace Operator
S_s	$\frac{J}{kg \cdot K}$	Entropie
T	–	Park-Transformationsmatrix
τ_P	m	Polbreite
T_{el}	s	Elektrische Zeitkonstante durch die Induktivität und Widerstand
T_k	–	Schaltzustand des k-ten Transistors
\mathbf{T}^{-1}	–	Inverse Park-Transformationsmatrix
T_{NW}	s	Periodendauer einer Nockenwellendrehung
$T_{N,id}$	$\frac{s \cdot A}{V}$	i_d - Stromregleranteil 2
$T_{R,id}$	s	i_d - Stromregleranteil 1
$T_{N,\omega}$	$\frac{rad}{A}$	Drehzahlregleranteil 2
$T_{R,\omega}$	s	Drehzahlregleranteil 1
T_{N,φ_m}	–	Positionsregleranteil 2
T_{R,φ_m}	s	Positionsregleranteil 1
T_s	s	Abtastzeit
T_Σ	s	Angenäherte Summenzeitkonstante resultierend aus der Sensorik, Wechselrichter, u.s.w.
$T_{\Sigma,I}$	s	Angenäherte Summenzeitkonstante des Stromregelkreis
$T_{\Sigma,Inv}$	s	Angenäherte Zeitkonstante des Wechselrichters
T_{Σ,ω_m}	s	Summenzeitkonstante des Drehzahlregelkreis
T_{TP}	s	Zeitkonstante eines Tiefpasses
T_ϑ	K	Temperatur
U	J	Innere Energie
u	–	Stellgröße
u_α	V	α -Spannungskomponente in Statorkoordinaten
$\mathbf{u}_{\alpha\beta}$	V	$\alpha\beta$ -Spannungsvektor in Statorkoordinaten
u_β	V	β -Spannungskomponente in Statorkoordinaten
u_d	V	d-Spannungskomponente in Rotorkoordinaten
U_{DC}	V	Zwischenkreisspannung
$U_{DC,LUT}$	V	Drehzahlabhängige Zwischenkreisspannung
$U_{DC,max}$	V	Maximale Zwischenkreisspannung

Symbol	Einheit	Beschreibung
$U_{DC,min}$	V	Minimale Zwischenkreisspannung
$u_{d,gr}$	V	d-Spannungskomponente des elektrischen Netzes
\mathbf{u}_{dq}	V	Spannungsvektor im d/q-KS
u_{EMK}	V	Induzierte Spannung in der q-Achse
$\mathbf{u}_{EMK,\alpha\beta}$	V	Induzierte Spannung in dem $\alpha\beta$ - Koordinatensystem
$u_{EMK,uvw}$	V	Induzierte Spannung in dem uvw - Koordinatensystem
v	–	Eingang des transformierten Systems
u_q	V	q-Spannungskomponente in Rotorkoordinaten
$u_{q,gr}$	V	q-Spannungskomponente des elektrischen Netzes
u_u	V	Spannung in Phase U
U_{UN}	V	Spannung zwischen Phase U und Neutral
U_{UV}	V	Spannung zwischen Phase U und Phase V
\mathbf{u}_{uvw}	V	Spannungsvektor in Statorkoordinaten
u_v	V	Spannung in Phase V
U_{VN}	V	Spannung zwischen Phase V und Neutral
U_{VW}	V	Spannung zwischen Phase V und Phase W
u_w	V	Spannung in Phase W
U_{WN}	V	Spannung zwischen Phase W und Neutral
U_{WU}	V	Spannung zwischen Phase W und Phase U
V	m^3	Volumen vom Zylinder
φ	rad	Ein beliebiger Winkel
φ_{cl}	rad	Nockenwellenwinkel wo ein Ventil geschlossen ist
φ_{el}	rad	Elektrischer Winkel
φ_{gr}	rad	Netzwinkel
φ_{KW}	rad	Kurbelwinkel
$\varphi_{KW,off}$	rad	Offsetwinkel zur Bestimmung des OT
$\varphi_{KW,rel}$	rad	relativer Kurbelwinkel
φ_m	rad	Mechanischer Winkel
φ_{NW}	rad	Nockenwellenwinkel
φ_{op}	rad	Nockenwellenwinkel wo ein Ventil geöffnet ist
φ_t	rad	Vorgesteuerter Winkel
φ_V	rad	Virtueller Winkel

Symbol	Einheit	Beschreibung
v	$\frac{m}{s}$	Geschwindigkeit
W	J	Arbeit
w	—	Sollgröße
ω	$\frac{rad}{s}$	Winkelgeschwindigkeit
ω_{KW}	$\frac{rad}{s}$	Winkelgeschwindigkeit an der Kurbelwelle
x	m	Wegkoordinate
x_1	m	Abtriebsseitiger Ventilhub
x_2	m	Antriebsseitiger Ventilhub
ξ	—	Allgemeine Variable einer Funktion
ξ_{M1}	—	Steuerzeitenkoeffizient für Methode 1
ξ_{M2}	—	Steuerzeitenkoeffizient für Methode 2
ξ_{M3}	—	Steuerzeitenkoeffizient für Methode 3
Ξ_{US}	—	Anzahl der Spannungsänderungen während eines PWM- Zyklus
x_P	m	Kolbenposition
$x_{P,max}$	m	Maximaler Kolbenhub
x_{pre}	m	Vorgespannter Federweg
$x_{P,red}$	m	Reduzierung des Kolbenhubs während zwei Takten
\mathbf{x}	—	Zustandsvektor
y	—	Ausgang
\mathbf{z}	—	Transformierter Zustand
z	—	Störung
ζ	—	Allgemeine Variable einer Funktion

A. Literaturverzeichnis

- [1] C. L. Quéré, R. M. Andrew, P. Friedlingstein, S. Sitch, J. Hauck, et. al. Global carbon budget 2018. *Earth System Science Data*, 10(4):2141–2194, 2018.
- [2] G. Ingesson, L. Yin, R. Johansson, P. Tunestal. Efficiency optimal, maximum-pressure control in compression-ignition engines. In *American Control Conference (ACC)*, pages 4753–4759, 2017.
- [3] G. Zhang L. Hou. A method to realize multipoint ignition with microwave plasma. In *2015 IEEE International Conference on Plasma Sciences (ICOPS)*, page 1, Piscataway, NJ, 2015. IEEE.
- [4] R. v. Basshuysen, F. Schäfer. *Handbuch Verbrennungsmotor: Grundlagen, Komponenten, Systeme, Perspektiven ; mit 1804 Abbildungen und mehr als 1400 Literaturstellen*. ATZ/MTZ-Fachbuch. Springer Vieweg, Wiesbaden, 7., vollständig überarbeitete und erweiterte auflage edition, 2015.
- [5] D. J. Holt. *Alternative diesel fuels*, volume 111 of *PT*. Society of Automotive Engineers, Warrendale, Pa., 2004.
- [6] H. Kosaka, T. Akita, K. Moriya, S. Goto, Y. Hotta, T. Umeno, K. Nakakita. Development of free piston engine linear generator system part 1 - investigation of fundamental characteristics. In *SAE 2014 World Congress & Exhibition*, SAE Technical Paper Series, 2014.
- [7] Y.- y. Wang, S.-q. Shang. Study on the use of alternative fuel made from waste vegetable oil in the diesel engine. In L. X. Luo, R. Du, X. Wang, editor, *ICAE2011*, pages 696–701, Piscataway, N.J., 2011. IEEE.
- [8] V. Ostović. *The Art and Science of Rotating Field Machines Design: A Practical Approach*. Springer International Publishing, Cham, 2017.
- [9] I. Aharon and A. Kuperman. Topological overview of powertrains for battery-powered vehicles with range extenders. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(3):868–876, 2011.
- [10] M. P. Kazmierkowski. Electric power systems (review of modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles: Modern electric, hybrid electric, and

- fuel cell vehicles: Fundamentals, theory, and design). *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, 4(1):75, 2010.
- [11] H. Yoo, B.- G. Cho, S.- K. Sul, S.-M. Kim, Y. Park, editor. *A power flow control strategy for optimal fuel efficiency of a variable speed engine-generator based series hybrid electric vehicle: Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, 2009.
- [12] A. Solouk, J. Tripp, M. Shakiba-Herfeh, and M. Shahbakhti. Fuel consumption assessment of a multi-mode low temperature combustion engine as range extender for an electric vehicle. *Energy Conversion and Management*, 148:1478–1496, 2017.
- [13] M. Jankovic and S. Magner. Control of engines with fully variable valvetrains. In *Proceedings of the 2005, American Control Conference, 2005*, pages 4440–4445. IEEE, June 8-10, 2005.
- [14] M. Linke, R. Kennel, J. Holtz. Sensorless position control of permanent magnet synchronous machines without limitation at zero speed. In *28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 674–679, 5-8 Nov. 2002.
- [15] X. Qiu, W. Wang, Jia. Yang, J. Jiang, and Jiq. Yang. Phase-inductance-based position estimation method for interior permanent magnet synchronous motors. *Energies*, 10(12):2002, 2017.
- [16] R. I. Davis, R. D. Lorenz. Engine torque ripple cancellation with an integrated starter alternator in a hybrid electric vehicle: implementation and control. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(6):1765–1774, 2003.
- [17] M. Morandini, S. Bolognani, A. Faggion. Active torque damping for an ice-based domestic chp system with an spm machine drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(4):3137–3146, 2015.
- [18] Y.- P. Yang, J.- J. Liu, D.- H. Ye, Y.- R. Chen, P.-H. Lu. Multiobjective optimal design and soft landing control of an electromagnetic valve actuator for a camless engine. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 18(3):963–972, 2013.
- [19] J. Zhao and R. J. Seethaler. A fully flexible valve actuation system for internal combustion engines. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 16(2):361–370, 2011.
- [20] S. Chang Z. Xu. Prototype testing and analysis of a novel internal combustion linear generator integrated power system. *Applied Energy*, 87(4):1342–1348, 2010.

- [21] C. Zhang, F. Chen, L. Li, Z. Xu, L. Liu, G. Yang, H. Lian, Y. Tian. A free-piston linear generator control strategy for improving output power. *Energies*, 11(1):135, 2018.
- [22] Q.-f. Li, J. Xiao, and Z. Huang. Flat-type permanent magnet linear alternator: A suitable device for a free piston linear alternator. *Journal of Zhejiang University-SCIENCE A*, 10(3):345–352, 2009.
- [23] A. Kiffe. *Echtzeitsimulation leistungselektronischer Schaltungen für die Hardware-in-the-Loop-Simulation*. Dissertation, Technische Universität Berlin, Berlin, 2018.
- [24] J. A. Sanders, J. Murdock, and F. Verhulst. *Averaging Methods in Nonlinear Dynamical Systems*, volume 59 of *Applied Mathematical Sciences*. Springer, New York, NY, 2007.
- [25] R. van Basshuysen and F. Schäfer. *Handbuch Verbrennungsmotor*. Springer Fachmedien Wiesbaden, Wiesbaden, 2017.
- [26] D. Schröder. *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer Vieweg, Berlin [u.a.], 4. Aufl. // 4. Auflage edition, 2015.
- [27] R. Krall. *Permanentmagneterregte Mehrphasen-Synchronmaschine in Zahnspulenausführung einschließlich des phasendezimierten Betriebs*. PhD thesis, University of Leoben, 2017/09/25.
- [28] J. F. Gieras, M. Wing. *Permanent magnet motor technology: Design and applications*, volume 113 of *Electrical and computer engineering*. CRC Press, London, 2nd ed. edition, 2002.
- [29] A. Souissi, I. Abdennadher, and A. Masmoudi. *Linear synchronous machines: Application to sustainable energy and mobility*. Power Systems. Springer, Singapore, 2019.
- [30] N. P. Quang, J.- A. Dittrich. *Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice*. Power Systems. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, online-ausg edition, 2008.
- [31] U. Riefenstahl. *Elektrische Antriebssysteme: Grundlagen, Komponenten, Regelverfahren, Bewegungssteuerung ; mit 12 Tabellen und 75 Beispielen*. Studium. Vieweg + Teubner, Wiesbaden, 3., durchges. und verb. Aufl. edition, 2010.
- [32] C. Zhang, X. Wang, D. Wang, Q. Sun, and G. Ma. Comparative analysis of electromagnetic force inverter fed pmsm drive using field oriented control (foc) and direct torque control (dct). In *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1–4. IEEE, 11.08.2019 - 14.08.2019.

- [33] W. C. Duesterhoeft, M. W. Schulz, E. Clarke. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 70(2):1248–1255, 1951.
- [34] R. H. Park. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 48(3):716–727, 1929.
- [35] A. Binder. *Elektrische Maschinen und Antriebe: Grundlagen, Betriebsverhalten*. VDI-Buch. Springer, Berlin and Heidelberg, 2012.
- [36] R. Wegener. Zylindrischer linearmotor mit konzentrierten wicklungen für hohe kräfte.
- [37] M. Kornetzki and A. Weis. Die wirbelstromverluste im massekern. In H. von Boul, R. Fellingner, A. Franke, H. Gerdien, F. Güldenpfennig, F. Heintzenberg, R. Holm, E. O. Kieffer, B. Kirstein, C. Köttgen, F. Lüschen, and H. Neuhäus, editors, *Wissenschaftliche Veröffentlichungen aus den Siemens-Werken*, volume 23, pages 229–245. Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 1936.
- [38] P. Vaske, J. H. Riggert, and H. Fricke. *Berechnung elektrischer Maschinen*, volume Teil 2 of *Leitfaden der Elektrotechnik Elektrische Maschinen und Umformer*. Teubner, Stuttgart, 8., überarbeitete auflage edition, 1974.
- [39] D. Schröder. *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung*. Springer-Lehrbuch. Springer, Berlin and Heidelberg, 3. aufl. 2012. überarb. und erw edition, 2012.
- [40] A. Bellini and S. Bifaretti. Comparison between sinusoidal pwm and space vector modulation techniques for npc inverters. In *2005 IEEE Russia Power Tech*, pages 1–7. IEEE, 2005.
- [41] T. Turker, U. Buyukkeles, A. F. Bakan. A robust predictive current controller for pmsm drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(6):3906–3914, 2016.
- [42] G. P. Merker, G. Haußmann, P. Eckert, S. Rakowski, H. Eichlseder, H. Tschöke. Thermodynamische und chemische grundlagen. In G. P. Merker and R. Teichmann, editors, *Grundlagen Verbrennungsmotoren*, ATZ/MTZ-Fachbuch, pages 11–88. Springer Vieweg, Wiesbaden, 2014.
- [43] K. Reif. *Ottomotor-Management*. Springer Fachmedien Wiesbaden, Wiesbaden, 2014.
- [44] G. P. Merker and R. Teichmann, editors. *Grundlagen Verbrennungsmoto-*

- ren: *Funktionsweise, Simulation, Messtechnik*. ATZ/MTZ-Fachbuch. Springer Vieweg, Wiesbaden, 7., vollst. überarb. Aufl. edition, 2014.
- [45] W. Eifler, E. Schlücker, U. Spicher, G. Will. *Küttner Kolbenmaschinen*. Vieweg+Teubner Verlag / GWV Fachverlage GmbH, Wiesbaden, Wiesbaden, 7., neu bearbeitete Auflage edition, 2009.
- [46] A. Laschet. *Simulation von Antriebssystemen: Modellbildung der Schwingungssysteme und Beispiele aus der Antriebstechnik*, volume 9 of *Fachberichte Simulation*. Springer, Berlin and Heidelberg, 1988.
- [47] R. Pischinger, M. Klell, and T. Sams. *Thermodynamik der Verbrennungskraftmaschine*. Springer Vienna, Vienna, 2010.
- [48] J. G. Rivard. Closed-loop electronic fuel injection control of the internal combustion engine. In *SAE Technical Paper Series*, SAE Technical Paper Series. SAE International 400 Commonwealth Drive, Warrendale, PA, United States, 1973.
- [49] I. Payo, L. Sánchez, E. Caño, and O. Armas. Control applied to a reciprocating internal combustion engine test bench under transient operation: Impact on engine performance and pollutant emissions. *Energies*, 10(11):1690, 2017.
- [50] K. Reif, editor. *Bosch Grundlagen Fahrzeug- und Motorentechnik: Konventioneller Antrieb, Hybridantriebe, Bremsen, Elektronik*. Bosch Fachinformation Automobil. Vieweg+Teubner Verlag / Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH Wiesbaden, Wiesbaden, 1. Aufl., 2011 edition, 2012.
- [51] E. Spring. *Elektrische Maschinen: Eine Einführung*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 2009.
- [52] G. Köhler. *Maschinenteile: Teil 2*, volume pt. 2. Vieweg+Teubner Verlag, Wiesbaden, 7., neubearbeitete und erweiterte Auflage edition, 1986.
- [53] T. Ito, T. Watanabe, Y. Ishibashi, T. Tsukada, T. Monai, S. Nii, and R. Yokoyama. A high-efficiency, high-quality power supply implemented with a lean-burn gas engine and a power storage device. In *Energy Society General Meeting*, pages 1–7, 2010.
- [54] T. Wang, D. O’Neill, and H. Kamath. Dynamic control and optimization of distributed energy resources in a microgrid. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 6(6):2884–2894, 2015.
- [55] Y. Liu, G. Tang, H. Liu, B. Zhou, H. Guo, and G. Zuo. Speed control method of double salient electro-magnetic wind power generator in full range of wind speed. In *2010 World Non-Grid-Connected Wind Power and Energy Conference (WNWEC)*, pages 1–5, 2010.

- [56] Y. Baghzouz, R. Hurt, and R. F. Boehm. Evaluation of a fuel cell for powering the electrical load of ice vehicles. In *2007 International Conference on Clean Electrical Power*, pages 74–77, 2007.
- [57] M. Klell, H. Eichlseder, and A. Trattner. *Wasserstoff in der Fahrzeugtechnik: Erzeugung, Speicherung, Anwendung*. ATZ/MTZ-Fachbuch. Springer Vieweg, Wiesbaden, 4., aktualisierte und erweiterte auflage edition, 2018.
- [58] H. Dolezal. Ups - dynamic-rotary systems with flywheel and diesel engine. In *INTELEC '87 - The Ninth International Telecommunications Energy Conference*, pages 187–192. IEEE, 14.06.1987 - 17.06.1987.
- [59] Y. Kawabata, Y. Morine, T. Oka, E. C. Ejiogu, and T. Kawabata. Variable speed constant frequency power generating system by the use of rotor excitation of induction machine. In *Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002 (Cat. No.02TH8579)*, pages 328–333. IEEE, 2-5 April 2002.
- [60] G. Geula, S. Bronshtein, M. Averbukh, and A. Kuperman. Enhancing low-throttle-operation robustness of ice-based apu by supercapacitor-realized virtual inertia. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, page 1, 2017.
- [61] S. Bayhan and H. Abu-Rub. A simple control technique for distributed generations in grid-connected and islanded modes. In *2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pages 1237–1242, 2018.
- [62] A. Solouk and M. Shahbakhti. Modeling and energy management of an hcci based powertrain for series hybrid and extended range electric vehicles. *International Journal of Powertrains*, 6(2):1, 2017.
- [63] P. B. Jensen, M. B. Olsen, J. Poulsen, C. Vigild, and E. Hendricks. Wideband si engine lambda control. In *SAE Technical Paper Series*, SAE Technical Paper Series. SAE International400 Commonwealth Drive, Warrendale, PA, United States, 1998.
- [64] J. Leuchter, P. Bauer, V. Rerucha, V. Hajek. Dynamic behavior modeling and verification of advanced electrical-generator set concept. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(1):266–279, 2009.
- [65] Y. Liu, J. Zhou, L. Fiorentini, M. Canova, Y.- Y. Wang. Control of a two-stage turbocharged diesel engine air path system for mode transition via feedback linearization. In *2016 American Control Conference (ACC)*, pages 5105–5111, 2016.
- [66] E. D. Sontag, M. Thoma, A. Isidori, J. H. van Schuppen, and Alberto Isidori. *Nonlinear Control Systems*. Communications and Control Engineering. Springer London, London, 1995.

- [67] F. Allgöwer, E. D. Gilles. *Nichtlinearer Reglerentwurf auf der Grundlage exakter Linearisierungstechniken: Methoden, Werkzeuge, Anwendungen ; Tagung Langen, 13. und 14. Mai 1993*, volume 1026 of *VDI-Berichte*. VDI-Verl., Düsseldorf, 1993.
- [68] V. Chauhan, V. Kumar, M. Shukla. Dynamic surface control of electronic throttle. In *2015 International Conference on Recent Developments in Control, Automation and Power Engineering (RDCAPE)*, pages 10–14, 2015.
- [69] E. Sariyildiz, H. Yu, T. Nozaki, T. Murakami. A robust state-space controller design for multi-mass resonant systems. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 488–493, 2016.
- [70] J. Ackermann. Entwurf durch polvorgabe / design by pole placement. *at - Automatisierungstechnik*, 25(1-12), 1977.
- [71] R. Losero, J. Lauber, T.- M. Guerra. Discrete angular torque observer applied to the engine torque and clutch torque estimation via a dual-mass flywheel. In *2015 IEEE 10th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pages 1020–1025, 2015.
- [72] K.-H. Kim, Y.-C. Jeung, D.-C. Lee, and H.-G. Kim. Robust control of pmsg wind turbine systems with back-to-back pwm converters. In *2010 2nd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pages 433–437, 2010.
- [73] X. Yuan, F. Wang, D. Boroyevich, Y. Li, and R. Burgos. Dc-link voltage control of a full power converter for wind generator operating in weak-grid systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(9):2178–2192, 2009.
- [74] J. Bian, C. Zang, X. Li, B. Hu, and W. Gu. The rapid development of a three-phase grid-forming micro-source inverter. In *2017 2nd International Conference on Power and Renewable Energy (ICPRE)*, pages 51–55. IEEE, 20.09.2017 - 23.09.2017.
- [75] Z. Xie, Y. Chen, W. Wu, Y. Xu, H. Wang, J. Guo, and A. Luo. Modeling and control parameters design for grid-connected inverter system considering the effect of pll and grid impedance. *IEEE Access*, 8:40474–40484, 2020.
- [76] P. Mutschler R. Leidhold. Improved method for higher dynamics in sensorless position detection. In *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008*. IEEE, Piscataway, NJ, 2008.
- [77] T. C. Lin, Z. Q. Zhu, J. M. Liu. Improved rotor position estimation in sensorless-controlled permanent-magnet synchronous machines having asymmetric-emf with harmonic compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(10):6131–6139, 2015.

- [78] M. Pacas. Sensorless drives in industrial applications. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, 5(2):16–23, 2011.
- [79] K. Ide, H. Iura, M. Inazumi. Hybrid sensorless control of ipmsm combining high frequency injection method and back emf method. In *IECON 2010 - 36th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pages 2236–2241, 2010.
- [80] M. Morandin, A. Faggion, S. Bolognani. Integrated starter–alternator with sensorless ringed-pole pm synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(2):1485–1493, 2015.
- [81] A. Beccari E. Pipitone. Determination of tdc in internal combustion engines by a newly developed thermodynamic approach. *Applied Thermal Engineering*, 30(14-15):1914–1926, 2010.
- [82] T. Yamanaka, M. Esaki, M. Kinoshita. Measurement of tdc in engine by microwave technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 33(12):1489–1494, 1985.
- [83] M. L. Haddox. Method and apparatus for measuring engine compression ratio, clearance volume and related cylinder parameters, 1987.
- [84] P. Aicher. *Winkelrekonstruktion und sensorlose Regelung von Hybridschrittmotoren*. Dissertation, Technische Universität München, München, 13.12.2004.
- [85] O. C. Ferreira and R. Kennel. *Encoderless Control of Industrial Servo Drives: Portorož, Slovenia, 30 August-1 September 2006*. IEEE, Piscataway, NJ, 2006.
- [86] J.-I. Ha, K. Ide, T. Sawa, and S.-K. Sul. Sensorless position control and initial position estimation of an interior permanent magnet motor. In *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, pages 2607–2613. IEEE, 2001.
- [87] X. Wu, Y. Feng, X. Liu, S. Huang, X. Yuan, J. Gao, J. Zheng. Initial rotor position detection for sensorless interior pmsm with square-wave voltage injection. *IEEE Transactions on Magnetics*, 53(11):1–4, 2017.
- [88] M. Morandin, A. Faggion, and S. Bolognani. Integrated starter–alternator with sensorless ringed-pole pm synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(2):1485–1493, 2015.
- [89] J. Hong, S. Jung, K. Nam. An incorporation method of sensorless algorithms: Signal injection and back emf based methods. In *International Power Electronics Conference (IPEC), 2010*, pages 2743–2747, Piscataway, NJ, 2010. IEEE.
- [90] S. Rhode, K. Usevich, I. Markovsky, F. Gauterin. A recursive restricted total

- least-squares algorithm. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 62(21):5652–5662, 2014.
- [91] L. A. Neto, D. Erasme, N. Genay, P. Chanclou, Q. Deniel, F. Traore, T. Anfray, R. Hmadou, C. A.-Berthelemot. Simple estimation of fiber dispersion and laser chirp parameters using the downhill simplex fitting algorithm. *Journal of Lightwave Technology*, 31(2):334–342, 2013.
- [92] T. Thiringer A. Andersson. Motion sensorless ipmsm control using linear moving horizon estimation with luenberger observer state feedback. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 4(2):464–473, 2018.
- [93] H. Unger, C. Schwarz, J. Schneider, and K.-F. Koch. The valvetronic. *MTZ worldwide*, 69(7-8):30–37, 2008.
- [94] N. Werner P. Mercorelli. An adaptive resonance regulator design for motion control of intake valves in camless engine systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(4):3413–3422, 2017.
- [95] A. V. Pavlenko, I. A. Bolshenko, A. V. Bolshenko. The algorithms of designing of the internal combustion engine electromagnetic gas exchange valve actuator with specified dynamic parameters. In *2016 2nd International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*, pages 1–5, [Piscataway, New Jersey], 2016. IEEE.
- [96] S. Laghrouche, F. S. Ahmed, M. El Bagdouri, M. Wack, J. Gaber, and M. Becherif. Modeling and identification of a mechatronic exhaust gas recirculation actuator of an internal combustion engine. In *Proceedings of the 2010 American Control Conference (ACC)*, pages 2242–2247, Piscataway, NJ, 2010. IEEE.
- [97] R. Seethaler B. Reinholz. Experimental validation of a cogging torque assisted valve actuation system for internal combustion engines. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, page 1, 2015.
- [98] T. L. Dresner, P. Barkan. New methods for the dynamic analysis of flexible single-input and multi-input cam-follower systems. *Journal of Mechanical Design*, 117(1):150, 1995.
- [99] S. M. Muzakkir. Kinematic, dynamic and tribological analysis of push rod type valve system. *International Journal of Advance Industrial Engineering*, 3(2), 2015.
- [100] L. Qiu, Y. Shi, J. Pan, B. Zhang, G. Xu. Positioning-tracking controller design of a linear motion control system based on vectorization technique. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 23(4):1512–1520, 2018.
- [101] R. Todd Y. Nael. Digital control hil comparison for adjustable speed dri-

- ves: Florence (italy), october 24-27, 2016. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 2754–2759, 2016.
- [102] L. Miklanek, O. Vitek, O. Gotfryd, V. Klir. Study of unconventional cycles (atkinson and miller) with mixture heating as a means for the fuel economy improvement of a throttled si engine at part load. *SAE International Journal of Engines*, 5(4):1624–1636, 2012.
- [103] Bundesministerium der Justiz und für Verbraucherschutz. Lärm- und vibrations-arbeitsschutzverordnung: Lärmvibrationsarbschv, 6. März 2007.
- [104] N. Abou-Qamar and C. Hatziaioniu. Cancellation of harmonic torque disturbance in permanent magnet synchronous motor drives by using an adaptive feedforward controller. *IET Power Electronics*, 11(14):2215–2221, 2018.
- [105] M. Njeh, S. Cauet, and P. Coirault. H_∞ control of combustion torque ripples on hybrid electric vehicles. *IFAC Proceedings Volumes*, 43(7):542–547, 2010.
- [106] M. Njeh, S. Cauet, and P. Coirault. Lpv control of ice torque ripple in hybrid electric vehicles. *IFAC Proceedings Volumes*, 44(1):2931–2936, 2011.

B. Eigene Publikationen

- [107] A. Gerlach, N. Foerster, H. Rottengruber, R. Leidhold. Efficient control of internal combustion engines for electric power generation without throttle actuator. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1802–1807, 2016.
- [108] A. Gerlach, S. Benecke, and R. Leidhold. Energy management of a power unit without throttle actuator to supply a grid. In *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 2172–2177. IEEE, 14.10.2019 - 17.10.2019.
- [109] A. Gerlach, F. v. Haeseler, and Rottengruber, H. Leidhold, R. Nonlinear power control of an internal combustion engine without throttle actuator. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, pages 1–8, 2020.
- [110] A. Gerlach, B. Horn, N. Foerster, H. Rottengruber, R. Leidhold. Self - sensing control of a single cylinder ice with directly coupled pmsm. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1864–1869, 2016.
- [111] A. Gerlach and R. Leidhold. Comparison of active torque damping methods for a power unit in relation to implementation complexity. In *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 4519–4524. IEEE, 2018.
- [112] A. Gerlach, M. Fritsch, S. Benecke, H. Rottengruber, and R. Leidhold. Variable valve timing with only one camshaft actuator for a single-cylinder engine. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 24(4):1839–1850, 2019.
- [113] A. Gerlach, H. Rottengruber, R. Leidhold. Hochdynamische regelung eines verbrennungsmotors zur untersuchung der änderung des kolbenhub- und drehzahlverlaufs. In K.-H. Grote R. Kasper, editor, *12. Magdeburger Maschinenbautage 2015*. Universität Magdeburg, Magdeburg, 2015.
- [114] N. Foerster, A. Gerlach, R. Leidhold, S. Buryakovskiy, A. Masliy, B. G. Lyubarskiy. Design of a linear actuator for railway turnouts. In *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 463–470. IEEE, 2018.

- [115] S. Benecke, A. Gerlach, R. Leidhold. Analysis and compensation of end effects for improved force control of linear machines. In *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pages 1–6. IEEE, 2020.
- [116] A. Gerlach, S. Benecke, H. Rottengruber, and R. Leidhold. Efficient motion control of a pmsm and design of a mechanic energy storage for a four stroke free piston engine. In *2020 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, pages 235–239. IEEE, 23.06.2020 - 26.06.2020.
- [117] A. Gerlach, S. Zeilinga, H. Rottengruber, R. Leidhold. Regelungsstruktur und realisierbarkeitsanalyse für den betrieb eines direktangetriebenen freikolbenmotors. In *13. Magdeburger Maschinenbau-Tage 2017 AUTONOM – VERNETZT – NACHHALTIG*. Otto von Guericke University Library, Magdeburg, Germany, 2017.
- [118] A. Gerlach, H. Rottengruber, R. Leidhold. Control of a directly driven four-stroke free piston engine. In *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 4525–4530, 2018.
- [119] S. Benecke, A. Gerlach, and R. Leidhold. Design principle for linear electrical machines to minimize power loss in periodic motions. In *2019 12th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA)*, pages 1–6, 2019.
- [120] S. Benecke, A. Gerlach, and R. Leidhold. Design principle for linear electrical machines to minimize power loss in periodic motions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, page 1, 2020.
- [121] A. Grydin and A. Gerlach. Lc filter design for a voltage controlled grid in uninterruptible power supplies. In Sebastian Helm, Jonte Dancker, Martin Fritsch, and Tamara Schröter, editors, *Power and Energy Student Summit 2019*, pages 135–140. Otto-von-Guericke-Universität, 2019.
- [122] N. Forster, A. Gerlach, R. Leidhold. Improved angle estimation for pm synchronous machines with non sinusoidal saliency. In *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 534–540. IEEE, 2018.