

Optimale Regelung des elektrischen Systems eines drehzahlvariablen Pumpspeicherkraftwerkes mit doppelt-gespeisten Asynchronmaschinen

DIPLOMARBEIT

Ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades eines
Diplom-Ingenieurs (Dipl.-Ing.)

unter der Leitung von

Associate Prof. Dr.-Ing. W. Kemmetmüller

eingereicht an der

Technischen Universität Wien

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Institut für Automatisierungs- und Regelungstechnik

von

René Lenz

Matrikelnummer 1429765

Wien, 4. Juni 2018

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand am Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik. Für die konstruktive fachliche Unterstützung und die hervorragende Betreuung möchte ich mich bei meinem Betreuer, Herrn Associate Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Kemmetmüller, bedanken. Ebenso danke ich meinen Diplomarbeitkollegen am Institut für die zahlreichen anregenden Diskussionen und die freundliche Arbeitsatmosphäre.

Ein besonderer Dank gilt meiner Familie und meiner Freundin Christine, die mich in jeglicher Hinsicht während des gesamten Studiums unterstützt haben.

Wien, 4. Juni 2018

Abstract

This thesis deals with the development of an optimal control strategy for the electric system of pumped storage power plants with doubly fed induction machines. The main goal is to provide the required active and reactive power to the electrical grid. The system is described by a nonlinear mathematical model and is subject to nonlinear constraints. The control specifications are high control accuracy, compliance with the constraints and robustness against noise and parameter deviations.

A model predictive control (MPC) strategy is developed and compared for two different optimization problems. The first problem weights the difference between system variables and their stationary solution, which is calculated from the desired output. The second optimization formulation directly weights the desired output.

To analyze the robustness of the implemented control strategy a parameter sensitivity analysis is conducted. Based on these results two strategies are developed to reduce the stationary control error. The first strategy adds an integrator with anti-windup to the desired output. The second strategy introduces an off-line recursive least-squares estimation for the relevant system parameters. To reduce the influence of parameter deviations during operation of the system, an additional on-line recursive least-squares estimation is implemented.

Kurzzusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird eine optimale Regelungsstrategie für das elektrische System eines drehzahlvariablen Pumpspeicherkraftwerks (PSKW) mit doppelt gespeisten Asynchronmaschinen (DGASM) mit dem Ziel entwickelt, die Wirk- und Blindleistung am Netzanschlusspunkt nach den Vorgaben des Netzbetreibers zu regeln. Das nichtlineare System unterliegt dabei nichtlinearen Beschränkungen. Die Anforderungen an die Regelung sind eine hohe Regelgüte, die Einhaltung der Systembeschränkungen und die Robustheit gegenüber Messrauschen und Parameterschwankungen.

Als Regelungskonzept wird eine modellprädiktive Regelung (MPC) mit zwei unterschiedlichen Optimierungsaufgaben implementiert und miteinander verglichen. In der ersten Optimierungsaufgabe werden die Abweichungen der Systemgrößen zu stationären Arbeitspunkten gewichtet, die sich aus den Sollvorgaben berechnen. Bei der zweiten Optimierungsaufgabe wird der Regelfehler der Ausgangsgrößen direkt gewichtet.

Um die Robustheit des Regelungskonzepts zu untersuchen, wird eine Parametersensitivitätsanalyse durchgeführt. Auf Basis dieser Ergebnisse werden zwei Methoden entwickelt, um stationäre Genauigkeit zu erreichen. In der ersten Methode werden die Sollgrößen um einen Integralanteil mit Anti-Windup erweitert. Die zweite Methode besteht aus einem Parameterschätzer auf Basis eines rekursiven Least-Squares-Verfahren, mit dem die Parameter offline geschätzt werden. Um auch auf Parameterschwankungen während des Betriebs reagieren zu können, wird zusätzlich ein rekursiver Least-Squares-Schätzer implementiert.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Problembeschreibung	2
1.2	Literaturrecherche	3
1.3	Ziele der Arbeit	3
1.4	Gliederung der Arbeit	4
2	Mathematische Modellierung	5
2.1	Modellgrundlagen	5
2.1.1	Bezugssystem	5
2.2	Komponentenmodellierung	6
2.2.1	Doppelt gespeiste Asynchronmaschine	6
2.2.2	Transformatoren	10
2.2.3	Umrichter mit Spannungszwischenkreis	13
2.3	Vollständiges Modell	13
2.3.1	Systembeschränkungen	17
2.4	Reduziertes Modell	18
3	Modellprädiktive Regelung	24
3.1	Methode 1	24
3.1.1	Ruhelagen des Systems	25
3.1.2	Integrationsverfahren	27
3.1.3	Adaptives Liniensuchverfahren	31
3.2	Methode 2	33
4	Simulationsstudien nominelles System	35
4.1	Stationäres Gültigkeitsgebiet	35
4.2	Testfall 1, synchroner Betrieb	37
4.3	Testfall 2 und 3	41
4.4	Testfall 4, Frequenz-Sweep	42
4.5	Testfall 5, Messrauschen	45
4.6	Testfall 6, Drehzahländerung	47
4.7	Testfall 7, Systemgrenzen	50
5	Einfluss von Parameterabweichungen	54
5.1	Parametersensitivitätsanalyse	54
5.2	Integrator mit Anti-Windup	56
5.3	Parameterschätzung	58
5.3.1	RLS-Offlineschätzer	58
5.3.2	RLS-Onlineschätzer mit Gedächtnisfaktor	62

6	Zusammenfassung	66
A	Parameter	67
A.1	Parameter der Systemkomponenten	67
A.2	Parameter MPC	68

Abbildungsverzeichnis

1.1	Aufbau eines drehzahlvariablen Pumpspeicherkraftwerks	1
2.1	Strukturschaltbild des Systems	7
2.2	Dynamisches Ersatzschaltbild der doppelt gespeiste Asynchronmaschine (DGASM) in dq-Darstellung [17]	7
2.3	Dynamisches Ersatzschaltbild der Transformatoren in dq-Darstellung [17]	10
2.4	Struktur des vollständigen Modells	14
2.5	Struktur des reduzierten Modells	21
3.1	Vergleich der Integrationsverfahren der Vorwärtsintegration für eine Schrittweite von $T_a = 80 \mu\text{s}$	29
4.1	Stationäres Gültigkeitsgebiet für den synchronen Betrieb ($\omega = 1.0$)	36
4.2	Stationäres Gültigkeitsgebiet für den übersynchronen Betrieb ($\omega = 1.1$) .	36
4.3	Stationäres Gültigkeitsgebiet für den untersynchronen Betrieb ($\omega = 0.9$) .	37
4.4	Ausgangsgrößen im synchronen, übersynchronen und untersynchronen Betrieb für Methode 1	38
4.5	Stellgrößen im synchronen, übersynchronen und untersynchronen Betrieb für Methode 1	39
4.6	Ausgangs- und Stellgrößen im synchronen Betrieb für die Methode 2 . . .	40
4.7	Ausgangs- und Stellgrößen des Frequenz-Sweep, Endfrequenz $f_2 = 1 \text{ Hz}$. .	43
4.8	Ausgangs- und Stellgrößen des Frequenz-Sweep, Endfrequenz $f_2 = 10 \text{ Hz}$.	44
4.9	Ausgangs- und Stellgrößen im untersynchronen Betrieb mit Messrauschen	46
4.10	Ausgangsgrößen bei einer Drehzahländerung	48
4.11	Stellgrößen bei einer Drehzahländerung	49
4.12	Leistungssolltrajektorien für den Betrieb an den Systemgrenzen	50
4.13	Ausgangs- und Stellgrößen im Betrieb an den Systemgrenzen	52
4.14	Beschränkungen im Betrieb an den Systemgrenzen	53
5.1	Regelabweichung für die MPC mit Integratoranteil bei Messrauschen und einer verringerten Hauptinduktivität der DGASM $L_{m,a}^-$	57
5.2	Regelabweichung für die offline Parameterschätzung im nominellen Fall und für eine verringerte Hauptinduktivität der DGASM $L_{m,a}^-$	61
5.3	Widerstandsverläufe der Online-Parameterschätzung	64
5.4	Ausgangs- und Stellgrößen für die Online-Parameterschätzung	65

Tabellenverzeichnis

2.1	Bezugsgrößen des Systems	6
2.2	Werte der Systembeschränkungen	18
3.1	Norm der Abweichungen der diskreten Zustandsgrößen von den kontinuierlichen Zustandsgrößen über 3 s bezogen auf die Werte der Abtastzeit $T_a = 10 \mu\text{s}$	31
5.1	Stationärer relativer Fehler der Ausgangsgrößen für Parameterabweichungen	55
5.2	Relativer Fehler der geschätzten Parameter mit dem RLS-Verfahren . . .	60
A.1	Parameterwerte der doppelt gespeisten Asynchronmaschine	67
A.2	Parameterwerte des Blocktransformators	67
A.3	Parameterwerte des Umrichtertransformators	68
A.4	Parameterwerte des Umrichters	68
A.5	Gewichtungsfaktoren für die Ungleichungsbeschränkungen	69
A.6	Gewichtungsfaktoren für die Methode 2 der modellprädiktiven Regelung (MPC)	69
A.7	Parameterwerte für die MPC	69

1 Einleitung

Pumpspeicherkraftwerke (PSKW) zeichnen sich durch die Speicherfähigkeit großer Mengen an elektrischer Energie aus. Die wesentlichen Bestandteile des dieser Arbeit zugrunde liegenden PSKW zeigt die Abbildung 1.1.

Das Wirkungsprinzip beruht darauf, die potentielle Energie des Wasser aus zwei Speicherbecken auf unterschiedlichen Höhen mit Hilfe einer Pumpturbine in elektrische Energie bzw. von elektrischer Energie in potentielle Energie umzuwandeln. Dabei wird zwischen den zwei folgenden Betriebsmodi unterschieden:

- **Pumpbetrieb**

Die elektrische Energie aus dem Energienetz speist die elektrische Maschine (DGASM), die mechanisch mit der Pumpturbine verbunden ist und diese antreibt. Die Pumpturbine fördert das Wasser aus dem unteren in das obere Speicherbecken. Beim Pumpbetrieb wird Energie in Form der potentiellen Energie des Wassers gespeichert.

- **Turbinenbetrieb**

Im Turbinenbetrieb fließt das Wasser aus dem oberen Speicherbecken in das untere und treibt dabei die Pumpturbine an. Die Rotationsenergie der Pumpturbine wird

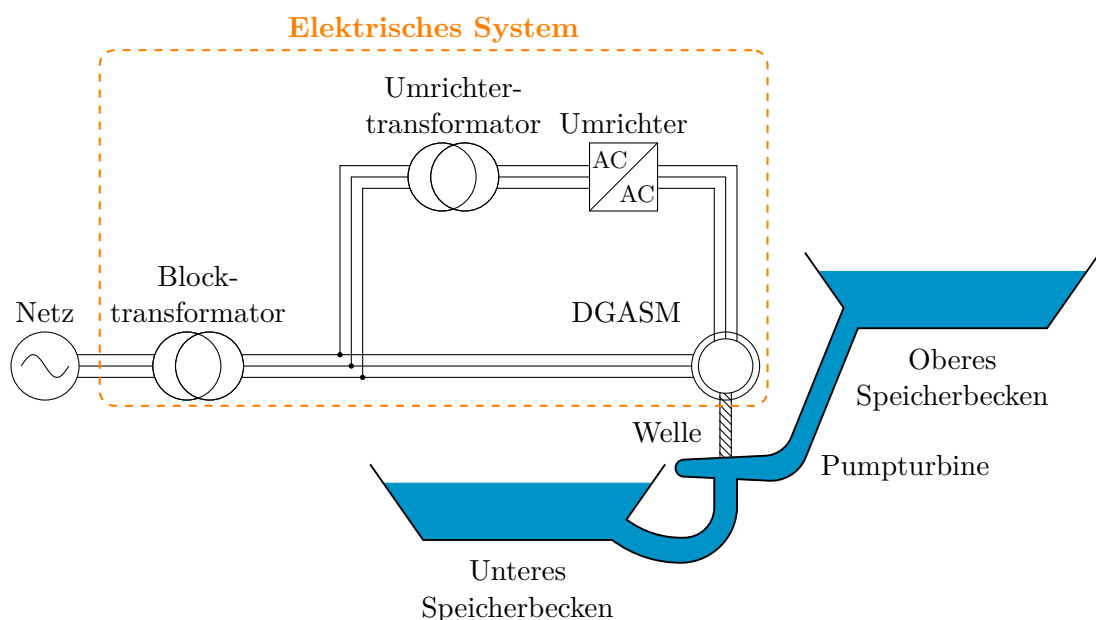


Abbildung 1.1: Aufbau eines drehzahlvariablen Pumpspeicherkraftwerks

an die DGASM übertragen, die diese in elektrische Energie umwandelt, welche schlussendlich dem Netz zugeführt wird.

PSKW mit konstanter Drehzahl werden für einen Betriebspunkt ausgelegt. Wird nun der Durchfluss der Pumpturbine verringert (Teillastbetrieb) sinkt auch der Wirkungsgrad. Der Einsatz von drehzahlvariablen elektrischen Maschinen ermöglicht einen verbesserten Wirkungsgrad für solche Betriebspunkte, da die Drehzahl für jeden Durchfluss eingestellt werden kann [1, 2]. Dies bietet folgende Vorteile gegenüber PSKW mit konstanter Drehzahl [1]:

- Möglichkeit zur Wirkleistungsregelung im Pumpbetrieb. Dies führt zur verbesserten Stabilisierung der Netzfrequenz im Teillastbetrieb.
- Verbesserter Wirkungsgrad im Turbinenbetrieb für einen größeren Betriebsbereich.
- Möglichkeit zur Blindleistungskompensation durch variabel einstellbare Blindleistung.

1.1 Problembeschreibung

In dieser Arbeit wird das elektrische System des drehzahlvariablen PSKW aus Abbildung 1.1 untersucht. Das System grenzt sich durch die Netzanbindung an das elektrische Energienetz auf der einen Seite und die Welle der Pumpturbine auf der anderen Seite ab.

Der Aufbau des Systems wird im Folgenden beschrieben: Eine DGASM dient als elektromechanischer Wandler und ist mechanisch direkt mit der Welle der Pumpturbine gekoppelt. Die Statorseite der DGASM ist über einen Blocktransformator (BT) an das 380 kV Höchstspannungsnetz angeschlossen. Die Primärseite (Hochspannungsseite) des BT ist mit dem Netz verbunden. An der Sekundärseite (Niederspannungsseite) wird die Nennspannung der DGASM bereitgestellt. Die Versorgung des Rotors der DGASM erfolgt über den Rotorkreis, bestehend aus einem Umrichtertransformator (UT) und einem Umrichter mit Gleichspannungszwischenkreis (AC/AC-Wandler). Die Primärseite des UT ist ebenfalls an der Niederspannungsseite des BT angeschlossen und sekundärseitig mit dem Umrichter verbunden. Die Ausgangsseite des Umrichters speist direkt den Rotor. Da die Größen der DGASM genau gemessen werden und der BT nahe dem Netzanschlusspunkt steht, befindet sich der Messpunkt zur Bestimmung der ausgetauschten Wirk- und Blindleistung mit dem Netz auf der Niederspannungsseite des BT.

Die Herausforderung besteht darin, die vom Netzbetreiber geforderten Wirk- und Blindleistungen dem Netz bereitzustellen. Dabei sind die mechanische Drehzahl der Welle sowie die Netzspannung vorgegeben, sie können allerdings zeitlich variieren. Um einen stabilen Betrieb zu gewährleisten, müssen alle Systembeschränkungen eingehalten werden. Diese sind aufgrund von thermischen Belastungsgrenzen und Auslegungsgrenzen einzelner Komponenten gegeben.

1.2 Literaturrecherche

Einen Überblick verschiedener Konzepte drehzahlvariabler PSKW mit DGASM sind in [3] beschrieben. Aufgrund des meist identischen elektrischen Aufbaus können die in der Literatur vorhandenen Regelungskonzepte für drehzahlvariable Windkraftanlagen mit DGASM auch für PSKW und umgekehrt verwendet werden. Regelungskonzepte mit PI- bzw. PID-Reglern finden sich in [1, 4–8], wobei der netzseitige AC-DC-Wandler separat vom rotorseitigen DC-AC-Wandler geregelt wird. Allerdings werden dabei stark vereinfachte Modelle zur Systembeschreibung verwendet. Die Ergebnisse dieser Methoden können durch die Verwendung der modellprädiktiven Regelung (MPC) verbessert werden [8]. Ansätze für MPC sind in [9–12] beschrieben und die wesentlichen werden im Folgenden kurz skizziert:

- Das in [9] vorgestellte Regelungskonzept der MPC besteht aus einem quadratischen Programm und bezieht sich nur auf die Regelung des rotorseitigen DC-AC-Wandlers. In der Optimierungsaufgabe werden die Regelabweichung der Rotorströme sowie die zeitliche Ableitung der Rotorspannungen in quadratischer Form gewichtet. Die gewünschten Rotorströme ergeben sich durch die Regelabweichung der Wirk- und Blindleistungen unter Verwendung eines PI-Reglers. Zudem können die Maximalwerte der Rotorspannungen und -ströme durch die Beschränkungen der Optimierungsaufgabe berücksichtigt werden. Mit dem netzseitigen AC-DC-Wandler wird die Zwischenkreisspannung stabilisiert und die Blindleistung des Netzes geregelt.
- Das Regelungskonzept aus [10] ist ähnlich zu dem oben beschriebenen Konzept aus [9], jedoch besteht die Optimierungsaufgabe aus den gewichteten quadratischen Termen der Regelabweichung für die Wirk- und Blindleistung der DGASM und den Stellgrößen in Form der Rotorspannungen. Zudem sind Beschränkungen der Leistungen und Rotorspannungen angegeben.
- In [11] werden Stator und Rotor über DC-AC-Wandler versorgt, die an einem gemeinsamen Gleichspannungsnetz angeschlossen sind. Das Regelungskonzept der MPC wird für das gesamte System entworfen, bei dem die Spannungen des Stators und Rotors die Stellgrößen sind. In der Optimierungsaufgabe werden die Beträge der Regelabweichung von den Statorströmen und den Rotorflüssen gewichtet. Die Referenzgrößen ergeben sich aus dem maximalen Leistungspunkt der Windturbine.

1.3 Ziele der Arbeit

In der Arbeit soll eine optimale Regelung für das elektrische System eines drehzahlvariablen PSKW mit DGASM mit dem Ziel entwickelt werden, die mit dem Netz ausgetauschte Wirk- und Blindleistung nach den Vorgaben des Netzbetreibers zu regeln. Dafür wird ein Simulationsmodell des elektrischen Systems benötigt, das das Verhalten aller Komponenten berücksichtigt und dabei eine geringe Modellordnung aufweist. Darauf aufbauend soll eine MPC entwickelt werden, die das Systemverhalten optimal regelt. Die Anforderungen an die Regelung sind dabei eine hohe Regelgüte, die Einhaltung der Systembeschränkungen und die Robustheit gegenüber Messrauschen und Parameterschwankungen.

1.4 Gliederung der Arbeit

Das vollständige mathematische Modell des Systems wird in Kapitel 2 hergeleitet und anschließend reduziert, um die Modellordnung zu verringern. In Kapitel 3 wird die MPC für zwei unterschiedlichen Methoden dargestellt, die sich in ihren Optimierungsaufgabe unterscheiden. Die Simulationsergebnisse dieser Methoden werden anhand von praxisrelevanten Testfällen für das nominelle System in Kapitel 4 bewertet. Eine weitere Simulation zeigt das Verhalten an den Systemgrenzen. In Kapitel 5 wird eine Parametersensitivitätsanalyse durchgeführt, bei der das Systemverhalten für geänderte Parameterwerte evaluiert wird. Darauf aufbauend werden ein Integralanteil mit Anti-Windup für die Ausgangsgrößen und ein rekursives Least-Squares-Parameterschätzverfahren entworfen, um die stationäre Genauigkeit des Systemverhaltens zu erreichen. Durch das Parameterschätzverfahren werden die Parameter offline geschätzt. Um Parameteränderungen auch während des Betrieb zu schätzen, wird ein Online-Parameterschätzer auf Basis eines rekursiven Least-Squares-Verfahrens implementiert. Abschließend erfolgt in Kapitel 6 eine Zusammenfassung der Arbeit.

2 Mathematische Modellierung

Das Ziel dieses Kapitels ist es, ausgehend vom elektrischen System des PSKW aus Abbildung 1.1, ein mathematisches Modell des Systems mit geringer Modellordnung zu entwickeln. Dieses bildet die Grundlage für die in Kapitel 3 beschriebene MPC. Dafür werden zuerst die Annahmen für die Modellbildung des Systems erläutert und ein einheitliches Bezugssystem eingeführt. Die Modellierung des Systems erfolgt einzeln für jede Komponente. Zusammengesetzt bilden diese Teilmodelle das vollständige Modell. Anschließend kann aufgrund der gegebenen Systemparameter und durch weitere Annahmen die Modellordnung des Systems verringert werden.

2.1 Modellgrundlagen

Den Ausgangspunkt der Systemmodellierung bildet ein sinusförmiges, symmetrisches Dreiphasennetz konstanter Frequenz. Zur einfacheren Berechnung wird die zweiachsige Koordinatendarstellung des dq0-Systems für die Größen verwendet. Hierbei kann aufgrund der Symmetrie die 0-Komponente für die dynamische Modellierung vernachlässigt werden. Die Transformation des Dreiphasensystems in die dq-Darstellung erfolgt mit Hilfe der Park-Transformation, für die an dieser Stelle auf die Literatur verwiesen wird (vgl. z. B. [13–15]).

Als Voraussetzung für eine geringe Modellordnung werden folgende Annahmen für die Modellierung der DGASM und Transformatoren getroffen:

- Vernachlässigung der Eisenverluste
- Vernachlässigung von Hystereseverlusten
- Vernachlässigung von Sättigungserscheinungen
- konstante Werte der Widerstände (die Temperaturabhängigkeit wird vernachlässigt).

2.1.1 Bezugssystem

Ein einheitliches Bezugssystem ermöglicht die Darstellung des mathematischen Modells im per-unit System. Dies bietet wesentliche Vorteile bezüglich eines reduzierten Rechenaufwands, da sich die Größen in der gleichen Größenordnung befinden und dimensionslos sind. Zudem können die Größen einfacher untereinander verglichen werden [15].

Die Bezugsgrößen basieren auf der Nenn-Scheinleistung $S_{n,a}$, der Nenn-Statorspannung $V_{n,a}$ und der Polpaarzahl p der DGASM sowie der Nenn-Netzfrequenz f_n . Mit dieser berechnet sich die elektrische Bezugskreisfrequenz ω_b zu

$$\omega_b = 2\pi f_n . \quad (2.1)$$

Bezugsgrößen	Formelzeichen	Wert	Einheit
Scheinleistung	S_b	182.5	MVA
Spannung	V_b	$15\sqrt{2/3}$	kV
Strom	I_b	9.9340	kA
Impedanz	Z_b	1.2329	Ω
Drehmoment	M_b	4.0664	MNm
elektrische Kreisfrequenz	ω_b	$2\pi 50$	rad/s

Tabelle 2.1: Bezugsgrößen des Systems

Die Bezugsspannung V_b ergibt sich aus der Amplitude der Nenn-Phasenspannung des Stators $V_{n,a}$

$$V_b = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{n,a} . \quad (2.2)$$

Mit diesen Größen lassen sich alle weiteren Bezugsgrößen

$$I_b = \frac{2}{3} \frac{S_b}{V_b} \quad (2.3a)$$

$$Z_b = \frac{V_b}{I_b} \quad (2.3b)$$

$$M_b = \frac{S_b p}{\omega_b} \quad (2.3c)$$

bestimmen (vgl. [14]). Die Bezeichnung der Bezugsgrößen erfolgt durch S_b für die Scheinleistung, I_b für den Strom, Z_b für die Impedanz und M_b für das Moment. In der Tabelle 2.1 sind die Bezugsgrößen aufgelistet.

2.2 Komponentenmodellierung

Das gesamte System lässt sich in die DGASM, den BT, den UT und den Umrichter unterteilen. Abbildung 2.1 zeigt die Struktur des Systems. Der gewählte Modellierungsansatz orientiert sich an [16]. Die Effekte und Verluste aller elektrischen Verbindungsleitungen sind in den Wicklungswiderständen/- induktivitäten der Komponenten subsummiert.

2.2.1 Doppelt gespeiste Asynchronmaschine

Der Modellierung der DGASM liegt das dynamische Ersatzschaltbild aus Abbildung 2.2 in der dq-Darstellung zugrunde. Die vier Maschengleichungen liefern die Differentialgleichungen

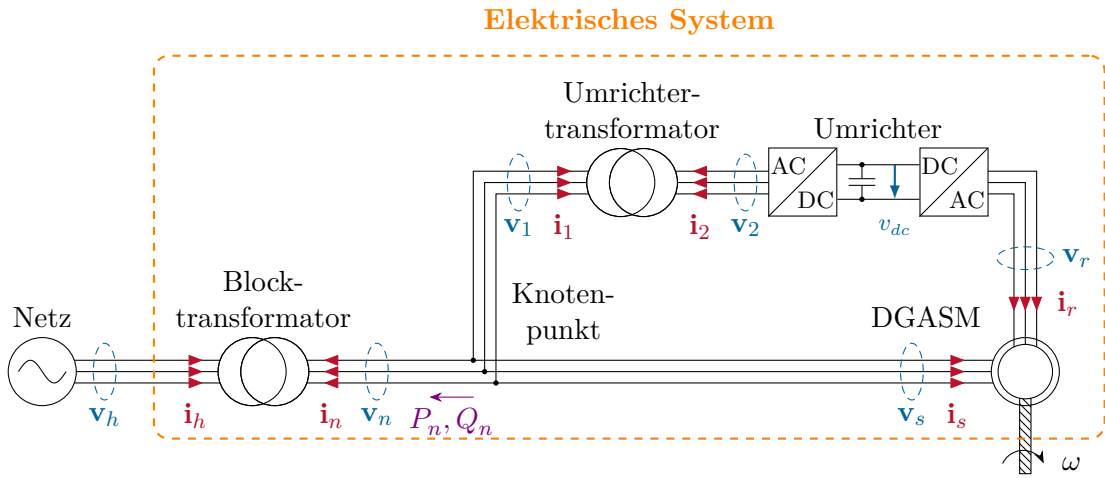


Abbildung 2.1: Strukturschaltbild des Systems

chungen der Stator- bzw. Rotorspannung im bezogenen dq-System

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_{r,a} \psi_{qs} \quad (2.4a)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_{r,a} \psi_{ds} \quad (2.4b)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_{r,a} - \omega) \psi_{qr} \quad (2.4c)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_{r,a} - \omega) \psi_{dr} , \quad (2.4d)$$

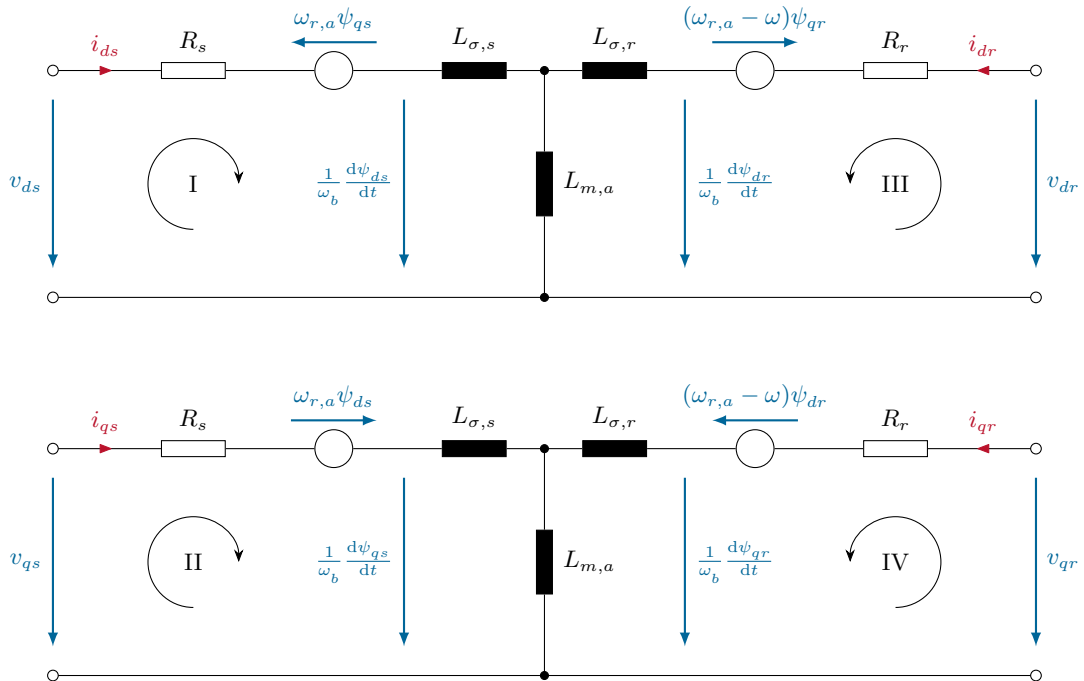


Abbildung 2.2: Dynamisches Ersatzschaltbild der DGASM in dq-Darstellung [17]

mit bezogenen Größen für die Spannungen v , die Widerstände R , die Ströme i , die Flussverkettungen ψ , der Drehzahl ω und der Referenzdrehzahl des Koordinatensystems $\omega_{r,a}$. Die Indizes d bzw. q bezeichnen die d- bzw. q-Komponente. Mit den Indizes s bzw. r werden die Rotor- bzw. Statorkomponenten der DGASM gekennzeichnet. Zur eindeutigen Beschriftung der Variablen werden diese, falls notwendig, mit a gekennzeichnet, um eine Unterscheidung zu gleichen Variablen der anderen Komponenten zu ermöglichen. Die Referenzdrehzahl des Koordinatensystems wird gleich der allgemeinen Referenzdrehzahl gewählt, die sich synchron mit der Netzfrequenz dreht $\omega_{r,a} = \omega_r = 1$.

Die Stator- und Rotorinduktivitäten L_s und L_r ergeben sich aus der Addition der Hauptinduktivität $L_{m,a}$ und den stator- bzw. rotorseitigen Streuinduktivitäten $L_{\sigma,s}$ bzw. $L_{\sigma,r}$ gemäß

$$L_s = L_{\sigma,s} + L_{m,a} \quad (2.5a)$$

$$L_r = L_{\sigma,r} + L_{m,a} . \quad (2.5b)$$

Damit ergeben sich die Flussverkettungsgleichungen zu

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_{m,a} i_{dr} \quad (2.6a)$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_{m,a} i_{qr} \quad (2.6b)$$

$$\psi_{dr} = L_{m,a} i_{ds} + L_r i_{dr} \quad (2.6c)$$

$$\psi_{qr} = L_{m,a} i_{qs} + L_r i_{qr} . \quad (2.6d)$$

Das Einsetzen von (2.6) in (2.4) und Umstellen dieser Gleichungen nach den zeitlichen Ableitungen der Ströme ergibt folgendes Differentialgleichungssystem

$$L_s \frac{di_{ds}}{dt} + L_{m,a} \frac{di_{dr}}{dt} = \left(-R_s i_{ds} + L_s i_{qs} + L_{m,a} i_{qr} + v_{ds} \right) \omega_b \quad (2.7a)$$

$$L_s \frac{di_{qs}}{dt} + L_{m,a} \frac{di_{qr}}{dt} = \left(-R_s i_{qs} - L_s i_{ds} - L_{m,a} i_{dr} + v_{qs} \right) \omega_b \quad (2.7b)$$

$$L_{m,a} \frac{di_{ds}}{dt} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} = \left(-R_r i_{dr} + (1 - \omega) \left(L_{m,a} i_{qs} + L_r i_{qr} \right) + v_{dr} \right) \omega_b \quad (2.7c)$$

$$L_{m,a} \frac{di_{qs}}{dt} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} = \left(-R_r i_{qr} - (1 - \omega) \left(L_{m,a} i_{ds} + L_r i_{dr} \right) + v_{qr} \right) \omega_b . \quad (2.7d)$$

Nun kann eine kompakte Form der Matrizenschreibweise für (2.7) verwendet werden. Dafür werden zunächst die jeweiligen d- und q-Komponenten der Ströme und Spannungen als Vektoren der Form

$$\mathbf{v}_s = \begin{bmatrix} v_{ds} & v_{qs} \end{bmatrix}^T \quad (2.8a)$$

$$\mathbf{v}_r = \begin{bmatrix} v_{dr} & v_{qr} \end{bmatrix}^T \quad (2.8b)$$

$$\mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix}^T \quad (2.8c)$$

$$\mathbf{i}_r = \begin{bmatrix} i_{dr} & i_{qr} \end{bmatrix}^T \quad (2.8d)$$

zusammengefasst. Für die Widerstände und Induktivitäten werden die Diagonalmatrizen

$$\mathbf{R}_s = \text{diag}(R_s, R_s) \quad (2.9a)$$

$$\mathbf{R}_r = \text{diag}(R_r, R_r) \quad (2.9b)$$

$$\mathbf{L}_a = \text{diag}(L_{m,a}, L_{m,a}) \quad (2.9c)$$

$$\mathbf{L}_s = \text{diag}(L_s, L_s) \quad (2.9d)$$

$$\mathbf{L}_r = \text{diag}(L_r, L_r) \quad (2.9e)$$

eingeführt. Die Drehzahlmatrizen lauten

$$\mathbf{\Omega}_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.10a)$$

$$\mathbf{\Omega} = (1 - \omega) \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} . \quad (2.10b)$$

Als Ergebnis lassen sich die Gleichungen (2.7) wie folgt darstellen

$$\mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \mathbf{L}_{m,a} \frac{d\mathbf{i}_r}{dt} = (-\mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \mathbf{\Omega}_r (\mathbf{L}_s \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{m,a} \mathbf{i}_r) + \mathbf{v}_s) \omega_b \quad (2.11a)$$

$$\mathbf{L}_{m,a} \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \mathbf{L}_r \frac{d\mathbf{i}_r}{dt} = (-\mathbf{R}_r \mathbf{i}_r + \mathbf{\Omega} (\mathbf{L}_{m,a} \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_r \mathbf{i}_r) + \mathbf{v}_r) \omega_b . \quad (2.11b)$$

Die Wirk- und Blindleistungen P_s , P_r bzw. Q_s , Q_r der DGASM ergeben sich gemäß

$$P_s = \mathbf{i}_s^T \mathbf{v}_s \quad (2.12a)$$

$$P_r = \mathbf{i}_r^T \mathbf{v}_r \quad (2.12b)$$

$$Q_s = \mathbf{i}_s^T \mathbf{H}_q \mathbf{v}_s \quad (2.12c)$$

$$Q_r = \mathbf{i}_r^T \mathbf{H}_q \mathbf{v}_r , \quad (2.12d)$$

mit der Hilfsmatrix zur Berechnung der Blindleistung $\mathbf{H}_q$

$$\mathbf{H}_q = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} . \quad (2.13)$$

Die Drehmomentengleichung für das auf die Welle ausgeübte Drehmoment lautet

$$M_{el} = L_{m,a} (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) . \quad (2.14)$$

Für die Unterscheidung zwischen Pump- und Turbinenbetrieb ist das Vorzeichen der Drehzahl entscheidend. Jedoch hat der Betriebsmodus keine Auswirkung für die Regelung des elektrischen Systems. Deshalb wird vereinfachend von positiven Drehzahlen ausgegangen. Die Parameterwerte der DGASM sind in der Tabelle A.1 angegeben.

2.2.2 Transformatoren

Das dynamische Modell der Transformatoren ist für den BT und den UT gültig. Es werden exemplarisch die Modelle für den BT hergeleitet. Am Ende des Abschnittes werden die Ergebnisse der Herleitung ebenfalls für den UT dargestellt.

Die Herleitung des Modells des BT erfolgt analog zur Modellbildung der DGASM für den Stillstand ($\omega = 0$). Variablen des BT werden mit *bt* gekennzeichnet. Für die Bezeichnung der Primärseite oder Hochspannungsseite wird *h* verwendet, für die Sekundärseite oder Niederspannungsseite *n*. Das dynamische Ersatzschaltbild für beide Transformatoren zeigt die Abbildung 2.3. Darin stehen die Größen des BT über denen des UT.

Die Spannungsgleichungen ergeben sich zu

$$v_{dh} = R_h i_{dh} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{dh}}{dt} - \omega_{r,bt} \psi_{qh} \quad (2.15a)$$

$$v_{qh} = R_h i_{qh} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{qh}}{dt} + \omega_{r,bt} \psi_{dh} \quad (2.15b)$$

$$v_{dn} = R_n i_{dn} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{dn}}{dt} - \omega_{r,bt} \psi_{qn} \quad (2.15c)$$

$$v_{qn} = R_n i_{qn} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{qn}}{dt} + \omega_{r,bt} \psi_{dn} \quad (2.15d)$$

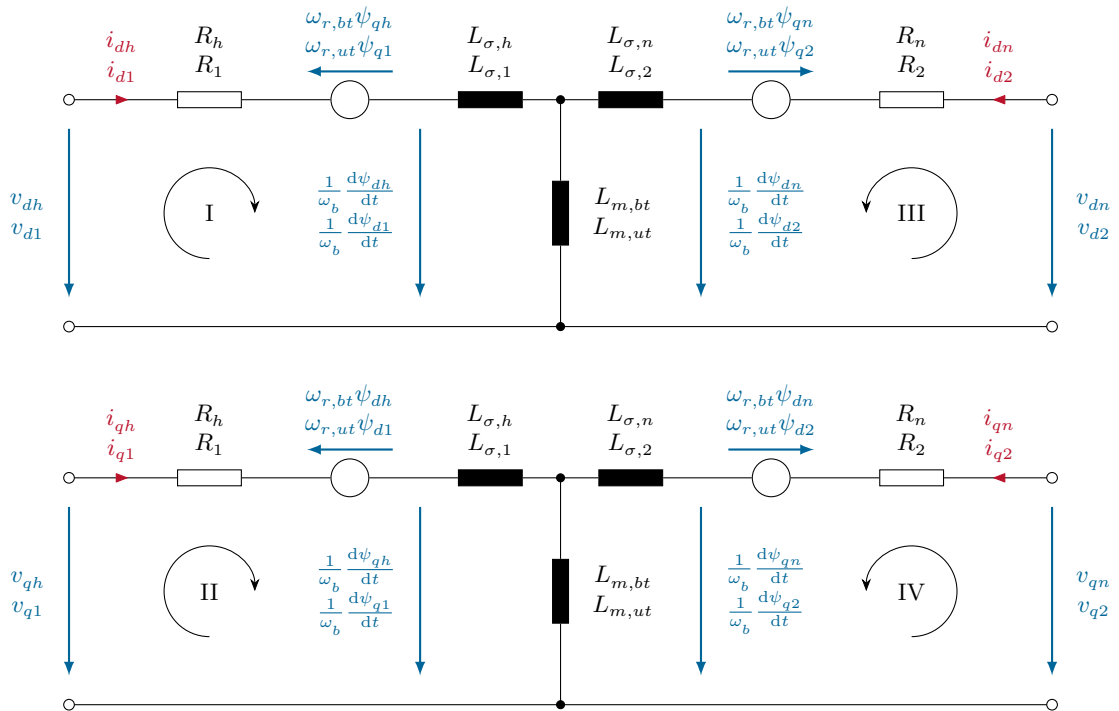


Abbildung 2.3: Dynamisches Ersatzschaltbild der Transformatoren in dq-Darstellung [17]

mit bezogenen Größen für die Spannungen v , die Widerstände R , die Ströme i , die Flussverkettungen ψ und der Referenzdrehzahl des Koordinatensystems $\omega_{r,bt}$. Die Referenzdrehzahl für beide Transformatoren ist gleich der allgemeinen Referenzdrehzahl und folglich gilt $\omega_{r,bt} = \omega_{r,ut} = \omega_r = 1$. Die Induktivitäten für die Hoch- und Niederspannungsseite L_h und L_n ergeben sich aus der Addition der Hauptinduktivität $L_{m,bt}$ und den hoch- bzw. niederspannungsseitigen Streuinduktivitäten $L_{\sigma,h}$ bzw. $L_{\sigma,n}$ gemäß

$$L_h = L_{\sigma,h} + L_{m,bt} \quad (2.16a)$$

$$L_n = L_{\sigma,n} + L_{m,bt} . \quad (2.16b)$$

Daraus ergeben sich folgende Flussverkettungsgleichungen

$$\psi_{dh} = L_h i_{dh} + L_{m,bt} i_{dn} \quad (2.17a)$$

$$\psi_{qh} = L_h i_{qh} + L_{m,bt} i_{qn} \quad (2.17b)$$

$$\psi_{dn} = L_{m,bt} i_{dh} + L_n i_{dn} \quad (2.17c)$$

$$\psi_{qn} = L_{m,bt} i_{qh} + L_n i_{qn} . \quad (2.17d)$$

Die Zusammenfassung der d- und q-Komponenten der Spannungen und Ströme führt auf die Vektoren

$$\mathbf{v}_h = \begin{bmatrix} v_{dh} & v_{qh} \end{bmatrix}^T \quad (2.18a)$$

$$\mathbf{v}_n = \begin{bmatrix} v_{dn} & v_{qn} \end{bmatrix}^T \quad (2.18b)$$

$$\mathbf{i}_h = \begin{bmatrix} i_{dh} & i_{qh} \end{bmatrix}^T \quad (2.18c)$$

$$\mathbf{i}_n = \begin{bmatrix} i_{dn} & i_{qn} \end{bmatrix}^T . \quad (2.18d)$$

Die Diagonalmatrizen der Widerstände und Induktivitäten lauten

$$\mathbf{R}_h = \text{diag} (R_h, R_h) \quad (2.19a)$$

$$\mathbf{R}_n = \text{diag} (R_n, R_n) \quad (2.19b)$$

$$\mathbf{L}_{m,bt} = \text{diag} (L_{m,bt}, L_{m,bt}) \quad (2.19c)$$

$$\mathbf{L}_h = \text{diag} (L_h, L_h) \quad (2.19d)$$

$$\mathbf{L}_n = \text{diag} (L_n, L_n) . \quad (2.19e)$$

Die Referenzdrehzahlmatrix $\mathbf{\Omega}_r$ ergibt sich aus (2.10a). Damit lässt sich die kompakte Form der Matrizenschreibweise für (2.15) mit (2.17) durch

$$\mathbf{L}_h \frac{d\mathbf{i}_h}{dt} + \mathbf{L}_{m,bt} \frac{d\mathbf{i}_n}{dt} = (-\mathbf{R}_h \mathbf{i}_h + \mathbf{\Omega}_r (\mathbf{L}_h \mathbf{i}_h + \mathbf{L}_{m,bt} \mathbf{i}_n) + \mathbf{v}_h) \omega_b \quad (2.20a)$$

$$\mathbf{L}_{m,bt} \frac{d\mathbf{i}_h}{dt} + \mathbf{L}_n \frac{d\mathbf{i}_n}{dt} = (-\mathbf{R}_n \mathbf{i}_n + \mathbf{\Omega}_r (\mathbf{L}_{m,bt} \mathbf{i}_h + \mathbf{L}_n \mathbf{i}_n) + \mathbf{v}_n) \omega_b \quad (2.20b)$$

beschreiben. Die Wirk- und Blindleistungen P_h , P_n bzw. Q_h , Q_n des BT ergeben sich gemäß

$$P_h = \mathbf{i}_h^T \mathbf{v}_h \quad (2.21a)$$

$$P_n = \mathbf{i}_n^T \mathbf{v}_n \quad (2.21b)$$

$$Q_h = \mathbf{i}_h^T \mathbf{H}_q \mathbf{v}_h \quad (2.21c)$$

$$Q_n = \mathbf{i}_n^T \mathbf{H}_q \mathbf{v}_n , \quad (2.21d)$$

mit der Hilfsmatrix für die Blindleistungen nach (2.13).

Die Variablen des UT werden mit dem Index ut bezeichnet. Weiterhin bezeichnen 1 die Primärseite und 2 die Sekundärseite des UT. Das Ergebnis des dynamischen Modells des UT lautet analog zu (2.20)

$$\mathbf{L}_1 \frac{d\mathbf{i}_1}{dt} + \mathbf{L}_{m,ut} \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} = (-\mathbf{R}_1 \mathbf{i}_1 + \mathbf{\Omega}_r (\mathbf{L}_1 \mathbf{i}_1 + \mathbf{L}_{m,ut} \mathbf{i}_2) + \mathbf{v}_1) \omega_b \quad (2.22a)$$

$$\mathbf{L}_{m,ut} \frac{d\mathbf{i}_1}{dt} + \mathbf{L}_2 \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} = (-\mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2 + \mathbf{\Omega}_r (\mathbf{L}_{m,ut} \mathbf{i}_1 + \mathbf{L}_2 \mathbf{i}_2) + \mathbf{v}_2) \omega_b . \quad (2.22b)$$

Die zusammenfassende Vektorschreibweise für die d- und q-Komponenten der Spannungen und Ströme ergibt sich zu

$$\mathbf{v}_1 = \begin{bmatrix} v_{d1} & v_{q1} \end{bmatrix}^T \quad (2.23a)$$

$$\mathbf{v}_2 = \begin{bmatrix} v_{d2} & v_{q2} \end{bmatrix}^T \quad (2.23b)$$

$$\mathbf{i}_1 = \begin{bmatrix} i_{d1} & i_{q1} \end{bmatrix}^T \quad (2.23c)$$

$$\mathbf{i}_2 = \begin{bmatrix} i_{d2} & i_{q2} \end{bmatrix}^T . \quad (2.23d)$$

Die Diagonalmatrizen der Widerstände und Induktivitäten lauten

$$\mathbf{R}_1 = \text{diag}(R_1, R_1) \quad (2.24a)$$

$$\mathbf{R}_2 = \text{diag}(R_2, R_2) \quad (2.24b)$$

$$\mathbf{L}_{m,ut} = \text{diag}(L_{m,ut}, L_{m,ut}) \quad (2.24c)$$

$$\mathbf{L}_1 = \text{diag}(L_1, L_1) \quad (2.24d)$$

$$\mathbf{L}_2 = \text{diag}(L_2, L_2) . \quad (2.24e)$$

Die Referenzdrehzahlmatrix $\mathbf{\Omega}_r$ ergibt sich nach (2.10a). Die Gleichungen für Wirk- und Blindleistungen P_1 , P_2 bzw. Q_1 , Q_2 des UT sind mit

$$P_1 = \mathbf{i}_1^T \mathbf{v}_1 \quad (2.25a)$$

$$P_2 = \mathbf{i}_2^T \mathbf{v}_2 \quad (2.25b)$$

$$Q_1 = \mathbf{i}_1^T \mathbf{H}_q \mathbf{v}_2 \quad (2.25c)$$

$$Q_2 = \mathbf{i}_2^T \mathbf{H}_q \mathbf{v}_2 . \quad (2.25d)$$

gegeben. Die Parameterwerte der beiden Transformatoren sind in Tabelle A.2 bzw. Tabelle A.3 angegeben.

2.2.3 Umrichter mit Spannungszwischenkreis

Der Umrichter mit Spannungszwischenkreis setzt sich aus zwei AC-DC-Wandlern zusammen, bei denen die Gleichspannungsseiten miteinander gekoppelt sind. Ausgehend von der Zwischenkreisspannung v_{dc} , die durch die Kapazität des Zwischenkreises C_{dc} gestützt wird, werden die Wechselspannungen auf den Ausgangsseiten der AC-DC-Wandlern durch Pulsweitenmodulation eingestellt.

Das dynamische Modell des Umrichters kann aus der dynamischen Energiebilanzgleichung

$$\frac{C_{dc}}{3\omega_b} \frac{dv_{dc}^2}{dt} + P_2 + P_r + P_{dc,v} = 0 \quad (2.26)$$

hergeleitet werden. Die Verlustleistung des Umrichters wird mit $P_{dc,v}$ bezeichnet. Die Wirkleistungen P_r und P_2 ergeben sich aus (2.12b) bzw. (2.25b). Der Faktor 3 resultiert aus der Umrechnung in bezogenen Größen, da als Bezugsleistung diejenige des Dreiphasensystems verwendet wird. Die Differentialgleichung der Zwischenkreisspannung ergibt sich aus (2.26)

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{-3(P_2 + P_r + P_{dc,v})\omega_b}{2C_{dc}v_{dc}}. \quad (2.27)$$

Die Umrichterverlustleistung besteht aus der Summe der Verlustleistung beider AC-DC-Wandlern, die mit

$$P_{dc,v} = P_{dc,v,0} + k_{ns,1} \|\mathbf{i}_2\| + k_{ns,2} \|\mathbf{i}_2\|^2 + k_{rs,1} \|\mathbf{i}_r\| + k_{rs,2} \|\mathbf{i}_r\|^2 \quad (2.28)$$

approximiert wird [16, 18]. Die Gleichung besteht aus der konstanten Verlustleistung $P_{dc,v,0}$ und den Verlustleistungstermen, die linear bzw. quadratisch in den Strömen sind und durch die Koeffizienten k mit dem Index ns bzw. rs für die Netz- bzw. Rotorseite beschrieben werden. Die Norm der Ströme $\|\mathbf{i}_2\|$ und $\|\mathbf{i}_r\|$ ergeben sich gemäß

$$\|\mathbf{i}_2\| = \sqrt{i_{d2}^2 + i_{q2}^2} \quad (2.29a)$$

$$\|\mathbf{i}_r\| = \sqrt{i_{dr}^2 + i_{qr}^2}, \quad (2.29b)$$

wobei mit der Norm immer die 2-Norm gemeint ist. In der Tabelle A.4 sind die Parameterwerte des Umrichters aufgelistet.

Für einen stabilen Betrieb des Umrichters wird eine positive Zwischenkreisspannung gefordert. Unter Beachtung dieser Vorgabe kann der Anfangswert für die Differentialgleichung (2.27) frei vorgegeben werden. Für den Entwurf des Regelungskonzeptes muss dieser Aspekte berücksichtigt werden.

2.3 Vollständiges Modell

Ziel des vollständigen Modells ist es, das physikalische Verhalten des Systems aus Abbildung 2.1 unter Berücksichtigung der Voraussetzungen aus Abschnitt 2.1 abzubilden. Dafür ist es zweckmäßig, die physikalischen Größen in Eingangs- bzw. Stell-, Zustands- und Ausgangsgrößen des Systems einzuteilen. Das vollständige Modell setzt sich aus den

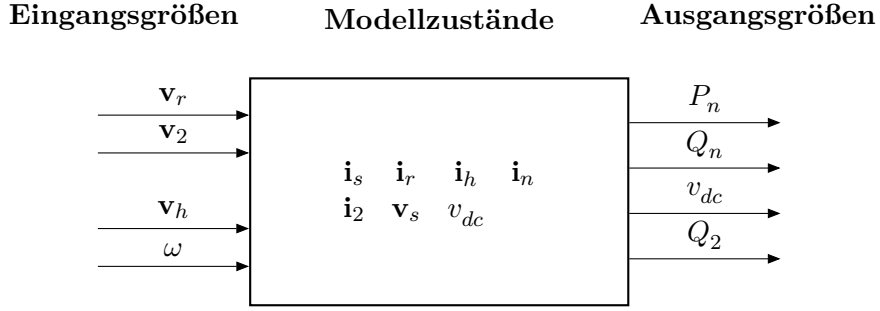


Abbildung 2.4: Struktur des vollständigen Modells

dynamischen Modellen der einzelnen Komponenten zusammen, die zugehörige Struktur zeigt die Abbildung 2.4.

Als Stellgrößen des Systems werden die Rotorspannungen $\mathbf{v}_r$ und die sekundärseitigen Spannungen $\mathbf{v}_2$ des UT gewählt, da diese frei vorgebbar sind. Der Vektor der Stellgrößen $\mathbf{u}_v \in \mathbb{R}^4$ lautet somit

$$\mathbf{u}_v = \begin{bmatrix} v_{dr} & v_{qr} & v_{d2} & v_{q2} \end{bmatrix}^T. \quad (2.30)$$

Generell werden Variablen des vollständigen Systems mit dem Index v gekennzeichnet.

Die Netzspannungen $\mathbf{v}_h$ und die mechanische Drehzahl ω wirken zwar von außen auf das System, sind aber als Stellgrößen ungeeignet, da diese nicht frei vorgebbar sind, um das Systemverhalten gezielt zu beeinflussen. Zudem kann davon ausgegangen werden, dass die Netzspannung näherungsweise konstant ist und die Drehzahl sich im Vergleich zu der Dynamik des Systems nur langsam ändert. Deshalb werden diese Variablen in einem Parametervektor $\mathbf{d}_v \in \mathbb{R}^3$

$$\mathbf{d}_v = \begin{bmatrix} v_{dh} & v_{qh} & \omega \end{bmatrix}^T \quad (2.31)$$

zusammengefasst.

Als Ausgangsgrößen des Systems ergeben sich aus Abschnitt 1.3 direkt die Wirk- und Blindleistung P_n und Q_n , die an das Netz übertragen werden. Eine weitere Ausgangsgröße ist die Zwischenkreisspannung v_{dc} , da diese in einem definierten Bereich verbleiben muss. Bei dynamischen Vorgängen kann zwar kurzfristig Energie aus der Zwischenkreiskapazität entnommen oder gespeichert werden, dies beeinflusst jedoch direkt die Zwischenkreisspannung. Die Begrenzung nach oben ist durch die Isolationsfestigkeit der Bauteile gegeben und eine Zwischenkreisspannung kleiner Null ist physikalisch nicht möglich. Als vierte Ausgangsgröße wird die sekundärseitige Blindleistung Q_2 des UT verwendet. Die Dimensionierung der Bauteile des Umrichters in Richtung des UT kann kleiner erfolgen, wenn keine Blindleistung erzeugt wird. Zudem kann der komplette Blindleistungsaustausch mit dem Netz direkt über die Statorklemmen des DGASM erfolgen. Zusammengefasst lautet der Ausgangsvektor $\mathbf{y}_v \in \mathbb{R}^4$

$$\mathbf{y}_v = \begin{bmatrix} P_n & Q_n & v_{dc} & Q_2 \end{bmatrix}^T. \quad (2.32)$$

Für die Kopplung der Komponenten am Knotenpunkt gelten Zwangsbedingungen in Form der Spannungsgleichheit

$$\mathbf{v}_n = \mathbf{v}_1 = \mathbf{v}_s \quad (2.33)$$

und der Knotenregel

$$\mathbf{0} = \mathbf{i}_1 + \mathbf{i}_n + \mathbf{i}_s . \quad (2.34)$$

In weiterer Folge ersetzen die Statorspannungen $\mathbf{v}_s$ die Spannungen auf der Niederspannungsseite des BT $\mathbf{v}_n$ und auf der Primärseite des UT $\mathbf{v}_1$. Die Knotenregel wird verwendet, um die Ströme auf der Primärseite des UT $\mathbf{i}_1$ durch die Statorströme $\mathbf{i}_s$ und die niederspannungsseitigen Ströme $\mathbf{i}_n$ des BT auszudrücken.

Für die Beschreibung der 13 Modellzustände stehen damit 13 Differentialgleichungen, bestehend aus den Gleichungen (2.11), (2.20), (2.22) und (2.27) der Form

$$\mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \mathbf{L}_{m,a} \frac{d\mathbf{i}_r}{dt} = (-\mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \boldsymbol{\Omega}_r (\mathbf{L}_s \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{m,a} \mathbf{i}_r) + \mathbf{v}_s) \omega_b \quad (2.35a)$$

$$\mathbf{L}_{m,a} \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \mathbf{L}_r \frac{d\mathbf{i}_r}{dt} = (-\mathbf{R}_r \mathbf{i}_r + \boldsymbol{\Omega} (\mathbf{L}_{m,a} \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_r \mathbf{i}_r) + \mathbf{v}_r) \omega_b \quad (2.35b)$$

$$\mathbf{L}_h \frac{d\mathbf{i}_h}{dt} + \mathbf{L}_{m,bt} \frac{d\mathbf{i}_n}{dt} = (-\mathbf{R}_h \mathbf{i}_h + \boldsymbol{\Omega}_r (\mathbf{L}_h \mathbf{i}_h + \mathbf{L}_{m,bt} \mathbf{i}_n) + \mathbf{v}_h) \omega_b \quad (2.35c)$$

$$\mathbf{L}_{m,bt} \frac{d\mathbf{i}_h}{dt} + \mathbf{L}_n \frac{d\mathbf{i}_n}{dt} = (-\mathbf{R}_n \mathbf{i}_n + \boldsymbol{\Omega}_r (\mathbf{L}_{m,bt} \mathbf{i}_h + \mathbf{L}_n \mathbf{i}_n) + \mathbf{v}_s) \omega_b \quad (2.35d)$$

$$-\mathbf{L}_1 \frac{d(\mathbf{i}_s + \mathbf{i}_n)}{dt} + \mathbf{L}_{m,ut} \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} = ((\mathbf{R}_1 - \boldsymbol{\Omega}_r \mathbf{L}_1) (\mathbf{i}_s + \mathbf{i}_n) + \boldsymbol{\Omega}_r \mathbf{L}_{m,ut} \mathbf{i}_2 + \mathbf{v}_s) \omega_b \quad (2.35e)$$

$$-\mathbf{L}_{m,ut} \frac{d(\mathbf{i}_s + \mathbf{i}_n)}{dt} + \mathbf{L}_2 \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} = (-\mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2 + \boldsymbol{\Omega}_r (-\mathbf{L}_{m,ut} (\mathbf{i}_s + \mathbf{i}_n) + \mathbf{L}_2 \mathbf{i}_2) + \mathbf{v}_2) \omega_b \quad (2.35f)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{-3 (P_2 + P_r + P_{dc,v}) \omega_b}{2C_{dc} v_{dc}} \quad (2.35g)$$

zur Verfügung. Mit den beiden zusätzlichen algebraischen Gleichungen der Knotenregel (2.34) liegt ein System differential-algebraischer Gleichungen vor. Die Anzahl der Differentialgleichungen kann durch das Einsetzen dieser algebraischen Gleichungen in (2.22) verringert werden. Dieser Schritt wird im Folgenden beschrieben.

Zunächst werden für die Systemdarstellung des vollständigen Modells alle verbleibenden Ströme und die Zwischenkreisspannung als Zustandsvektor $\mathbf{x}_v \in \mathbb{R}^{11}$

$$\mathbf{x}_v = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & i_{dr} & i_{qr} & i_{dh} & i_{qh} & i_{dn} & i_{qn} & i_{d2} & i_{q2} & v_{dc} \end{bmatrix}^T \quad (2.36)$$

definiert. Die Wahl der Zustandsgrößen ist naheliegend, da sich bei elektrischen Netzwerken der Strom als Zustand für Induktivitäten und die Spannung als Zustand für Kondensatoren anbieten. Dadurch kann die linke Seite der Differentialgleichungen (2.35) als Matrix $\mathbf{L}_{v,1} \in \mathbb{R}^{13 \times 11}$, multipliziert mit der zeitlichen Ableitung des Zustandsvektors $\mathbf{x}_v$, in der Form

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{m,a} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & 0 \\ \mathbf{L}_{m,a} & \mathbf{L}_r & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & 0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{L}_h & \mathbf{L}_{m,bt} & \mathbf{0} & 0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{L}_{m,bt} & \mathbf{L}_n & \mathbf{0} & 0 \\ -\mathbf{L}_1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\mathbf{L}_1 & \mathbf{L}_{m,ut} & 0 \\ -\mathbf{L}_{m,ut} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\mathbf{L}_{m,ut} & \mathbf{L}_2 & 0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{L}_{v,1}} \dot{\mathbf{x}}_v \quad (2.37)$$

dargestellt werden. An Stelle der zeitlichen Ableitung $\frac{d}{dt}$ wird zur Vereinfachung der Notation ein Punkt über der jeweiligen Größe verwendet. Der maximale Rang der Matrix $\mathbf{L}_{v,1}$ ist gleich dem Spaltenrang $\text{rang}(\mathbf{L}_{v,1}) = 11$. Daher ergeben sich durch Zeilenumformungen zwei Nullzeilen, durch die hier die zeitliche Ableitung verschwindet. Diese Zeilenumformungen der rechten Seite liefern eine Gleichung für die Statorspannungen durch

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s = & \mathbf{L}_g^{-1} \left[\mathbf{L}_{ut,h}^{-1} \left(\mathbf{R}_1 (\mathbf{i}_s + \mathbf{i}_n) + \mathbf{L}_{m,ut} \mathbf{L}_2^{-1} (\mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2 - \mathbf{v}_2) \right) - \right. \\ & \mathbf{L}_{a,h}^{-1} \left(\left(-\mathbf{R}_s + \mathbf{L}_{m,a} \mathbf{L}_r^{-1} \mathbf{L}_{m,a} \boldsymbol{\Omega} \right) \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{m,a} \left(\mathbf{L}_r^{-1} (\mathbf{R}_r \mathbf{i}_r - \mathbf{v}_r) + \boldsymbol{\Omega} \mathbf{i}_r \right) \right) - \\ & \left. \mathbf{L}_{bt,h}^{-1} \left(\mathbf{L}_{m,bt} \mathbf{L}_h^{-1} (\mathbf{R}_h \mathbf{i}_h - \mathbf{v}_h) - \mathbf{R}_n \mathbf{i}_n \right) \right] , \end{aligned} \quad (2.38)$$

mit den Hilfsmatrizen für die Induktivitäten

$$\mathbf{L}_{a,h} = \mathbf{L}_s - \mathbf{L}_{m,a} \mathbf{L}_r^{-1} \mathbf{L}_{m,a} \quad (2.39a)$$

$$\mathbf{L}_{bt,h} = \mathbf{L}_n - \mathbf{L}_{m,bt} \mathbf{L}_h^{-1} \mathbf{L}_{m,bt} \quad (2.39b)$$

$$\mathbf{L}_{ut,h} = -\mathbf{L}_1 + \mathbf{L}_{m,ut} \mathbf{L}_2^{-1} \mathbf{L}_{m,ut} \quad (2.39c)$$

$$\mathbf{L}_g = \mathbf{L}_{a,h}^{-1} + \mathbf{L}_{bt,h}^{-1} - \mathbf{L}_{ut,h}^{-1} . \quad (2.39d)$$

Mit $\boldsymbol{\Omega}_h$ wird die Drehzahlmatrix der Form

$$\boldsymbol{\Omega}_h = \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

bezeichnet. Nun wird die Matrix $\mathbf{L}_{v,2}$

$$\mathbf{L}_{v,2} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{m,a} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & 0 \\ \mathbf{L}_{m,a} & \mathbf{L}_r & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & 0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{L}_h & \mathbf{L}_{m,bt} & \mathbf{0} & 0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{L}_{m,bt} & \mathbf{L}_n & \mathbf{0} & 0 \\ -\mathbf{L}_{m,ut} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\mathbf{L}_{m,ut} & \mathbf{L}_2 & 0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

eingeführt, die der um die Zeilen 9–10 reduzierten Matrix $\mathbf{L}_{v,1}$ entspricht. Damit kann das vollständige Modell durch die verbleibenden 11 Differentialgleichungen (2.35a) - (2.35d)

und (2.35f) - (2.35g) in der Form

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \frac{di_s}{dt} \\ \frac{di_r}{dt} \\ \frac{di_h}{dt} \\ \frac{di_n}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}_v} = \mathbf{L}_{v,2}^{-1} \underbrace{\begin{bmatrix} -\mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \boldsymbol{\Omega}_r (\mathbf{L}_s \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{m,a} \mathbf{i}_r) + \mathbf{v}_s \\ -\mathbf{R}_r \mathbf{i}_r + \boldsymbol{\Omega} (\mathbf{L}_{m,a} \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_r \mathbf{i}_r) + \mathbf{v}_r \\ -\mathbf{R}_h \mathbf{i}_h + \boldsymbol{\Omega}_r (\mathbf{L}_h \mathbf{i}_h + \mathbf{L}_{m,bt} \mathbf{i}_n) + \mathbf{v}_h \\ -\mathbf{R}_n \mathbf{i}_n + \boldsymbol{\Omega}_r (\mathbf{L}_{m,bt} \mathbf{i}_h + \mathbf{L}_n \mathbf{i}_n) + \mathbf{v}_s \\ -\mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2 + \boldsymbol{\Omega}_r (-\mathbf{L}_{m,ut} (\mathbf{i}_s + \mathbf{i}_n) + \mathbf{L}_2 \mathbf{i}_2) + \mathbf{v}_2 \\ \frac{-3(P_2 + P_r + P_{dc,v})}{2C_{dc} v_{dc}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{f}_v(\mathbf{x}_v, \mathbf{u}_v, \mathbf{d}_v)} \omega_b \quad (2.42)$$

mit den Statorspannungen $\mathbf{v}_s$ aus (2.38) beschrieben werden. Die Vektorschreibweise des dynamischen Modells

$$\dot{\mathbf{x}}_v = \mathbf{f}_v(\mathbf{x}_v, \mathbf{u}_v, \mathbf{d}_v), \quad \mathbf{x}_v(0) = \mathbf{x}_{v,rl}(\mathbf{d}_v) \quad (2.43a)$$

$$\mathbf{y}_v = \mathbf{h}_v(\mathbf{x}_v, \mathbf{u}_v, \mathbf{d}_v) \quad (2.43b)$$

besteht aus den Zustandsdifferentialgleichungen aus (2.42) und den Ausgangsgleichungen. Diese setzen sich aus den Gleichungen für die Netzleistungen (2.21b), (2.21d), der Zwischenkreisspannung v_{dc} und der Gleichung zur Beschreibung der Blindleistung im Rotorkreis (2.25d) zusammen. Die Anfangsbedingung der Zustandsdifferentialgleichungen ergibt sich aus einer Ruhelage des Systems $\mathbf{x}_{v,rl}(\mathbf{d}_v)$ für einen stationären Arbeitspunkt $(\mathbf{x}_{rl}, \mathbf{u}_{rl})$. Für diese gilt

$$\mathbf{0} = \mathbf{f}_v(\mathbf{x}_{v,rl}, \mathbf{u}_{v,rl}, \mathbf{d}_v) \quad (2.44a)$$

$$\mathbf{y}_{v,rl} = \mathbf{h}_v(\mathbf{x}_{v,rl}, \mathbf{u}_{v,rl}, \mathbf{d}_v) . \quad (2.44b)$$

2.3.1 Systembeschränkungen

Um einen sicheren Betrieb des Systems (2.43) zu gewährleisten, unterliegt das System Beschränkungen. Es werden Beschränkungen für Spannungsbeträge, Strombeträge und Leistungsbeträge berücksichtigt. Da die Beträge der jeweiligen Größen beschränkt werden, sind alle Beschränkungen nichtlinear. Die Beschränkungen bestehen für den Rotorspannungsbetrag $\|\mathbf{v}_r\|$, den sekundärseitigen Spannungsbetrag des UT $\|\mathbf{v}_2\|$, den Statorstrombetrag $\|\mathbf{i}_s\|$, den Rotorstrombetrag $\|\mathbf{i}_r\|$ aus (2.29b) und den Rotorleistungsbetrag $|P_r|$. Diese errechnen sich zu

$$\|\mathbf{v}_r\| = \sqrt{v_{dr}^2 + v_{qr}^2} \quad (2.45a)$$

$$\|\mathbf{v}_2\| = \sqrt{v_{d2}^2 + v_{q2}^2} \quad (2.45b)$$

$$\|\mathbf{i}_s\| = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (2.45c)$$

$$\|\mathbf{i}_r\| = \sqrt{i_{dr}^2 + i_{qr}^2} \quad (2.45d)$$

$$|P_r| = \sqrt{(i_{dr} v_{dr})^2 + (i_{qr} v_{qr})^2} . \quad (2.45e)$$

Parameter	Formelzeichen	Wert	Einheit
Maximaler Rotorspannungsbetrag	$v_{r,max}$	$1.21 \cdot 10^{-1}$	p.u.
Maximaler sekundärseitiger Spannungsbetrag	$v_{2,max}$	1.21	p.u.
Maximaler Statorstrombetrag	$i_{s,max}$	1	p.u.
Maximaler Rotorstrombetrag	$i_{r,max}$	1.346	p.u.
Maximale Rotorleistung	$P_{r,max}$	$8.219 \cdot 10^{-2}$	p.u.

Tabelle 2.2: Werte der Systembeschränkungen

Die Spannungsbeschränkungen resultieren aus einer maximalen Zwischenkreisspannung $v_{dc,max} = 0.121$ des Umrichters. Die Grenze für den sekundärseitigen Spannungsbetrag des UT entspricht dem 10-fachen Wert der maximalen Zwischenkreisspannung. Die Strombeschränkungen resultieren aus den thermischen Obergrenzen der DGASM. Aus den thermischen Grenzwerten des Umrichters ergibt sich die Rotorleistungsbeschränkung. In Tabelle 2.2 sind die Werte der Beschränkungen zusammengefasst.

2.4 Reduziertes Modell

Als Grundlage für eine recheneffiziente Regelung wird das vollständige Modell mit dem Ziel vereinfacht, die Modellordnung und damit auch den Rechenaufwand zu reduzieren. Das vollständige Modell (2.43) lässt sich aufgrund der gegebenen Parameterwerte und durch die Annahme einer idealen Kopplung der jeweiligen Primärseite mit der Sekundärseite der Transformatoren vereinfachen. Für diesen Fall werden alle Streuinduktivitäten vernachlässigt. Diese Annahme rechtfertigt sich dadurch, dass bei beiden Transformatoren die Streuinduktivitäten um vier Größenordnungen kleiner als die jeweilige Hauptinduktivität sind. Die nun folgenden Vereinfachungen gelten gleichermaßen für beide Transformatoren. Die für die Herleitung des reduzierten Modells benötigten Rechenschritte werden daher nur für den BT angegeben.

Beide Transformatoren haben jeweils die gleichen Parameterwerte auf der Primär- und Sekundärseite für die Widerstände und Streuinduktivitäten (siehe Tabelle A.2 und Tabelle A.3). Die Widerstände können somit zu einem Blocktransformatorwiderstand

$$R_{bt} = R_h = R_n \quad (2.46)$$

und einen Umrichtertransformatorwiderstand

$$R_{ut} = R_1 = R_2 \quad (2.47)$$

zusammengefasst werden. Die zusammengefasste Blocktransformatorinduktivität L_{bt} ergibt sich aus den Gleichungen (2.16a) und (2.16b) zu

$$L_{bt} = L_{m,bt} = L_h = L_n . \quad (2.48)$$

Für die Umrichtertransformatorinduktivität gilt äquivalent

$$L_{ut} = L_{m,ut} = L_1 = L_2 . \quad (2.49)$$

Um mit den Vereinfachungen eine Reduktion der Modellordnung zu erhalten, werden in einem weiteren Schritt Summen- und Differenzströme $\mathbf{i}_{bt}^\Sigma = \mathbf{i}_h + \mathbf{i}_n$ bzw. $\mathbf{i}_{bt}^\Delta = \mathbf{i}_n - \mathbf{i}_h$ eingeführt, mit $\mathbf{i}_{bt}^\Sigma = \begin{bmatrix} i_{d,bt}^\Sigma & i_{q,bt}^\Sigma \end{bmatrix}^T$ bzw. $\mathbf{i}_{bt}^\Delta = \begin{bmatrix} i_{d,bt}^\Delta & i_{q,bt}^\Delta \end{bmatrix}^T$. Die Transformatorströme $\mathbf{i}_h$ und $\mathbf{i}_n$ können damit in der Form

$$\mathbf{i}_h = \frac{1}{2}(\mathbf{i}_{bt}^\Sigma - \mathbf{i}_{bt}^\Delta) \quad (2.50a)$$

$$\mathbf{i}_n = \frac{1}{2}(\mathbf{i}_{bt}^\Sigma + \mathbf{i}_{bt}^\Delta) \quad (2.50b)$$

beschrieben werden. Das Einsetzen der Gleichungen (2.48) und (2.50) in die vier Differentialgleichungen des BT (2.15) mit (2.17) liefert

$$L_{bt} \frac{di_{d,bt}^\Sigma}{dt} = \left(-R_{bt} \frac{1}{2} (i_{d,bt}^\Sigma - i_{d,bt}^\Delta) + \omega_r L_{bt} i_{q,bt}^\Sigma + v_{dh} \right) \omega_b \quad (2.51a)$$

$$L_{bt} \frac{di_{q,bt}^\Sigma}{dt} = \left(-R_{bt} \frac{1}{2} (i_{q,bt}^\Sigma - i_{q,bt}^\Delta) - \omega_r L_{bt} i_{d,bt}^\Sigma + v_{qh} \right) \omega_b \quad (2.51b)$$

$$L_{bt} \frac{di_{d,bt}^\Delta}{dt} = \left(-R_{bt} \frac{1}{2} (i_{d,bt}^\Sigma + i_{d,bt}^\Delta) + \omega_r L_{bt} i_{q,bt}^\Sigma + v_{dn} \right) \omega_b \quad (2.51c)$$

$$L_{bt} \frac{di_{q,bt}^\Delta}{dt} = \left(-R_{bt} \frac{1}{2} (i_{q,bt}^\Sigma + i_{q,bt}^\Delta) - \omega_r L_{bt} i_{d,bt}^\Sigma + v_{qn} \right) \omega_b . \quad (2.51d)$$

Durch die Subtraktion der Gleichung (2.51c) von (2.51a) und (2.51d) von (2.51b) erhält man die algebraischen Gleichungen der Form

$$0 = \left(R_{bt} i_{d,bt}^\Delta + v_{dh} - v_{dn} \right) \omega_b \quad (2.52a)$$

$$0 = \left(R_{bt} i_{q,bt}^\Delta + v_{qh} - v_{qn} \right) \omega_b . \quad (2.52b)$$

Das Einsetzen der Lösungen von (2.52) nach $i_{d,bt}^\Delta$ und $i_{q,bt}^\Delta$ in (2.51a) und (2.51b) liefert

$$L_{bt} \frac{di_{d,bt}^\Sigma}{dt} = \left(-\frac{1}{2} R_{bt} i_{d,bt}^\Sigma + \omega_r L_{bt} i_{q,bt}^\Sigma + \frac{1}{2} (v_{dh} + v_{dn}) \right) \omega_b \quad (2.53a)$$

$$L_{bt} \frac{di_{q,bt}^\Sigma}{dt} = \left(-\frac{1}{2} R_{bt} i_{q,bt}^\Sigma - \omega_r L_{bt} i_{d,bt}^\Sigma + \frac{1}{2} (v_{qh} + v_{qn}) \right) \omega_b , \quad (2.53b)$$

die nun unabhängig von den Differenzströmen $\mathbf{i}_{bt}^\Delta$ sind. Die zusammengefasste Form in Vektorschreibweise der Differentialgleichungen (2.53) und algebraischen Gleichungen (2.52) lauten

$$\frac{d\mathbf{i}_{bt}^\Sigma}{dt} = \mathbf{L}_{bt}^{-1} \left(-\frac{1}{2} \mathbf{R}_{bt} \mathbf{i}_{bt}^\Sigma + \boldsymbol{\Omega}_r \mathbf{L}_{bt} \mathbf{i}_{bt}^\Sigma + \frac{1}{2} (\mathbf{v}_h + \mathbf{v}_s) \right) \omega_b \quad (2.54a)$$

$$\mathbf{0} = \left(\mathbf{R}_{bt} \mathbf{i}_{bt}^\Delta + \mathbf{v}_h - \mathbf{v}_s \right) \omega_b . \quad (2.54b)$$

Die Widerstandsmatrix $\mathbf{R}_{bt}$ und die Induktivitätsmatrix $\mathbf{L}_{bt}$ sind Diagonalmatrizen der Form

$$\mathbf{R}_{bt} = \text{diag}(R_{bt}, R_{bt}) \quad (2.55a)$$

$$\mathbf{L}_{bt} = \text{diag}(L_{bt}, L_{bt}) . \quad (2.55b)$$

Analog bildet sich das reduzierte Modell für den UT durch

$$\frac{d\mathbf{i}_{ut}^{\Sigma}}{dt} = \mathbf{L}_{ut}^{-1} \left(-\frac{1}{2} \mathbf{R}_{ut} \mathbf{i}_{ut}^{\Sigma} + \mathbf{\Omega}_r \mathbf{L}_{ut} \mathbf{i}_{ut}^{\Sigma} + \frac{1}{2} (\mathbf{v}_s + \mathbf{v}_2) \right) \omega_b \quad (2.56a)$$

$$\mathbf{0} = \left(\mathbf{R}_{ut} \mathbf{i}_{ut}^{\Delta} + \mathbf{v}_s - \mathbf{v}_2 \right) \omega_b, \quad (2.56b)$$

mit den Summen- bzw. Differenzströmen $\mathbf{i}_{ut}^{\Sigma}$ bzw. $\mathbf{i}_{ut}^{\Delta}$ und den Diagonalmatrizen der Widerstände $\mathbf{R}_{ut}$ und Induktivitäten $\mathbf{L}_{ut}$. Für die Summen- bzw. Differenzströme $\mathbf{i}_{ut}^{\Sigma}$ bzw. $\mathbf{i}_{ut}^{\Delta}$ gilt

$$\mathbf{i}_{ut}^{\Sigma} = \begin{bmatrix} i_{d,ut}^{\Sigma} & i_{q,ut}^{\Sigma} \end{bmatrix}^T \quad (2.57a)$$

$$\mathbf{i}_{ut}^{\Delta} = \begin{bmatrix} i_{d,ut}^{\Delta} & i_{q,ut}^{\Delta} \end{bmatrix}^T, \quad (2.57b)$$

womit die Beschreibung der Ströme des UT zu

$$\mathbf{i}_1 = \frac{1}{2} (\mathbf{i}_{ut}^{\Sigma} - \mathbf{i}_{ut}^{\Delta}) \quad (2.58a)$$

$$\mathbf{i}_2 = \frac{1}{2} (\mathbf{i}_{ut}^{\Sigma} + \mathbf{i}_{ut}^{\Delta}). \quad (2.58b)$$

folgt. Die Widerstandsmatrix $\mathbf{R}_{ut}$ und die Induktivitätsmatrix $\mathbf{L}_{ut}$ werden durch

$$\mathbf{R}_{ut} = \text{diag} (R_{ut}, R_{ut}) \quad (2.59a)$$

$$\mathbf{L}_{ut} = \text{diag} (L_{ut}, L_{ut}). \quad (2.59b)$$

beschrieben.

Die algebraischen Zwangsbedingungen am Knotenpunkt, beschrieben durch (2.33) und (2.34), gelten ebenso für das reduzierte Modell. Einfügen der Ausdrücke für die Summen- und Differenzströme in die Knotenregel (2.34) ergibt

$$\mathbf{0} = \frac{1}{2} (\mathbf{i}_{bt}^{\Sigma} + \mathbf{i}_{bt}^{\Delta}) + \frac{1}{2} (\mathbf{i}_{ut}^{\Sigma} - \mathbf{i}_{ut}^{\Delta}) + \mathbf{i}_s. \quad (2.60)$$

Für die Beschreibung der verbleibenden 15 Modellzustände stehen nun neun Differentialgleichungen und sechs algebraische Gleichungen zur Verfügung. Die Differentialgleichungen setzen sich aus den vier Differentialgleichungen der DGASM (2.11), den zwei Differentialgleichungen des BT (2.54a), den zwei Differentialgleichungen des UT (2.56a) und der Differentialgleichung des Umrichters (2.27) zusammen. Die algebraischen Gleichungen bestehen aus den zwei Gleichungen des BT (2.54b), den zwei Gleichungen des UT (2.56b) und den zwei Gleichungen der Knotenregel (2.60). Zusammengefasst lauten die

Gleichungen zur Beschreibung des reduzierten Modells

$$\mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \mathbf{L}_{m,a} \frac{d\mathbf{i}_r}{dt} = (-\mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \mathbf{\Omega}_r (\mathbf{L}_s \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{m,a} \mathbf{i}_r) + \mathbf{v}_s) \omega_b \quad (2.61a)$$

$$\mathbf{L}_{m,a} \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \mathbf{L}_r \frac{d\mathbf{i}_r}{dt} = (-\mathbf{R}_r \mathbf{i}_r + \mathbf{\Omega} (\mathbf{L}_{m,a} \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_r \mathbf{i}_r) + \mathbf{v}_r) \omega_b \quad (2.61b)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_{bt}^\Sigma}{dt} = \mathbf{L}_{bt}^{-1} \left(-\frac{1}{2} \mathbf{R}_{bt} \mathbf{i}_{bt}^\Sigma + \mathbf{\Omega}_r \mathbf{L}_{bt} \mathbf{i}_{bt}^\Sigma + \frac{1}{2} (\mathbf{v}_h + \mathbf{v}_s) \right) \omega_b \quad (2.61c)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_{ut}^\Sigma}{dt} = \mathbf{L}_{ut}^{-1} \left(-\frac{1}{2} \mathbf{R}_{ut} \mathbf{i}_{ut}^\Sigma + \mathbf{\Omega}_r \mathbf{L}_{ut} \mathbf{i}_{ut}^\Sigma + \frac{1}{2} (\mathbf{v}_s + \mathbf{v}_2) \right) \omega_b \quad (2.61d)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{-3(P_2 + P_r + P_{dc,v}) \omega_b}{2C_{dc} v_{dc}} \quad (2.61e)$$

$$\mathbf{0} = (\mathbf{R}_{bt} \mathbf{i}_{bt}^\Delta + \mathbf{v}_h - \mathbf{v}_s) \quad (2.61f)$$

$$\mathbf{0} = (\mathbf{R}_{ut} \mathbf{i}_{ut}^\Delta + \mathbf{v}_s - \mathbf{v}_2) \quad (2.61g)$$

$$\mathbf{0} = \frac{1}{2} (\mathbf{i}_{ut}^\Sigma - \mathbf{i}_{ut}^\Delta) + \frac{1}{2} (\mathbf{i}_{bt}^\Sigma + \mathbf{i}_{bt}^\Delta) + \mathbf{i}_s . \quad (2.61h)$$

Hierbei wurden durch Verwenden von (2.33) die sekundärseitigen Spannungen $\mathbf{v}_n$ des BT und die primärseitigen Spannungen $\mathbf{v}_1$ des UT durch die Statorspannungen $\mathbf{v}_s$ in den Gleichungen (2.61c), (2.61d), (2.61f) und (2.61g) ersetzt.

Die Struktur des reduzierten Modells zeigt Abbildung 2.5. Im Vergleich zum vollständigen Modell haben sich nur die Modellzustände verändert. Der Stellgrößenvektor $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^4$, der Parametervektor $\mathbf{d} \in \mathbb{R}^3$ und der Ausgangsvektor $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^4$ sind identisch zu den Vektoren (2.30), (2.31) und (2.32) im vollständigen Modell und lauten

$$\mathbf{u} = [v_{dr} \quad v_{qr} \quad v_{d2} \quad v_{q2}]^T \quad (2.62a)$$

$$\mathbf{d} = [v_{dh} \quad v_{qh} \quad \omega]^T \quad (2.62b)$$

$$\mathbf{y} = [P_n \quad Q_n \quad v_{dc} \quad Q_2]^T . \quad (2.62c)$$

Die Variablen des reduzierten Modells werden im Folgenden ohne Index dargestellt.

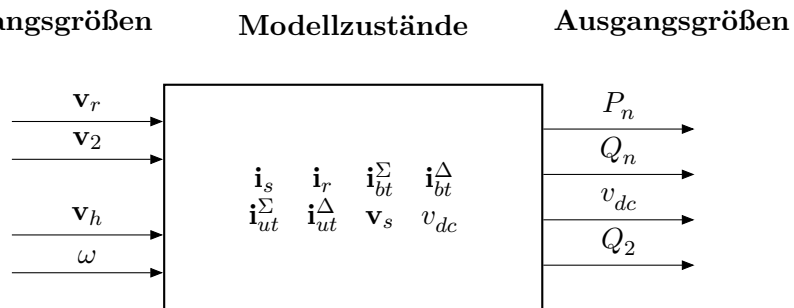


Abbildung 2.5: Struktur des reduzierten Modells

Die Wahl der Zustandsvariablen erfolgt zu

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & i_{dr} & i_{qr} & i_{d,bt}^\Sigma & i_{q,bt}^\Sigma & i_{d,ut}^\Sigma & i_{q,ut}^\Sigma & v_{dc} \end{bmatrix}^T. \quad (2.63)$$

Die Gleichungen (2.61f) - (2.61h) bilden ein algebraisches System der Form

$$\mathbf{0} = \mathbf{A}_g \mathbf{x}_g + \mathbf{b}_g \quad (2.64)$$

mit der Matrix $\mathbf{A}_g \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$, dem Vektor $\mathbf{b}_g \in \mathbb{R}^6$ und dem Vektor $\mathbf{x}_g \in \mathbb{R}^6$. Die Variablen des algebraischen Systems werden mit dem Index g bezeichnet. Der Vektor $\mathbf{x}_g$ besteht aus den fehlenden Größen des reduzierten Modells

$$\mathbf{x}_g = \begin{bmatrix} v_{ds} & v_{qs} & i_{d,bt}^\Delta & i_{q,bt}^\Delta & i_{d,ut}^\Delta & i_{q,ut}^\Delta \end{bmatrix}^T. \quad (2.65)$$

Damit ergeben sich die Matrix $\mathbf{A}_g$ und der Vektor $\mathbf{b}_g$ gemäß

$$\mathbf{A}_g = \begin{bmatrix} -1 & 0 & R_{bt} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & R_{bt} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & R_{ut} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & R_{ut} \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.66a)$$

$$\mathbf{b}_g = \begin{bmatrix} v_{dh} & v_{qh} & -v_{d2} & -v_{q2} & \frac{1}{2} (i_{d,bt}^\Sigma + i_{d,ut}^\Sigma) + i_{ds} & \frac{1}{2} (i_{q,bt}^\Sigma + i_{q,ut}^\Sigma) + i_{qs} \end{bmatrix}^T. \quad (2.66b)$$

Aus der Gleichung (2.64) können die algebraischen Zustände einfach wie folgt berechnet werden

$$\mathbf{x}_g = -\mathbf{A}_g^{-1} \mathbf{b}_g. \quad (2.67)$$

Als Vereinfachung der Schreibweise können die Differentialgleichungen der DGASM (2.61a) und (2.61b) als

$$\frac{d\mathbf{i}_a}{dt} = \mathbf{L}_a^{-1} ((-\mathbf{R}_a + \mathbf{\Omega}_a \mathbf{L}_a) \mathbf{i}_a + \mathbf{v}_a) \omega_b \quad (2.68)$$

zusammengefasst werden. Dabei werden die Vektoren und Matrizen gemäß

$$\mathbf{v}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_s & \mathbf{v}_r \end{bmatrix}^T \quad (2.69a)$$

$$\mathbf{i}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s & \mathbf{i}_r \end{bmatrix}^T \quad (2.69b)$$

$$\mathbf{R}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_r \end{bmatrix} \quad (2.69c)$$

$$\mathbf{L}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{m,a} \\ \mathbf{L}_{m,a} & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \quad (2.69d)$$

$$\mathbf{\Omega}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{\Omega}_r & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Omega} \end{bmatrix} \quad (2.69e)$$

eingeführt. Das komplette reduzierte Modell kann in Vektorschreibweise als dynamisches Modell in der Form

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{d}) , \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_{rl} \quad (2.70a)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{d}) \quad (2.70b)$$

dargestellt werden. Die nichtlineare Zustandsfunktion $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{d})$ besteht aus den rechten Seiten der Gleichungen (2.68) und (2.61c) bis (2.61e). Die nichtlineare Ausgangsfunktion $\mathbf{h}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{d})$ ergibt sich aus den Gleichungen (2.21b), (2.21d), der Zwischenkreisspannung v_{dc} und der Gleichung (2.25d), mit den Summen- und Differenzströmen aus (2.50) und (2.57). Die weiteren internen Modellgrößen ergeben sich aus (2.67) und können direkt in die Zustandsdifferentialgleichung eingesetzt werden. Als Anfangszustand $\mathbf{x}(0)$ der Zustandsdifferentialgleichung (2.71a) wird eine Ruhelage des Systems gewählt, die durch einen stationären Arbeitspunkt $(\mathbf{x}_{rl}, \mathbf{u}_{rl})$ gegeben ist, d. h.

$$\mathbf{0} = \mathbf{f}(\mathbf{x}_{rl}, \mathbf{u}_{rl}, \mathbf{d}) \quad (2.71a)$$

$$\mathbf{y}_{rl} = \mathbf{h}(\mathbf{x}_{rl}, \mathbf{u}_{rl}, \mathbf{d}) . \quad (2.71b)$$

Die Systembeschränkungen aus Abschnitt 2.3.1 gelten unverändert auch für das reduzierte Modell.

In diesem Kapitel wurden damit die Voraussetzungen für die Systemmodellierung beschrieben und ein einheitliches Bezugssystem eingeführt. Die Systemmodellierung erfolgt durch die Modellierungen der einzelnen Komponenten und ergibt das vollständige Modell mit einer Modellordnung von 11. Zusätzlich wurden die Beschränkungen eingeführt, dem das System unterliegt. Ausgehend von der Annahme idealer Transformatoren konnte die Modellordnung im reduzierten Modell auf 9 verringert werden. Dieses reduzierte Modell bildet die Grundlage für die im nächsten Kapitel beschriebene Regelung des Systems.

3 Modellprädiktive Regelung

In diesem Kapitel wird die modellprädiktive Regelung (MPC) als Regelungskonzept für das System vorgestellt. Ein Vorteil einer MPC ist, dass das Systemverhalten in der Zukunft analysiert und für die optimale Regelung berücksichtigt werden kann. Zudem können Beschränkungen des Systems systematisch berücksichtigt werden. Bei der MPC wird für jeden Zeitpunkt ein dynamisches Optimierungsproblem gelöst, dessen Lösung große Rechenleistung in Anspruch nehmen kann. Um diesem Nachteil entgegenzuwirken wird die Lösung des dynamischen Optimierungsproblems häufig approximiert (suboptimale MPC [19–21]).

Nachfolgend werden aufbauend auf einer gradientenbasierten MPC nach [19, 22] zwei unterschiedliche Regelungsstrategien entwickelt. Ausgehend von den gewünschten Ausgangsgrößen $\mathbf{y}^*$ werden für die erste Methode stationäre Arbeitspunkte (Ruhelagen) mit den Stellgrößen $\mathbf{u}_{rl}(\mathbf{y}^*, \mathbf{d})$ und Zuständen $\mathbf{x}_{rl}(\mathbf{y}^*, \mathbf{d})$ berechnet, die in dem Optimierungsproblem verwendet werden. Die zweite Methode verwendet direkt die gewünschten Ausgangsgrößen $\mathbf{y}^*$ in der MPC. Für beide Methoden wird angenommen, dass sich weder die gewünschten Ausgangsgrößen noch die Parameter des Systems über den Prädiktionshorizont T_h ändern.

3.1 Methode 1

Für jeden Zeitpunkt t_k approximiert die MPC die Lösung der dynamischen Optimierungsaufgabe mit dem Ziel, eine optimale Stellgrößentrajektorie $\tilde{\mathbf{u}}^*$ zu finden. Diese wird auf das System aufgeschaltet. Die dynamische Optimierungsaufgabe lautet

$$\min_{\tilde{\mathbf{u}}(\cdot)} J(\mathbf{x}_k, \tilde{\mathbf{u}}(\cdot)) = \varphi(\tilde{\mathbf{x}}(T_h), \mathbf{x}_{rl,k}) + \int_0^{T_h} \ell(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau), \mathbf{x}_{rl,k}, \mathbf{u}_{rl,k}) d\tau \quad (3.1a)$$

$$\text{u.B.v. } \dot{\tilde{\mathbf{x}}}(\tau) = \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau), \mathbf{d}_k), \quad \tilde{\mathbf{x}}(0) = \mathbf{x}_k, \quad \tau \in [0, T_h]. \quad (3.1b)$$

Das Kostenfunktional J beschreibt die gewichtete Abweichung des Systemverhaltens vom stationären Arbeitspunkt innerhalb des Prädiktionshorizonts T_h . Diese werden durch den Endkostenterm φ und die Integration der Lagrangeschen Dichte ℓ über den Prädiktionshorizont beschrieben. Die Systembeschränkungen werden durch eine Straffunktion in der Lagrangeschen Dichte berücksichtigt. Das Systemverhalten wird durch das reduzierte Modell aus (2.70) simuliert und als Beschränkung der Optimierungsaufgabe angegeben.

Zur besseren Unterscheidung werden prädizierte Variablen mit einer Tilde versehen. Die Zeitvariable innerhalb des Prädiktionszeitraumes lautet τ . Der Index k kennzeichnet die Variablen zum Zeitpunkt t_k . Diese sind während der Prädiktion konstant.

Der Endkostenterm

$$\varphi(\tilde{\mathbf{x}}(T_h), \mathbf{x}_{rl,k}) = (\tilde{\mathbf{x}}(T_h) - \mathbf{x}_{rl,k})^T \mathbf{S} (\tilde{\mathbf{x}}(T_h) - \mathbf{x}_{rl,k}) \quad (3.2)$$

gewichtet die quadratische Abweichung der prädizierten Zustände $\tilde{\mathbf{x}}(T_h)$ für den Prädiktionszeitpunkt T_h von den stationären Zuständen $\mathbf{x}_{rl,k}$ durch die positiv semi-definite Diagonalmatrix $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{9 \times 9}$. Abweichungen während des Prädiktionszeitraumes werden in der quadratischen Funktion der Lagrangeschen Dichte

$$\begin{aligned} \ell(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau), \mathbf{x}_{rl,k}, \mathbf{u}_{rl,k}) = & (\tilde{\mathbf{x}}(\tau) - \mathbf{x}_{rl,k})^T \mathbf{Q} (\tilde{\mathbf{x}}(\tau) - \mathbf{x}_{rl,k}) \\ & + (\tilde{\mathbf{u}}(\tau) - \mathbf{u}_{rl,k})^T \mathbf{R} (\tilde{\mathbf{u}}(\tau) - \mathbf{u}_{rl,k}) \\ & + \dot{\tilde{\mathbf{u}}}^T(\tau) \mathbf{T} \dot{\tilde{\mathbf{u}}}(\tau) + W(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau)) \end{aligned} \quad (3.3)$$

berücksichtigt. Die positiv semi-definiten Diagonalmatrizen $\mathbf{Q} \in \mathbb{R}^{9 \times 9}$ bzw. $\mathbf{R} \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ gewichten die Abweichungen der prädizierten Zustände $\tilde{\mathbf{x}}$ vom stationären Zustand $\mathbf{x}_{rl,k}$ bzw. die Stelleingänge $\tilde{\mathbf{u}}$ vom stationären Eingang $\mathbf{u}_{rl,k}$. Um starke Schwankungen der Stellgrößen zu reduzieren, wird die zeitliche Ableitung der Stelleingänge $\dot{\tilde{\mathbf{u}}}(\tau)$ durch die positiv semi-definite Diagonalmatrix $\mathbf{T} \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ gewichtet. Die Straffunktion

$$W(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau)) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^5 (g_i \max(0, h_i))^2 \quad (3.4)$$

berücksichtigt die Systembeschränkungen aus (2.45) durch die Ungleichungsbeschränkungen

$$h_1 = -S_f v_{r,max} + \|\mathbf{v}_r\| \leq 0 \quad (3.5)$$

$$h_2 = -S_f v_{2,max} + \|\mathbf{v}_2\| \leq 0 \quad (3.6)$$

$$h_3 = -S_f i_{r,max} + \|\mathbf{i}_r\| \leq 0 \quad (3.7)$$

$$h_4 = -S_f i_{s,max} + \|\mathbf{i}_s\| \leq 0 \quad (3.8)$$

$$h_5 = -S_f P_{r,max} + |P_r| \leq 0. \quad (3.9)$$

Mit den Gewichtungsfaktoren g_i , $i \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$ kann die Berücksichtigung einer aktiven Ungleichungsbeschränkung in das Kostenfunktional einfließen. Damit die Ungleichungsbeschränkungen nicht erst beim Überschreiten der Systemgrenzen aktiv werden, sondern schon früher, wird der Verschiebungsfaktor $S_f = 0.995$ eingeführt.

Die Werte für die Gewichtungsmatrizen $\mathbf{Q}$, $\mathbf{R}$, $\mathbf{S}$ und $\mathbf{T}$ sind im Anhang A.2 nachzulesen. Der Ablauf der dynamischen Optimierung ist für den Zeitpunkt t_k in Algorithmus 1 dargestellt. Im Folgenden wird auf die wichtigsten Punkte eingegangen.

3.1.1 Ruhelagen des Systems

Für jeden Zeitschritt t_k werden zur Lösung der Optimierungsaufgabe (3.1) die stationären Zustände $\mathbf{x}_{rl,k}$ und Stellgrößen $\mathbf{u}_{rl,k}$ benötigt. Allgemein werden stationäre Arbeitspunkte $(\mathbf{x}_{rl,k}, \mathbf{u}_{rl,k})$ gesucht, die sich aus der Gleichung für eine Ruhelage des Systems (2.71) ergeben. Dabei wird für die Ruhelage gefordert, dass die Ausgänge $\mathbf{y}_{rl,k}$ gleich den gewünschten Ausgängen $\mathbf{y}_k^*$ sind. Damit ergibt sich mit den aktuellen Parametern $\mathbf{d}_k$

$$\mathbf{0} = \mathbf{f}(\mathbf{x}_{rl,k}, \mathbf{u}_{rl,k}, \mathbf{d}_k) \quad (3.13a)$$

$$\mathbf{y}_k^* = \mathbf{h}(\mathbf{x}_{rl,k}, \mathbf{u}_{rl,k}, \mathbf{d}_k) . \quad (3.13b)$$

Algorithmus 1 Methode zur Lösung des dynamischen Optimierungsproblems zum Zeitpunkt t_k (vgl. [19])

Initialisierung für $j = 0$

- Maximale Anzahl an Gradientenschritten N
- Konvergenztoleranz ε_j für das Kostenfunktional J
- Berechnung der Ruhelage $\mathbf{x}_k^*$, $\mathbf{u}_k^*$ für die gewünschten Ausgangsgrößen $\mathbf{y}_k^*$
- Wahl der Eingangstrajektorie $\tilde{\mathbf{u}}^{(0)}(\tau)$
- Vorwärtsintegration für $\tau \in [0, T_h]$

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}^{(0)}(\tau) = \mathbf{f}\left(\tilde{\mathbf{x}}^{(0)}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}^{(0)}(\tau), \mathbf{d}_k\right), \quad \tilde{\mathbf{x}}^{(0)}(0) = \mathbf{x}_k$$

Gradientenschritt

for $j = 1 : N$ **do**

- Rückwärtsintegration für $\tau \in [0, T_h]$

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{\lambda}}}^{(j)}(\tau) = - \left(\frac{\partial H}{\partial \tilde{\mathbf{x}}} \right)^T \left(\tilde{\mathbf{x}}^{(j)}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}^{(j)}(\tau), \tilde{\boldsymbol{\lambda}}^{(j)}(\tau), \mathbf{x}_{rl,k}, \mathbf{u}_{rl,k}, \mathbf{d}_k \right),$$

$$\tilde{\boldsymbol{\lambda}}^{(j)}(T_h) = \left(\frac{\partial \varphi}{\partial \tilde{\mathbf{x}}} \right)^T \left(\tilde{\mathbf{x}}^{(j)}(T_h), \mathbf{x}_{rl,k} \right)$$

- Suchrichtung

$$\tilde{\mathbf{s}}^{(j)}(\tau) = - \left(\frac{\partial H}{\partial \tilde{\mathbf{u}}} \right)^T \left(\tilde{\mathbf{x}}^{(j)}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}^{(j)}(\tau), \tilde{\boldsymbol{\lambda}}^{(j)}(\tau), \mathbf{x}_{rl,k}, \mathbf{u}_{rl,k}, \mathbf{d}_k \right) \quad (3.10)$$

- Schrittweite

$$\alpha^{(j)} = \min_{\alpha > 0} J\left(\mathbf{x}_k, \tilde{\mathbf{u}}^{(j)} + \alpha \tilde{\mathbf{s}}^{(j)}\right) \quad (3.11)$$

- Neue Eingangstrajektorie

$$\tilde{\mathbf{u}}^{(j+1)}(\tau) = \tilde{\mathbf{u}}^{(j)}(\tau) + \alpha^{(j)} \tilde{\mathbf{s}}^{(j)}(\tau) \quad (3.12)$$

- Vorwärtsintegration

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}^{(j+1)}(\tau) = \mathbf{f}\left(\tilde{\mathbf{x}}^{(j+1)}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}^{(j+1)}(\tau), \mathbf{d}_k\right), \quad \tilde{\mathbf{x}}^{(j+1)}(0) = \mathbf{x}_k$$

if $\left| J\left(\mathbf{x}_k, \tilde{\mathbf{u}}^{(j+1)}\right) - J\left(\mathbf{x}_k, \tilde{\mathbf{u}}^{(j)}\right) \right| \leq \varepsilon_j$ **and** $J\left(\mathbf{x}_k, \tilde{\mathbf{u}}^{(j+1)}\right) < J\left(\mathbf{x}_k, \tilde{\mathbf{u}}^{(j)}\right)$
 Abbruch

end if

end for

Ausgabe

- optimierte Eingangstrajektorie $\tilde{\mathbf{u}}^{(j+1)}$
-

Zur Verbesserung der numerischen Eigenschaften wird die Zustandsgleichung für die Zwischenkreisspannung f_9 zu der Wirkleistungsbilanz für den Umrichter

$$0 = P_r + P_{dc,v} + P_2 \quad (3.14)$$

vereinfacht. Dadurch taucht die Zwischenkreisspannung nicht mehr in den Zustandsgleichungen auf. Jedoch ist dies kein Problem, da die Vorgabe der gewünschten Zwischenkreisspannung über die dritte Ausgangsgleichung erfolgt.

Damit stehen mit (3.13) 9+4 Gleichungen für die gewünschten 9 Zustände und 4 Eingänge zu Verfügung. Aufgrund der Komplexität der nichtlinearen Funktionen $\mathbf{f}$ und $\mathbf{h}$ werden diese Gleichungen mit dem Newtonverfahren (vgl. [23]) gelöst. Die Iterationsgleichung des Newtonverfahrens lautet

$$\mathbf{z}_{i+1} = \mathbf{z}_i - \left(\frac{d\mathbf{F}(\mathbf{z}_i, \mathbf{y}_k^*, \mathbf{d}_k)}{d\mathbf{z}} \right)^{-1} \mathbf{F}(\mathbf{z}_i, \mathbf{y}_k^*, \mathbf{d}_k), \quad \mathbf{z}_0 = [\mathbf{x}_{rl,k-1} \quad \mathbf{u}_{rl,k-1}]^T, \quad (3.15)$$

mit den Vektoren für die Systemgrößen $\mathbf{z} = [\mathbf{x} \quad \mathbf{u}]^T$ und für die zusammengefassten Gleichungen aus (3.13) $\mathbf{F} = [\mathbf{f}(\mathbf{z}, \mathbf{d}_k) \quad \mathbf{h}(\mathbf{z}, \mathbf{d}_k) - \mathbf{y}_k^*]^T$. Da für jeden Zeitschritt die vorherige Lösung der Ruhelage als Startwert zur Verfügung steht, kann von den quadratischen Konvergenzeigenschaften des Newtonverfahrens profitiert werden. Das Abbruchkriterium dieses Verfahrens ist erreicht, wenn die Norm der Funktion $\|\mathbf{F}\| \leq \varepsilon_N$ kleiner gleich einer Fehlerschranke von $\varepsilon_N = 1 \cdot 10^{-13}$ ist oder die maximale Iterationsanzahl für $i = 20$ erreicht ist. Die Ableitung der Funktion $\mathbf{F}$ nach den Systemgrößen $\mathbf{z}$ erfolgt analytisch und wird für die jeweiligen Systemgrößen ausgewertet.

3.1.2 Integrationsverfahren

Für die Lösung des Optimierungsproblems muss das 2-Punkt Randwertproblem der Form

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}(\tau) = \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau), \mathbf{d}_k) \quad (3.16a)$$

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{\lambda}}}(\tau) = - \left(\frac{\partial H}{\partial \tilde{\mathbf{x}}} \right)^T (\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau), \tilde{\boldsymbol{\lambda}}(\tau), \mathbf{x}_{rl,k}, \mathbf{u}_{rl,k}, \mathbf{d}_k) \quad (3.16b)$$

mit

$$\tilde{\mathbf{x}}(0) = \mathbf{x}_k \quad (3.16c)$$

$$\tilde{\boldsymbol{\lambda}}(T_h) = \left(\frac{\partial \varphi}{\partial \tilde{\mathbf{x}}} \right)^T (\tilde{\mathbf{x}}(T_h), \mathbf{x}_{rl,k}) \quad (3.16d)$$

für das Prädiktionsintervall $\tau \in [0, T_h]$ gelöst werden. Wie in Algorithmus 1 (vgl. [19]) dargestellt, erfolgt die Lösung des Problems iterativ. Dazu werden ausgehend vom aktuellen Systemzustand $\mathbf{x}_k$ die prädizierten Zustände $\tilde{\mathbf{x}}_k$ zeitlich vorwärts integriert. Die Ableitung des Endkostenterms nach den prädizierten Zuständen

$$\left(\frac{\partial \varphi}{\partial \tilde{\mathbf{x}}} \right)^T (\tilde{\mathbf{x}}(T_h), \mathbf{x}_{rl,k}) = 2\mathbf{S}(\tilde{\mathbf{x}}(T_h) - \mathbf{x}_{rl,k}) \quad (3.17)$$

beschreibt den Endpunkt der Ko-Zustände $\tilde{\lambda}$, die davon ausgehend zeitlich rückwärts integriert werden. Das Verhalten der Ko-Zustände wird durch die negative Ableitung der Hamilton-Funktion H nach den prädizierten Zuständen beschrieben. Die Hamilton-Funktion lautet

$$H(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau), \mathbf{x}_{rl,k}, \mathbf{u}_{rl,k}, \mathbf{d}_k) = \ell(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau), \mathbf{x}_{rl,k}, \mathbf{u}_{rl,k}) + \tilde{\lambda}^T \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau), \mathbf{d}_k) \quad (3.18)$$

Die Ableitung der Hamilton-Funktion nach den Zuständen wird analytisch durch

$$\begin{aligned} \frac{\partial H}{\partial \tilde{\mathbf{x}}}(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau), \tilde{\lambda}(\tau), \mathbf{x}_{rl,k}, \mathbf{u}_{rl,k}, \mathbf{d}_k) = \\ 2(\tilde{\mathbf{x}}(\tau) - \mathbf{x}_k^*)^T \mathbf{Q} + \frac{\partial W}{\partial \tilde{\mathbf{x}}}(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau)) + \tilde{\lambda}^T \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \tilde{\mathbf{x}}}(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau), \mathbf{d}_k) \end{aligned} \quad (3.19)$$

berechnet.

Als geeignete Verfahren zur numerischen Lösung des Anfangswertproblems aus (2.70a) werden das explizite Euler (EE)-Verfahren und das explizite Heun (EH)-Verfahren miteinander verglichen (vgl. [23, 24]). Im Gegensatz zu impliziten Verfahren müssen dabei keine nichtlinearen Gleichungen gelöst werden, was den Rechenaufwand reduziert.

Das EE-Verfahren approximiert den nächsten Wert der Zustände mit Hilfe der Iterationsvorschrift

$$\tilde{\mathbf{x}}_{l+1}^{EE} = \tilde{\mathbf{x}}_l^{EE} + T_a \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{x}}_l^{EE}, \tilde{\mathbf{u}}_l, \mathbf{d}_k) \quad (3.20)$$

mit der Schrittweite T_a und der diskreten Zeitvariable l . Die Iterationsvorschrift des EH-Verfahrens lautet

$$\tilde{\mathbf{x}}_{l+1}^{EH} = \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{x}}_l^{EH} + \frac{1}{2} (\tilde{\mathbf{x}}_{l+1}^{EE} + T_a \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{x}}_{l+1}^{EE}, \tilde{\mathbf{u}}_{l+1}, \mathbf{d}_k)) \quad (3.21)$$

wobei die zukünftigen Zustände auf der rechten Seite der Gleichung mit dem EE-Verfahren berechnet werden (vgl. [23, 24]). Der zentrale Unterschied zwischen den beiden Verfahren ist die Konvergenzordnung, die für das EE-Verfahren bei 1 und für das EH-Verfahren bei 2 liegt. Kleinere Schrittweiten verbessern die Approximation, erhöhen jedoch gleichzeitig den Rechenaufwand (vgl. [23, 24]).

Für die Stabilitätsbeurteilung der beiden Varianten wird eine Ruhelage des Systems für die gewünschten Ausgänge $\mathbf{y}^* = [0.5 \ 0 \ 0.121 \ 0]^T$ und die Parameter $\mathbf{d} = [1 \ 0 \ 1]^T$ als Startwert für die Vorwärtsintegration vorgegeben. Die Stellgrößen des Systems verbleiben während der Vorwärtsintegration in der Ruhelage. Die Abbildung 3.1 zeigt für die Vorwärtsintegration den Vergleich zwischen dem EE-Verfahren und dem EH-Verfahren bei einer Schrittweite $T_a = 80 \mu\text{s}$ beispielhaft für die Statorspannung und die Zwischenkreisspannung. Für eine bessere Analyse sind hier die Abweichungen von der Ruhelage dargestellt. Im Zeitbereich von $t \in [0, 0.8]\text{s}$ sind die Abweichungen der beiden Lösungen sehr gering. Es zeigt sich jedoch für die Statorspannung, dass die Lösung des EE-Verfahrens wesentlich stärker schwingt als die des EH-Verfahrens. Die Zwischenkreisspannung driftet aufgrund ihres Verhaltens als offener Integrator von der Ruhelage weg. Aufgrund des stabileren Verhaltens des EH-Verfahrens wird im weiteren Verlauf das EH-Verfahren für die Berechnung der Vorwärtsintegration verwendet.

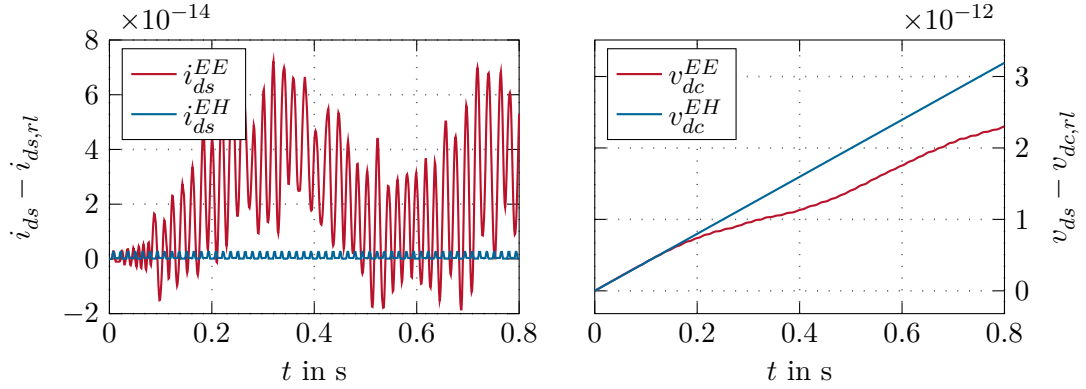


Abbildung 3.1: Vergleich der Integrationsverfahren der Vorwärtsintegration für eine Schrittweite von $T_a = 80 \mu\text{s}$

Das Kostenfunktional (3.1) wird ebenfalls zeitlich diskretisiert und mit dem EH-Verfahren in der Form

$$J = \varphi(\tilde{\mathbf{x}}_{N_h}, \mathbf{x}_{rl,k}) + \sum_{l=1}^{N_h-1} \frac{1}{2} \underbrace{(t_{l+1} - t_l)}_{T_a} (\ell(\tilde{\mathbf{x}}_l, \tilde{\mathbf{u}}_l, \mathbf{d}_k) + \ell(\tilde{\mathbf{x}}_{l+1}, \tilde{\mathbf{u}}_{l+1}, \mathbf{d}_k)) \quad (3.22)$$

approximiert. Dabei bezeichnet N_h die Anzahl der Diskretisierungspunkte innerhalb des Prädiktionsintervalls und der konstante Zeitabstand ist gleich der Abtastzeit T_a , d. h. $T_h = N_h T_a$.

Als ersten Anhaltspunkt für die Wahl der Abtastzeit wird das System um einen Arbeitspunkt linearisiert und es werden die Eigenwerte des Systems bestimmt. Der gewählte Arbeitspunkt berechnet sich aus den gewünschten Ausgängen $\mathbf{y}^* = [0.5 \ 0 \ 0.121 \ 0]^T$ und den Parametern $\mathbf{d} = [1 \ 0 \ 0.95]^T$. Für die Linearisierung wird die rechte Seite $\mathbf{f}$ der Differentialgleichung (2.71a) nach dem Zustandsvektor abgeleitet und der Arbeitspunkt eingesetzt. Dies entspricht der Dynamikmatrix $\mathbf{A}$ des linearisierten Systems

$$\mathbf{A} = \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}_{rl}, \mathbf{u}_{rl}) \ , \quad (3.23)$$

mit der Jacobimatrix der Zustandsfunktion

$$\left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}_{rl}, \mathbf{u}_{rl}} = \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x}_{rl}, \mathbf{u}_{rl}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1}(\mathbf{x}_{rl}, \mathbf{u}_{rl}) & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_9}(\mathbf{x}_{rl}, \mathbf{u}_{rl}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_9}{\partial x_1}(\mathbf{x}_{rl}, \mathbf{u}_{rl}) & \dots & \frac{\partial f_9}{\partial x_9}(\mathbf{x}_{rl}, \mathbf{u}_{rl}) \end{bmatrix} . \quad (3.24)$$

Die Berechnung der Eigenwerte $\mathbf{\Lambda}$ der Dynamikmatrix erfolgt numerisch mit MATLAB.

Das Ergebnis lautet

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{bmatrix} 0.000 + 0.000I \\ -2.452 + 157.406I \\ -2.452 - 157.406I \\ -4.422 + 314.127I \\ -4.422 - 314.127I \\ -3.129 \cdot 10^{-4} + 314.159I \\ -3.129 \cdot 10^{-4} - 314.159I \\ -6.513 \cdot 10^{-4} + 314.159I \\ -6.513 \cdot 10^{-4} - 314.159I \end{bmatrix}. \quad (3.25)$$

Der erste Eigenwert gehört zur Zwischenkreisspannung und charakterisiert das Verhalten eines Integrators. Alle anderen Eigenwerte sind konjugiert komplexe Eigenwerte mit einem negativen Realteil. Die Eigenwerte 2 und 3 werden den Rotorströmen zugeordnet, da sich die Imaginäranteile mit der Drehzahl ändern. Die letzten vier Eigenwerte werden den Transformatoren zugeordnet, da sie mit der Netzfrequenz schwingen und schwach gedämpft sind. Die Eigenwerte 4 und 5 beschreiben den Charakter der Statorspannungen, die annähernd mit der Netzfrequenz schwingen, jedoch wesentlich stärker gedämpft sind.

Für die Abschätzung der benötigten Abtastzeit werden die Anstiegszeiten der P-T₁- bzw. P-T₂-Glieder bestimmt. Die minimale Anstiegszeit mit $t_{r,min} = 3.183 \text{ ms}$ ist auf die Eigenwerte der Transformatoren zurückzuführen und repräsentiert die schnellste Dynamik des linearisierten Systems. Da das System nichtlinear ist, muss die Abtastzeit deutlich kleiner gewählt werden als die minimale Anstiegszeit.

Nachfolgend wird die Abtastzeit durch Simulation festgelegt. Dafür wird das Modell in MATLAB/SIMULINK simuliert. Ausgehend von der Ruhelage für die gewünschten Ausgänge $\mathbf{y}^* = [0.5 \ 0 \ 0.121 \ 0]^T$ und die Parameter $\mathbf{d} = [1 \ 0 \ 0.95]^T$ wird das System mit einer Drehzahländerung angeregt und das Verhalten für verschiedene Abtastzeiten evaluiert. Für die Drehzahländerung wird ein Sprung von $\omega = 0.95$ auf $\omega = 0.96$ vorgegeben und über ein P-T₂-Glied gefiltert.

Die maximale Abtastzeit wird mit einem Zehntel der minimalen Anstiegszeit gewählt. Alle weiteren Abtastzeiten ergeben sich durch $T_{a,i+1} = 0.5T_{a,i}$. Für den Vergleich werden daher Abtastzeiten T_a von 320 μs , 160 μs , 80 μs , 40 μs , 20 μs und 10 μs verwendet.

Die Bewertung der Simulationsergebnisse für die unterschiedlichen Abtastzeiten erfolgt durch den Vergleich mit der kontinuierlich gerechneten Lösung des Modells, die mit dem ode15s-Solver von MATLAB/SIMULINK ermittelt wird. Als Bewertungskriterium wird die Norm der Abweichung von den diskreten zu den kontinuierlichen Zustandsgrößen über einen Zeitraum von 3 s berechnet und auf die Werte für die Abtastzeit von $T_a = 10 \mu\text{s}$ bezogen. Die Tabelle 3.1 zeigt die berechneten Ergebnisse. Wie zu erwarten vergrößert sich der Fehler bei größeren Abtastzeiten. Jedoch ist ein signifikanter Anstieg des Fehlers in allen Zustandsgrößen ab einer Abtastzeit von $T_a = 160 \mu\text{s}$ zu erkennen. Möglicherweise können bei dieser Abtastzeit nicht mehr alle Systemeffekte abgebildet werden. Als Kompromiss zwischen einer hohen Genauigkeit für kleinere Abtastzeiten und einem geringen Rechenaufwand für größere Abtastzeiten wird daher die Abtastzeit zu $T_a = 80 \mu\text{s}$ gewählt.

Neben der Wahl der Abtastzeit ist die Länge des Prädiktionshorizonts T_h eine wichtige Größe. Mit großen Werten des Prädiktionshorizonts können die Auswirkungen des System-

Fehlernorm	$T_a = 10 \mu\text{s}$	$T_a = 20 \mu\text{s}$	$T_a = 40 \mu\text{s}$	$T_a = 80 \mu\text{s}$	$T_a = 160 \mu\text{s}$	$T_a = 320 \mu\text{s}$
$\ \Delta i_{ds}\ $	1.00	1.08	3.17	3.58	12.46	17.51
$\ \Delta i_{qs}\ $	1.00	1.44	3.70	4.77	15.53	22.51
$\ \Delta i_{dr}\ $	1.00	1.08	3.17	3.58	12.45	17.50
$\ \Delta i_{qr}\ $	1.00	1.44	3.70	4.77	15.53	22.51
$\ \Delta i_{d,bt}^\Sigma\ $	1.00	1.43	3.68	4.73	15.40	22.31
$\ \Delta i_{q,bt}^\Sigma\ $	1.00	1.07	3.15	3.55	12.32	17.30
$\ \Delta i_{d,ut}^\Sigma\ $	1.00	1.43	3.68	4.73	15.40	22.31
$\ \Delta i_{q,ut}^\Sigma\ $	1.00	1.04	2.45	2.74	9.23	12.95
$\ \Delta v_{dc}\ $	1.00	1.89	3.57	6.29	15.67	26.58

Tabelle 3.1: Norm der Abweichungen der diskreten Zustandsgrößen von den kontinuierlichen Zustandsgrößen über 3 s bezogen auf die Werte der Abtastzeit $T_a = 10 \mu\text{s}$

verhaltens besser charakterisiert werden. Jedoch wird dafür mehr Rechenzeit benötigt und die numerische Fehlerfortpflanzung wird größer. Bei einem zu kleinen Prädiktionshorizont können wesentliche Systemeffekte nicht abgebildet werden. Aufgrund dieser Überlegungen und Simulationsstudien wird der Prädiktionshorizont zu $T_h = 1.6 \text{ ms}$ gewählt, da für diesen Zeitraum auch die gewünschten Ausgangsgrößen und Parameter als konstant angenommen werden.

3.1.3 Adaptives Liniensuchverfahren

Für die Berechnung der neuen Stellgrößentrajektorie $\tilde{\mathbf{u}}^{(j+1)}$ nach (3.12) wird die Suchrichtung $\tilde{\mathbf{s}}^{(j)}(\tau)$ und die Schrittweite $\alpha^{(j)}$ benötigt. Die Suchrichtung ergibt sich nach (3.10) aus der negativen Ableitung der Hamilton-Funktion nach den prädizierten Stellgrößen gemäß

$$\begin{aligned} \frac{\partial H}{\partial \tilde{\mathbf{u}}} \left(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau), \tilde{\boldsymbol{\lambda}}(\tau), \mathbf{x}_{rl,k}, \mathbf{u}_{rl,k}, \mathbf{d}_k \right) = \\ 2(\tilde{\mathbf{u}}(\tau) - \mathbf{u}_k^*)^T \mathbf{R} + 2\dot{\tilde{\mathbf{u}}}^T(\tau) \mathbf{T} + \frac{\partial W}{\partial \tilde{\mathbf{u}}}(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau)) + \tilde{\boldsymbol{\lambda}}^T \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \tilde{\mathbf{u}}}(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau), \mathbf{d}_k) . \end{aligned} \quad (3.26)$$

Für die Schrittweite wird ein unterlagertes Optimierungsproblem gelöst. Dieses ist durch das adaptive Liniensuchverfahren aus (3.11) gegeben. Die einzelnen Schritte des Verfahrens sind in Algorithmus 2 aufgelistet. In diesem Verfahren wird ein quadratisches Polynom aus drei Stützstellen (α_i, J_i) , $i \in \{1, 2, 3\}$ approximiert, die durch drei verschiedene Schrittweiten α_i und den zugehörigen Werten des Kostenfunktional nach (3.28) beschrieben werden. Die Polynomkoeffizienten ergeben sich aus (3.29). Das Minimum des Polynoms ergibt die approximierte Schrittweite $\hat{\alpha}$ aus (3.30a). Anschließend wird diese noch durch die Bedingungen (3.30b) und (3.30c) angepasst. Zudem erfolgt eine Verschiebung des Schrittweitenintervalls durch (3.31).

Algorithmus 2 Adaptive Liniensuche zur Bestimmung der Schrittweite (vgl. [19])

Initialisierung

- Toleranzen $\varepsilon_c, \varepsilon_g, \varepsilon_{\alpha, \min}, \varepsilon_{\alpha, \max}$
- Schrittweiten $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_{\min}, \alpha_{\max}$
- Schrittweitenadaptionsfaktoren $\kappa_{\min}, \kappa_{\max}$

Adaptives Liniensuchverfahren

- Berechnung der drei Stützpunkte für $\alpha_i, i \in 1, 2, 3$
for $m = 1 : n_i$ **do**

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_i(\tau) = \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{x}}_i(\tau), \tilde{\mathbf{u}}_j(\tau) + \alpha_i \tilde{\mathbf{s}}_k^j(\tau), \mathbf{d}_k), \quad \tilde{\mathbf{x}}_i(0) = \mathbf{x}_k \quad (3.27)$$

if $v_{dc,i}(\tau) \in [v_{dc}^-, v_{dc}^+]$
 Abbruch

end if

$$\alpha_i = V_{\alpha,i} \alpha_i$$

end for

$$J_i(\tilde{\mathbf{x}}_i(\tau), \tilde{\mathbf{u}}_j(\tau) + \alpha_i \tilde{\mathbf{s}}_k^j(\tau)) \quad (3.28)$$

- Berechnung der Polynomkoeffizienten

$$c_0 = \frac{\alpha_1 \alpha_2 (\alpha_1 - \alpha_2) J_3 + \alpha_2 \alpha_3 (\alpha_2 - \alpha_3) J_1 + \alpha_1 \alpha_3 (\alpha_3 - \alpha_1) J_2}{(\alpha_1 - \alpha_2)(\alpha_1 - \alpha_3)(\alpha_2 - \alpha_3)} \quad (3.29a)$$

$$c_1 = \frac{(\alpha_2^2 - \alpha_1^2) J_3 + (\alpha_1^2 - \alpha_3^2) J_2 + (\alpha_3^2 - \alpha_2^2) J_1}{(\alpha_1 - \alpha_2)(\alpha_1 - \alpha_3)(\alpha_2 - \alpha_3)} \quad (3.29b)$$

$$c_2 = \frac{(\alpha_1 - \alpha_2) J_3 + (\alpha_2 - \alpha_3) J_1 + (\alpha_3 - \alpha_1) J_2}{(\alpha_1 - \alpha_2)(\alpha_1 - \alpha_3)(\alpha_2 - \alpha_3)} \quad (3.29c)$$

- Berechnung der approximierten Schrittweite

$$\hat{\alpha} = \frac{-c_1}{2c_2} \quad (3.30a)$$

$$c_2 > \varepsilon_c : \quad \alpha^{(j)} = \begin{cases} \alpha_1 & \text{if } \hat{\alpha} < \alpha_{\min} \\ \alpha_2 & \text{if } \hat{\alpha} > \alpha_{\max} \\ \hat{\alpha} & \text{else} \end{cases} \quad (3.30b)$$

$$c_2 \leq \varepsilon_c : \quad \alpha^{(j)} = \begin{cases} \alpha_1 & \text{if } J_1 + \varepsilon_g \leq \min\{J_2, J_3\} \\ \alpha_3 & \text{if } J_3 + \varepsilon_g \leq \min\{J_1, J_2\} \\ \alpha_2 & \text{else} \end{cases} \quad (3.30c)$$

- Anpassung der Schrittweiten

$$[\alpha_1, \alpha_3] = \begin{cases} \kappa_{\max}[\alpha_1, \alpha_3] & \text{if } (\alpha^{(j)} \geq \alpha_1 + \varepsilon_{\alpha, \max}(\alpha_3 - \alpha_1) \ \& \ \alpha_3 \leq \varepsilon_{\alpha, \max}) \\ \kappa_{\min}[\alpha_1, \alpha_3] & \text{if } (\alpha^{(j)} \leq \alpha_1 + \varepsilon_{\alpha, \min}(\alpha_3 - \alpha_1) \ \& \ \alpha_1 \geq \varepsilon_{\alpha, \min}) \\ [\alpha_1, \alpha_3] & \text{else} \end{cases} \quad (3.31a)$$

$$\alpha_2 = \frac{\alpha_1 + \alpha_3}{2} \quad (3.31b)$$

Ausgabe

- Schrittweite $\alpha^{(j)}$
-

Während der Vorwärtsintegration für die Berechnung der Stützstellen kann die prädiizierte Zwischenkreisspannung unphysikalische Werte annehmen. In dem Fall hat das Kostenfunktional einen sehr großen Wert und die approximierte Schrittweite führt zu einer Verschlechterung des Systemverhaltens. Dieser Effekt tritt meist dann auf, wenn die Werte für die Suchrichtung multipliziert mit den Schrittweiten α_i sehr groß sind. Als Abhilfe wird ein Toleranzband $v_{dc,i}(\tau) \in [v_{dc}^-, v_{dc}^+]$ eingeführt, in dem die Werte der prädiizierten Zwischenkreisspannung enthalten sein sollen. Diese sind mit $v_{dc}^- = 0.7v_{dc,max}$ und $v_{dc}^+ = 2v_{dc,max}$ angegeben. Andernfalls wird die Schrittweite α_i um $V_{\alpha,i} = 0.6$ verringert. Diese Prozedur erfolgt iterativ für maximal $n_i = 20$ Schritte.

3.2 Methode 2

Die zweite Methode der MPC funktioniert analog zu der ersten Methode aus Abschnitt 3.1. Im Folgenden wird das Optimierungsproblem der zweiten Methode vorgestellt und es werden die Änderungen zur ersten Methode beschrieben. Die zweite Methode basiert auf dem dynamischen Optimierungsproblem

$$\min_{\tilde{\mathbf{u}}(\cdot)} J(\mathbf{x}_k, \tilde{\mathbf{u}}(\cdot)) = \varphi(\tilde{\mathbf{x}}(T_h), \mathbf{y}_k^*) + \int_0^{T_h} \ell(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau), \mathbf{y}_k^*) d\tau \quad (3.32a)$$

$$\text{u.B.v.} \quad \dot{\tilde{\mathbf{x}}}(\tau) = \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau), \mathbf{d}_k), \quad \tilde{\mathbf{x}}(0) = \mathbf{x}_k, \quad \tau \in [0, T_h]. \quad (3.32b)$$

In diesem werden nicht mehr die Abweichungen der Systemgrößen zu dem stationären Arbeitspunkt gewichtet, sondern primär die quadratischen Abweichungen der Ausgangsgrößen $\mathbf{y}$ von den gewünschten Ausgangsgrößen $\mathbf{y}^*$. Der zur numerischen Stabilität eingefügte Endkostenterm φ gewichtet mit g_6 die Abweichung der Zwischenkreisspannung in der Form

$$\varphi(\tilde{\mathbf{x}}(T_h), \mathbf{y}_k^*) = g_6 \left(\tilde{x}_{k,9}(T_h) - y_{k,3}^* \right)^2 = g_6 \left(\tilde{v}_{dc}(T_h) - v_{dc,k}^* \right)^2. \quad (3.33)$$

Die Lagrangesche Dichte lautet

$$\begin{aligned} \ell(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau), \mathbf{y}_k^*) &= g_7 \left(P_n(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau)) - y_{k,1}^* \right)^2 + g_8 \left(Q_n(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau)) - y_{k,2}^* \right)^2 \\ &+ g_9 \left(v_{dc}(\tilde{\mathbf{x}}(\tau)) - y_{k,3}^* \right)^2 + g_{10} \left(Q_2(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau)) - y_{k,4}^* \right)^2 \\ &+ \dot{\tilde{\mathbf{u}}}^T(\tau) \mathbf{T}_h \dot{\tilde{\mathbf{u}}}(\tau) + W(\tilde{\mathbf{x}}(\tau), \tilde{\mathbf{u}}(\tau)), \end{aligned} \quad (3.34)$$

mit den Gewichtungen g_i , $i \in \{7, 8, 9, 10\}$ der Abweichungen der Ausgangsgrößen, der positiv semi-definiten Diagonalmatrix $\mathbf{T}_h = \text{diag}(g_{11}, g_{12}, g_{13}, g_{14})$, die die Ableitungen der Stellgrößen gewichtet, und der Straffunktion nach (3.4). Die Werte der Gewichtungen sind den Tabellen A.6 und A.5 angegeben.

Der Vorteil dieser Methode ist, dass keine stationären Arbeitspunkte berechnet werden müssen. Allerdings sind die Terme für die Ableitung der Lagrangeschen Dichte aufwändiger. Die in Algorithmus 1 und Algorithmus 2 beschriebenen Lösungsverfahren für die Optimierungsaufgabe aus (3.32) vereinfachen sich, da die Berechnung der stationären Arbeitspunkte und somit auch die Berücksichtigung dieser Größen wegfällt.

In diesem Kapitel wurde die MPC als optimale Regelungsstrategie eingeführt, bei der die Stellgrößen basierend auf der Evaluation des in die Zukunft prädizierten Systemverhaltens gewählt werden. Für dieses Konzept wurden zwei Methoden erläutert, die sich in ihrer Optimierungsaufgabe unterscheiden. In der ersten wird die Abweichung der Systemgrößen zu stationären Arbeitspunkten geregelt. Die stationären Arbeitspunkte berechnen sich aus den Solltrajektorien der Ausgangsgrößen. Die direkte Regelung des Systems auf die Solltrajektorien fasst das Optimierungsproblem der zweiten Methode zusammen. Neben den Methoden wurde auf die wesentlichen Punkte des Regelungskonzepts, wie die Berechnung der Ruhelagen, das gewählte Integrationsverfahren und das unterlagerte Liniensuchproblem, eingegangen.

4 Simulationsstudien nominelles System

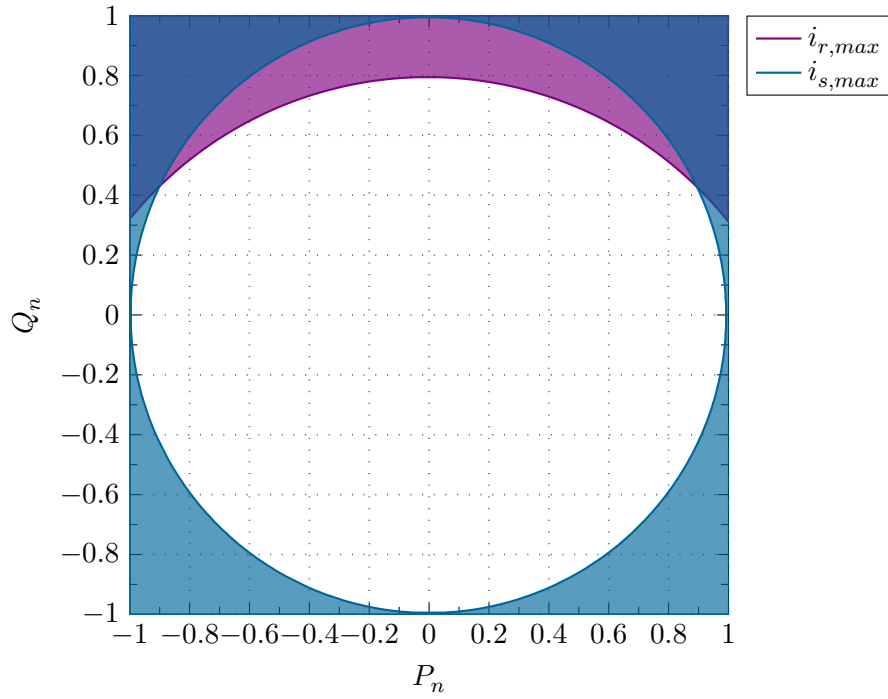
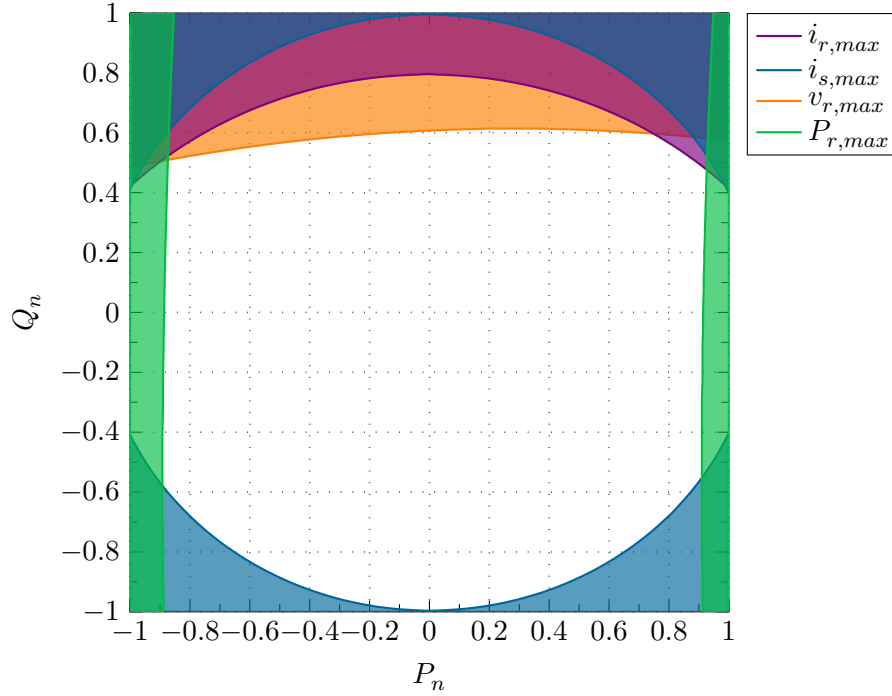
In diesem Kapitel wird das Verhalten des geschlossenen Regelkreises für nominelle Parameter des Systems mit den beiden Regelungsstrategien aus Kapitel 3 analysiert. In einem ersten Schritt wird das stationäre Gültigkeitsgebiet ermittelt, das den Bereich ohne Verletzung der Systembeschränkungen im stationären Betrieb beschreibt. Anschließend werden verschiedene Testfälle simuliert, bei denen die stationären Betriebszustände innerhalb des Gültigkeitsgebiets liegen. Als gewünschte Ausgangsgrößen werden Trajektorien für die Wirk- und Blindleistung vorgegeben. Die gewünschte Ausgangsgröße der Zwischenkreis-Spannung verbleibt für alle Simulationen konstant bei $v_{dc}^* = 0.121$. In dynamischen Fällen kann dieser Wert auch kurzfristig überschritten werden. Die gewünschte Ausgangsgröße der sekundärseitigen Blindleistung Q_2 des UT wird für alle Simulationen konstant zu $Q_2 = 0$ gesetzt, um die Strombeträge des netzseitigen AC-DC-Wandlers gering zu halten. Zusammengefasst lautet der gewünschte Ausgangsvektor $\mathbf{y}^* = [P_n^*(t) \quad Q_n^*(t) \quad 0.121 \quad 0]^T$. Es wird ebenfalls von einer konstanten Netzspannung im Nennbetrieb ausgegangen. Der Parametervektor ergibt sich damit zu $\mathbf{d} = [1 \quad 0 \quad \omega]^T$, wobei die Drehzahl bis auf den Testfall 6 konstant bleibt.

Im Einzelnen wird das Verhalten für den synchronen, übersynchronen und untersynchronen Betrieb in den ersten drei Testfällen beschrieben. Ein dynamischer Leistungsverlauf ist in Testfall 4 simuliert. Der Einfluss von Messrauschen wird in Testfall 5 und eine Variation der Drehzahl in Testfall 6 gezeigt. Das Verhalten an den Systemgrenzen wird in Testfall 7 untersucht. Allerdings ist dieser Testfall in der Praxis nicht möglich, da positive und negative Wirkleistungen vorgegeben werden. Dies entspricht einem Betriebswechsel zwischen Pump- und Turbinenbetrieb.

4.1 Stationäres Gültigkeitsgebiet

Für einen störungsfreien Betriebsablauf ist es wichtig, die stationären Grenzen des Systems zu kennen. Dazu werden die Ausgangsgrößen für Wirk- und Blindleistung im Intervall $[-1, 1]$ in 0.02-Schritten variiert und zu jedem Punkt die Ruhelage des Systems berechnet (siehe Abschnitt 3.1.1). Für jede der Ruhelagen wird überprüft, ob die Beschränkungen des Systems verletzt werden und die Ungleichungsbeschränkungen (3.5) aktiv sind. Die Abbildungen 4.1, 4.2 und 4.3 zeigen mit den farblich markierten Bereichen aktive Ungleichungsbeschränkungen für den synchronen $\omega = 1.0$, übersynchronen $\omega = 1.1$ und untersynchronen $\omega = 0.9$ Betrieb an. Die Begrenzung der sekundärseitigen Spannung des UT $v_{2,max}$ wird in keinem Fall verletzt. Das stationäre Gültigkeitsgebiet liegt jeweils in der Mitte.

Die Sollvorgaben aller Testfälle orientieren sich an dem jeweiligen stationären Gültigkeitsgebiet und befinden sich zu jeder Zeit innerhalb des zulässigen Gebiets.

Abbildung 4.1: Stationäres Gültigkeitsgebiet für den synchronen Betrieb ($\omega = 1.0$)Abbildung 4.2: Stationäres Gültigkeitsgebiet für den übersynchronen Betrieb ($\omega = 1.1$)

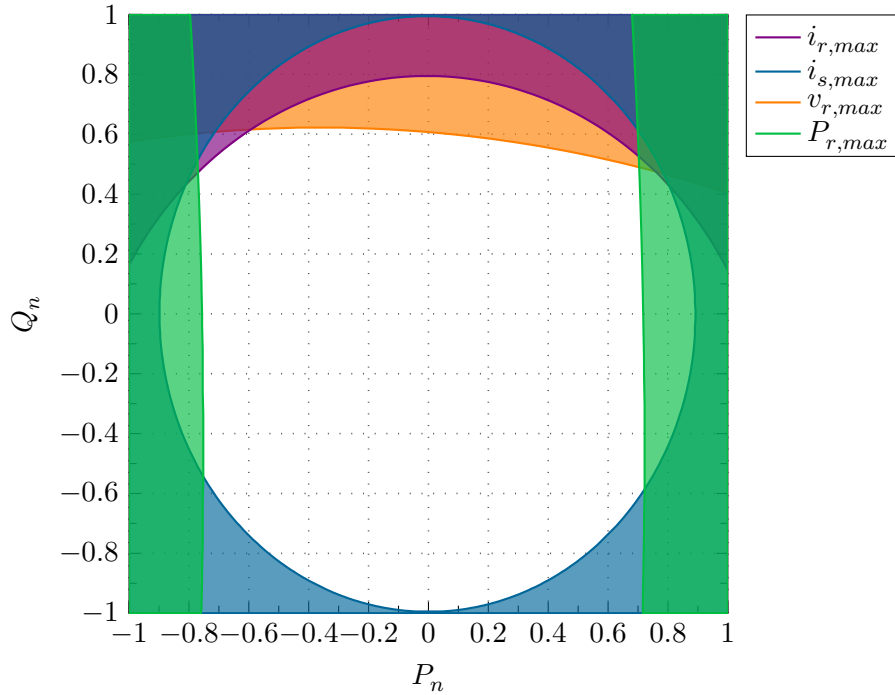


Abbildung 4.3: Stationäres Gültigkeitsgebiet für den unsynchronen Betrieb ($\omega = 0.9$)

4.2 Testfall 1, synchroner Betrieb

In diesem Testfall werden die beiden Methoden der MPC im synchronen Betrieb verglichen. Für diesen Betriebsfall wird dem Rotor Leistung zugeführt, um die synchrone Drehzahl zu halten. Die Leistungsvorgabe besteht aus Sprüngen der Wirk- und Blindleistung mit konstantem Wirkfaktor $\cos(\varphi) = 0.95$ für die Sprungzeiten t_1 bis t_4 und getrennten Vorgaben von Wirk- und Blindleistung für die Sprungzeiten t_5 bis t_8 . Die Sprünge der Sollgrößen unterliegen dabei einer Steigungsbeschränkung, die einer Leistungsänderung von 100 % in 50 ms entspricht. Anschließend wird das Signal über ein P-T₂-Glieder gefiltert, um eine differenzierbare Trajektorie zu generieren.

Das Simulationsergebnis der Methode 1 zeigen Abbildung 4.4 für die Ausgangsgrößen und Abbildung 4.5 für die Stellgrößen. Die Wirkleistung folgt der Solltrajektorie ohne erkennbares Überschwingen und erreicht den stationären Wert für die großen Leistungsänderungen bereits 50 ms nach der Sollvorgabe. Das Folgeverhalten der Blindleistung ist etwas langsamer. Im Verlauf der Blindleistung ist meist ein Gegenschwingen zu Beginn eines Arbeitspunktwechsels erkennbar. Eine mögliche Ursache ist die getrennte Gewichtung der d- bzw. q-Komponenten. Dadurch kann keine Abweichung des Winkels der Ströme und Spannungen berücksichtigt werden. Dieser Effekt tritt nur bei der Blindleistung auf, da die Wirkleistung über das Moment gekoppelt ist.

Das Simulationsergebnis der Methode 2 für die Ausgangs- und Stellgrößen zeigt die Abbildung 4.6. Bei dieser Methode kann der Sollvorgabe der Blindleistungen nur ansatzweise gefolgt werden. Die Wirkleistungsvorgabe kann nicht erreicht werden. Die Ursache

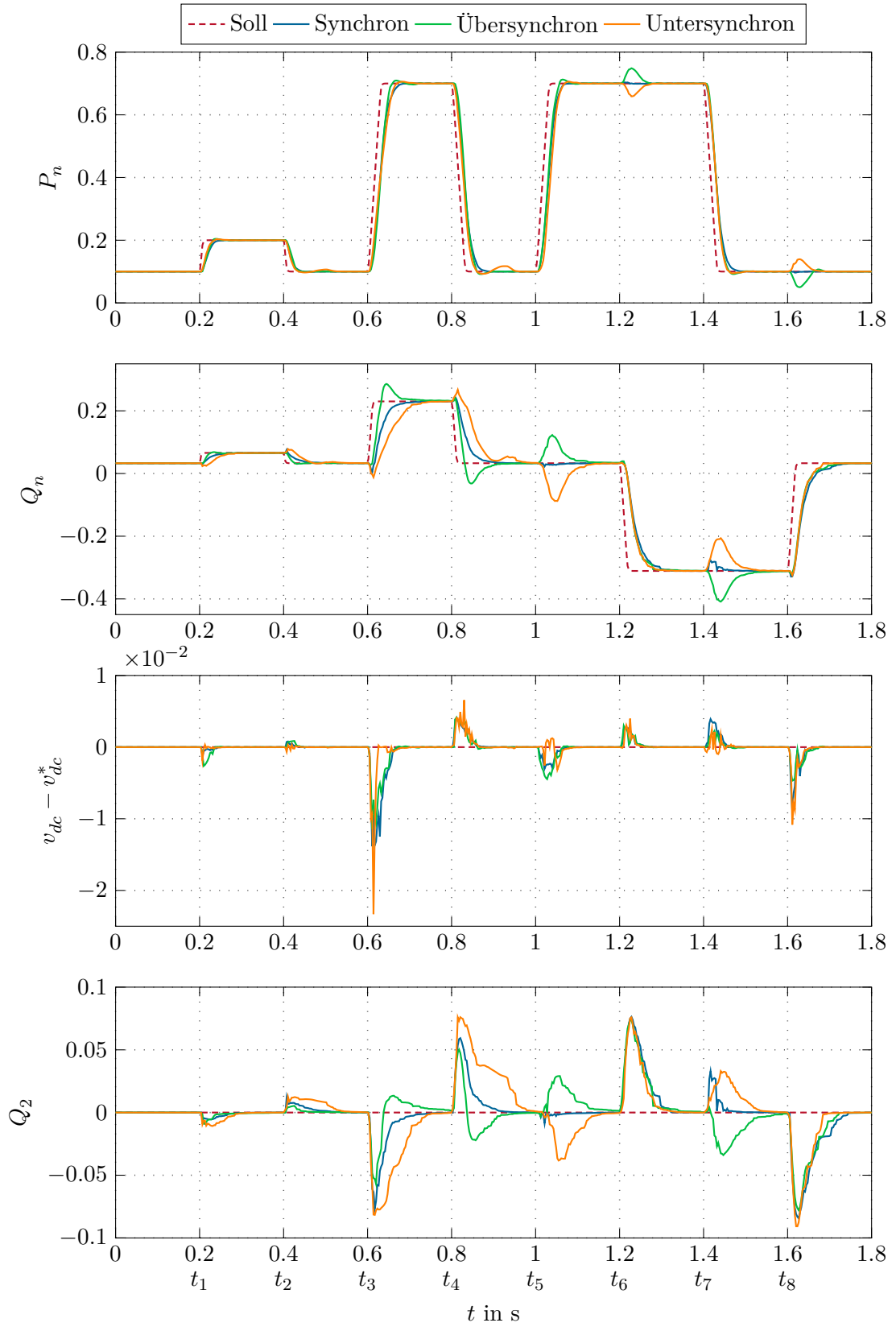


Abbildung 4.4: Ausgangsgrößen im synchronen, übersynchronen und untersynchronen Betrieb für Methode 1

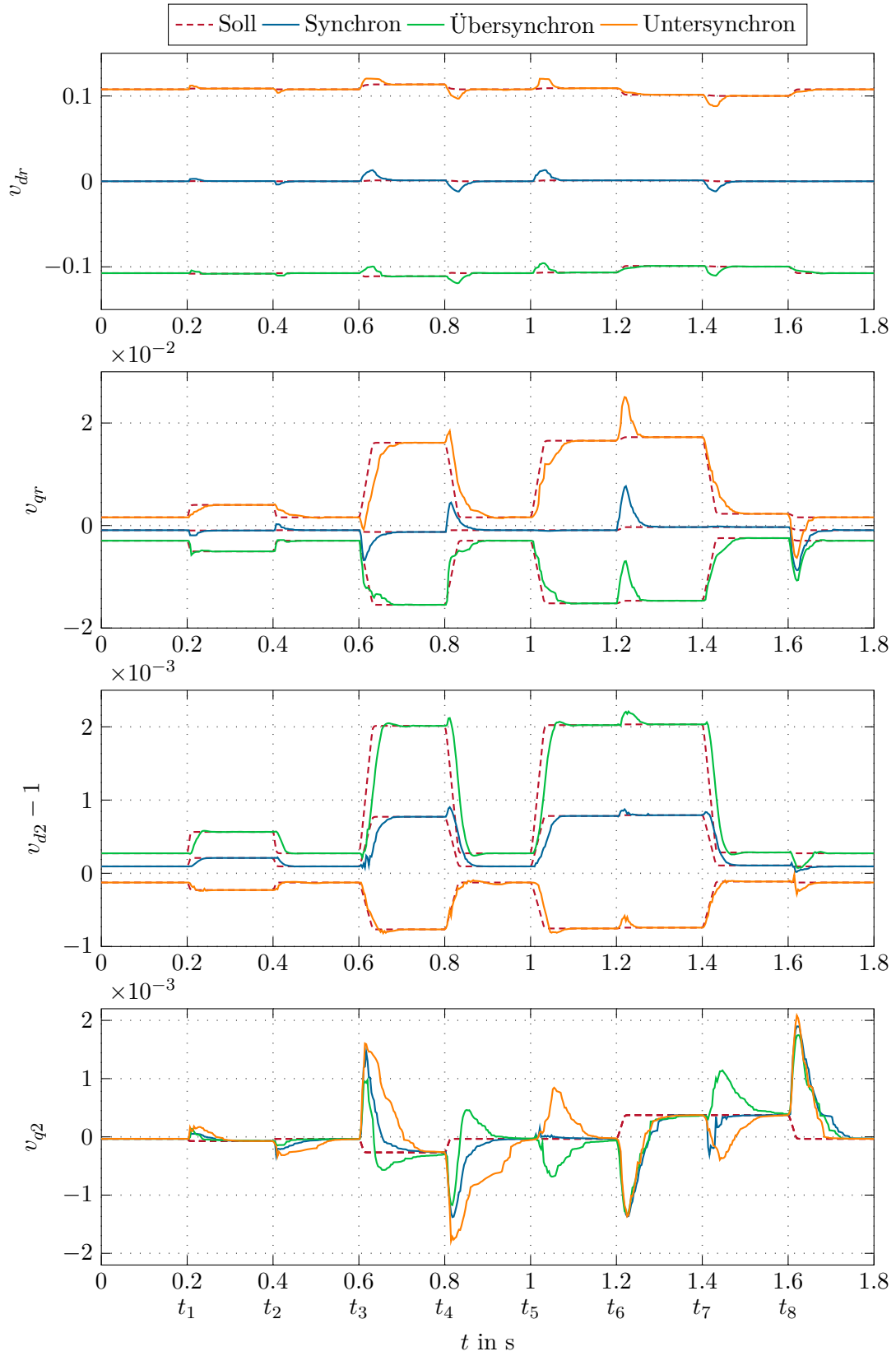


Abbildung 4.5: Stellgrößen im synchronen, übersynchronen und untersynchronen Betrieb für Methode 1

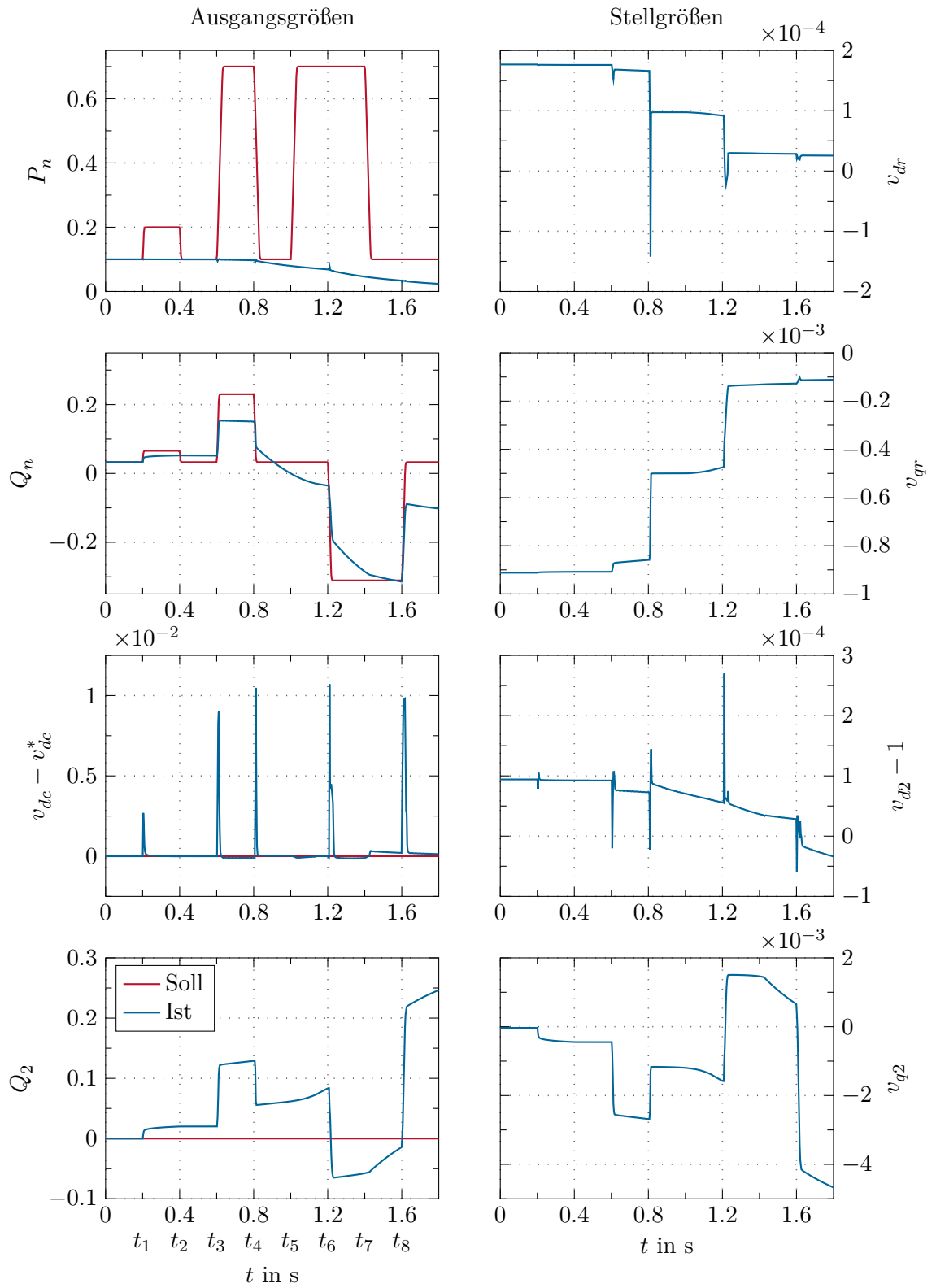


Abbildung 4.6: Ausgangs- und Stellgrößen im synchronen Betrieb für die Methode 2

dafür zeigen die Verläufe der Stellgrößen, die kaum dynamische Verläufe aufweisen, welche für einen Arbeitspunktwechsel nötig wären. Es zeigt sich, dass die Suchrichtungen für die sekundärseitigen Spannungen des UT um zwei Größenordnungen höher als die der Rotorspannungen sind. Demnach werden keine größeren Änderungen der Rotorspannungen erreicht, da sonst die wesentlich größeren sekundärseitigen Spannungen des UT das System destabilisieren würden. Eine Änderung der Rotorspannungen ist aber notwendig, um die richtigen Rotorströme einzustellen, durch die das elektrische Moment und damit auch die Wirkleistung geändert werden kann. Ein Lösungsvorschlag ist die Vorgabe aller Zustandsgrößen im Endkostenterm, damit die numerischen Eigenschaften der Rückwärtsintegration verbessert werden können. Dies ist jedoch ein zentraler Bestandteil der ersten Methode. Andererseits bringt eine höhere Anzahl von maximalen Gradientenschritten eine genauere Approximation der optimalen Stellgrößen. Aufgrund der Simulationsergebnisse, die keine zufriedenstellenden Ergebnisse der Methode 2 zeigen, wird in den folgenden Testfällen nur noch die Methode 1 betrachtet.

4.3 Testfall 2 und 3, über- bzw. untersynchroner Betrieb

Im zweiten Testfall wird der übersynchrone Betrieb evaluiert. Die Simulationsergebnisse sind in den Abbildungen 4.4 und 4.5 für die Ausgangsgrößen bzw. Stellgrößen zu sehen. Die Leistungssolltrajektorien sind identisch wie in Testfall 1, einzig die Drehzahl $\omega = 1.1$ wird verändert. In diesem Betriebsfall muss die mechanisch höhere Drehzahl des Rotors durch Frequenzanpassung der Rotorspannungen elektrisch kompensiert werden, d. h. Leistung wird aus dem Rotor entnommen. Dies zeigt sich in negativen Rotorspannungen, die einen höheren Betrag im Vergleich zum synchronen Fall aufweisen.

Insgesamt zeigt diese Simulation ein sehr gutes Folgeverhalten der Solltrajektorien. Das Überschwingen der Regelfehler resultiert zum einen aus den den Sollgrößen vorausseilenden Stellgrößen und zum anderen durch das Überschwingen in den Stellgrößen selbst. Die Einschwingdauer auf den stationären Wert nach einem Arbeitspunktwechsel ist im Vergleich zum synchronen Betrieb nur geringfügig länger. Wie zu erwarten sind jedoch die Regelfehler größer. Die Ungleichungsbeschränkungen sind bei dieser Simulation zu jeder Zeit inaktiv, d. h. die Systemgrenzen werden nicht überschritten.

Der Testfall 3 simuliert den untersynchronen Betrieb mit einer Drehzahl $\omega = 0.9$. Die Simulationsergebnisse sind in den Abbildungen 4.4 und 4.5 für die Ausgangsgrößen bzw. Stellgrößen dargestellt. Umgekehrt zum übersynchronen Betriebsfall wird Leistung in den Rotor zugeführt, um durch Frequenzanpassung der Rotorspannungen die mechanisch niedrigere Drehzahl zu kompensieren. Deshalb tritt in diesem Betriebsfall die größte Rotorleistung auf. Das Folgeverhalten der Sollgrößen ist etwas langsamer als im synchronen und übersynchronen Betrieb, da die Ausgangsgrößen ein Gegenschwingen zu Beginn eines Arbeitspunktwechsels aufweisen. Dieses Gegenschwingen resultiert aus den Stellgrößenverläufen, tritt verstärkt im Verlauf der Blindleistung auf und ist stärker im Vergleich zum synchronen Fall. Zusätzlich tritt ein Überschwingen in den Stellgrößen und daraus folgend auch in den Ausgangsgrößen auf, welches im Vergleich zum übersynchronen Betrieb jedoch wesentlich geringer ist. In dieser Simulation sind zu jeder Zeit alle Ungleichungsbeschränkungen inaktiv und die Systemgrenzen werden nicht überschritten.

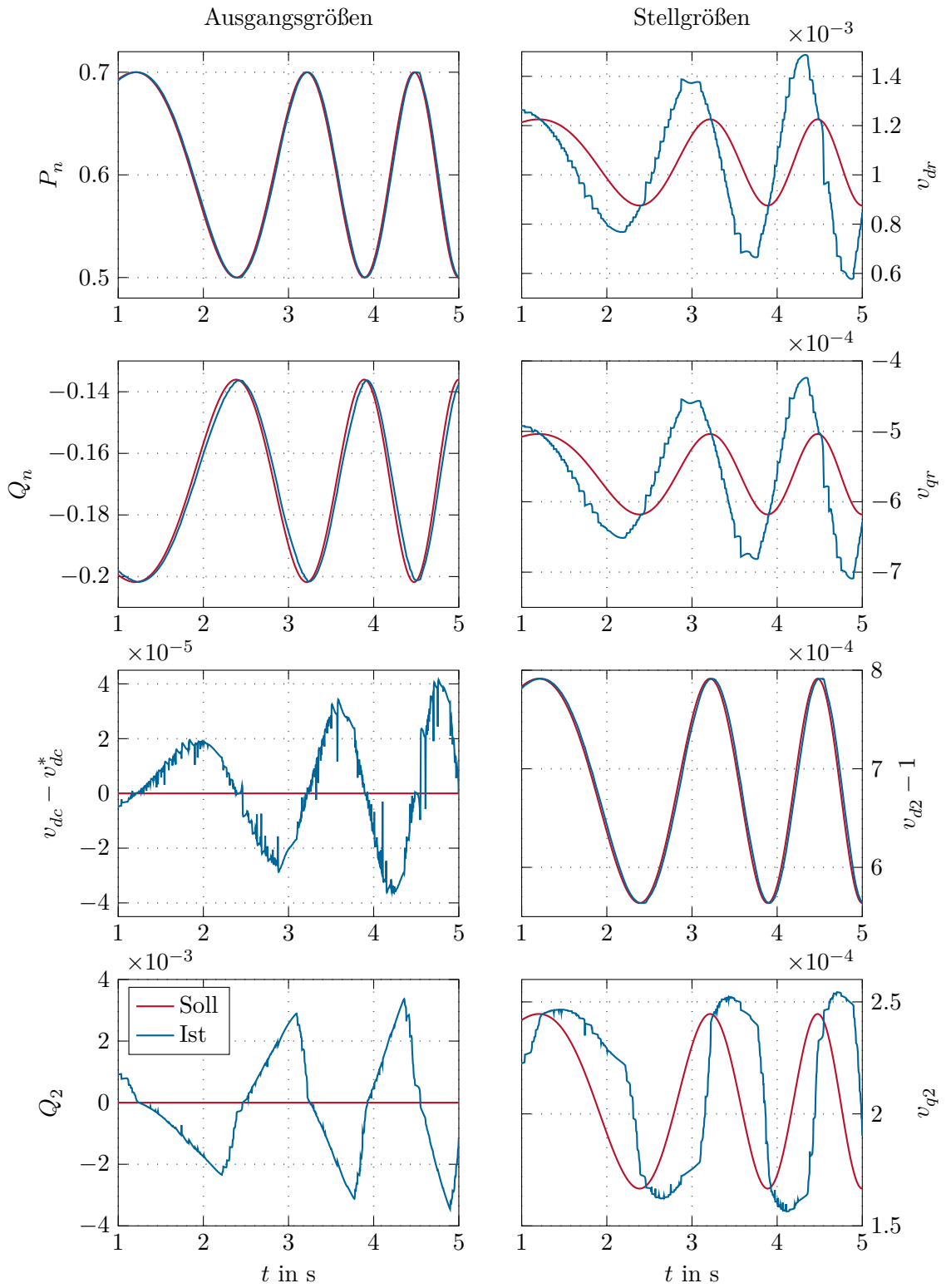
4.4 Testfall 4, Frequenz-Sweep

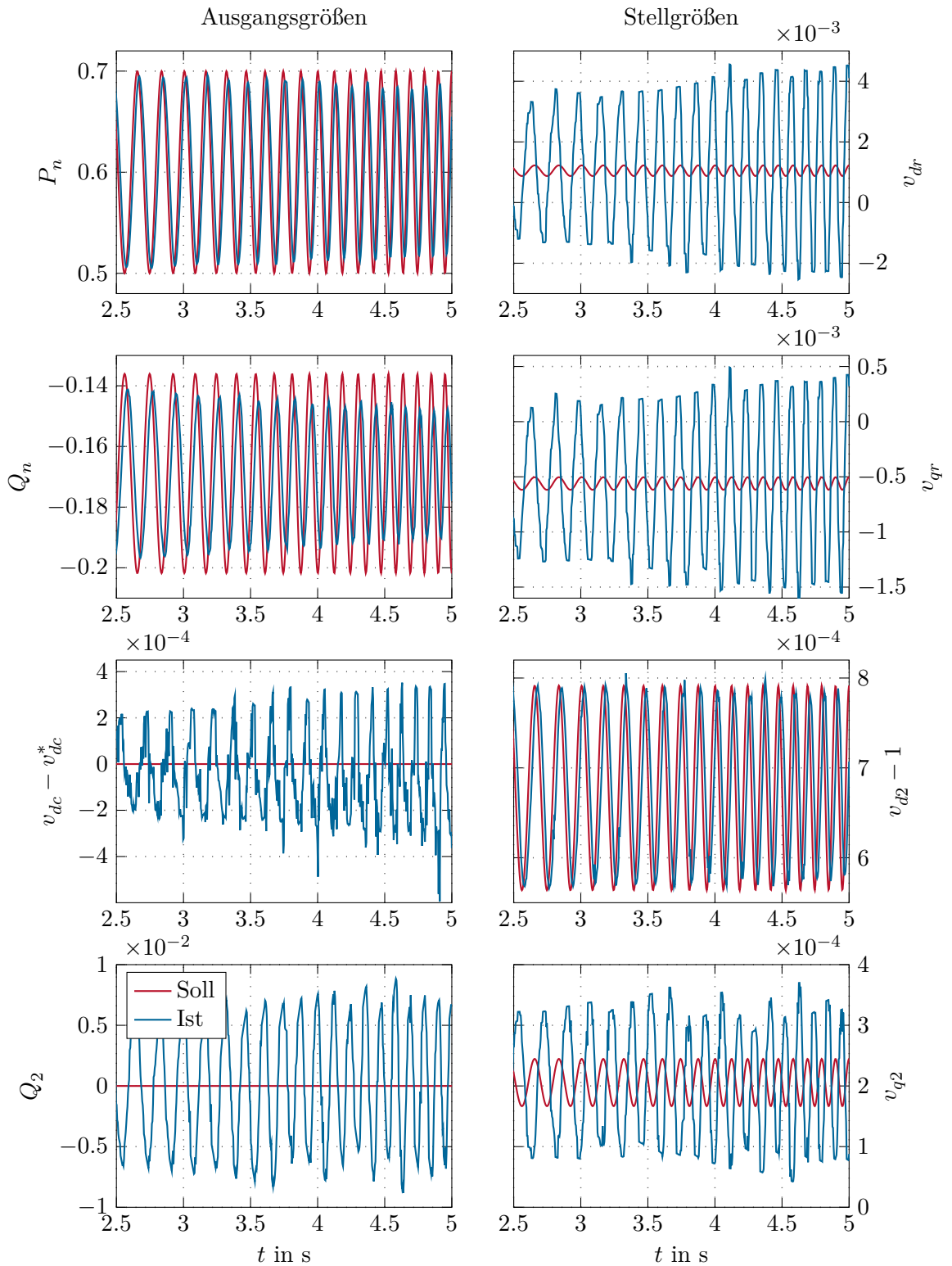
In diesem Testfall wird das Regelverhalten für dynamische Leistungsvorgaben im synchronen Betrieb $\omega = 1$ untersucht, indem ein Frequenz-Sweep durchgeführt wird. Die konstante Wirkleistung von $P_n = 0.6$ wird dazu mit einem linearen Chirp-Signal überlagert. Dieses ist ein sinusförmiges Signal mit einer Amplitude von 0.1 und einer zeitabhängigen Frequenz $f(t)$. Ausgehend von einer Startfrequenz von $f_1(t = 0\text{ s}) = 0.1\text{ Hz}$ wird diese linear mit der Simulationszeit von 5 s bis zur Endfrequenz $f_2(t = 5\text{ s})$ erhöht. Die Blindleistung $Q_n(P_n)$ wird dabei in Abhängigkeit der Wirkleistung für einen konstanten Wirkfaktor $\cos(\varphi) = -0.95$ eingestellt und oszilliert ebenfalls. Alle anderen Variablen sind konstant.

Das Simulationsergebnis der Ausgangs- und Stellgrößen für eine Endfrequenz von $f_2 = 1\text{ Hz}$ zeigt die Abbildung 4.7. Die MPC kann dem Wirkleistungsverlauf rasch ohne Einbußen in der Amplitude folgen. Für die Blindleistung ist das Folgeverhalten nicht ganz so schnell, aber noch immer sehr gut. In dieser Simulation wird für das Lösen der Optimierungsaufgabe immer nur eine Iteration benötigt. Durch eine kleinere Kostenfunktionstoleranz ε_j wäre ein genaueres Ergebnis auf Kosten der Rechenzeit möglich.

Das zweite Simulationsergebnis der Ausgangs- und Stellgrößen für eine Endfrequenz von $f_2 = 10\text{ Hz}$ zeigt die Abbildung 4.8. Für höhere Frequenzen kann nicht mehr die volle Amplitude der Leistung erreicht werden. Dieser Effekt tritt bei der Blindleistung stärker auf, da diese der Solltrajektorie langsamer folgt als die Wirkleistung. Die immer größer werdende Abweichung der Ausgangsgrößen erfordert eine entsprechende Reaktion der Stellgrößen, die sich besonders in einer vergrößerten Amplitude der Rotorspannungen darstellt.

Die Testfälle zeigen, dass die Regelung robust gegenüber dynamischen Solltrajektorien ist und diesen Vorgaben mit zu erwartenden Einbußen der Amplitude bei höheren Frequenzen gefolgt werden kann.

Abbildung 4.7: Ausgangs- und Stellgrößen des Frequenz-Sweep, Endfrequenz $f_2 = 1$ Hz

Abbildung 4.8: Ausgangs- und Stellgrößen des Frequenz-Sweep, Endfrequenz $f_2 = 10$ Hz

4.5 Testfall 5, Messrauschen

Reale Messungen sind immer mit einem Sensorrauschen behaftet. In diesem Testfall werden die gemessenen Größen des Systems mit einem additiven weißen Rauschen von einem Prozent des Nennwerts beaufschlagt. Die Sollvorgaben entsprechen denen aus Testfall 3. Die Simulationsergebnisse für die Ausgangs- und Stellgrößen sind in der Abbildung 4.9 dargestellt. Im Vergleich zum Testfall 3 weisen die Wirk- und Blindleistung ein größeres Überschwingen und ein leicht späteres Erreichen der stationären Endwerte auf. Bei den beiden großen Wirkleistungssprüngen zu den Zeitpunkten t_3 und t_5 befindet sich der Rotorspannungsbetrag kurzzeitig in der Beschränkung. Dies ist besonders im Verlauf der d-Komponente sichtbar.

Wie zu erwarten kann das Ergebnis dieser Simulation aufgrund des Messrauschens nicht an die guten Ergebnisse des Testfalls 3 anknüpfen. Der Stellgrößenverlauf wird im Prädiktionshorizont ohne den Einfluss von Messrauschen optimiert und muss daher ständig angepasst werden. Dadurch wird auch im stationären Betrieb die maximale Anzahl an Iterationen benötigt, um das Kostenfunktional gering zu halten. Dadurch steigt die benötigte Simulationsdauer. Zusammenfassend zeigt diese Simulation, dass der Regler robust gegenüber Messrauschen ist und damit auch für die Anwendung unter realen Bedingungen geeignet ist.

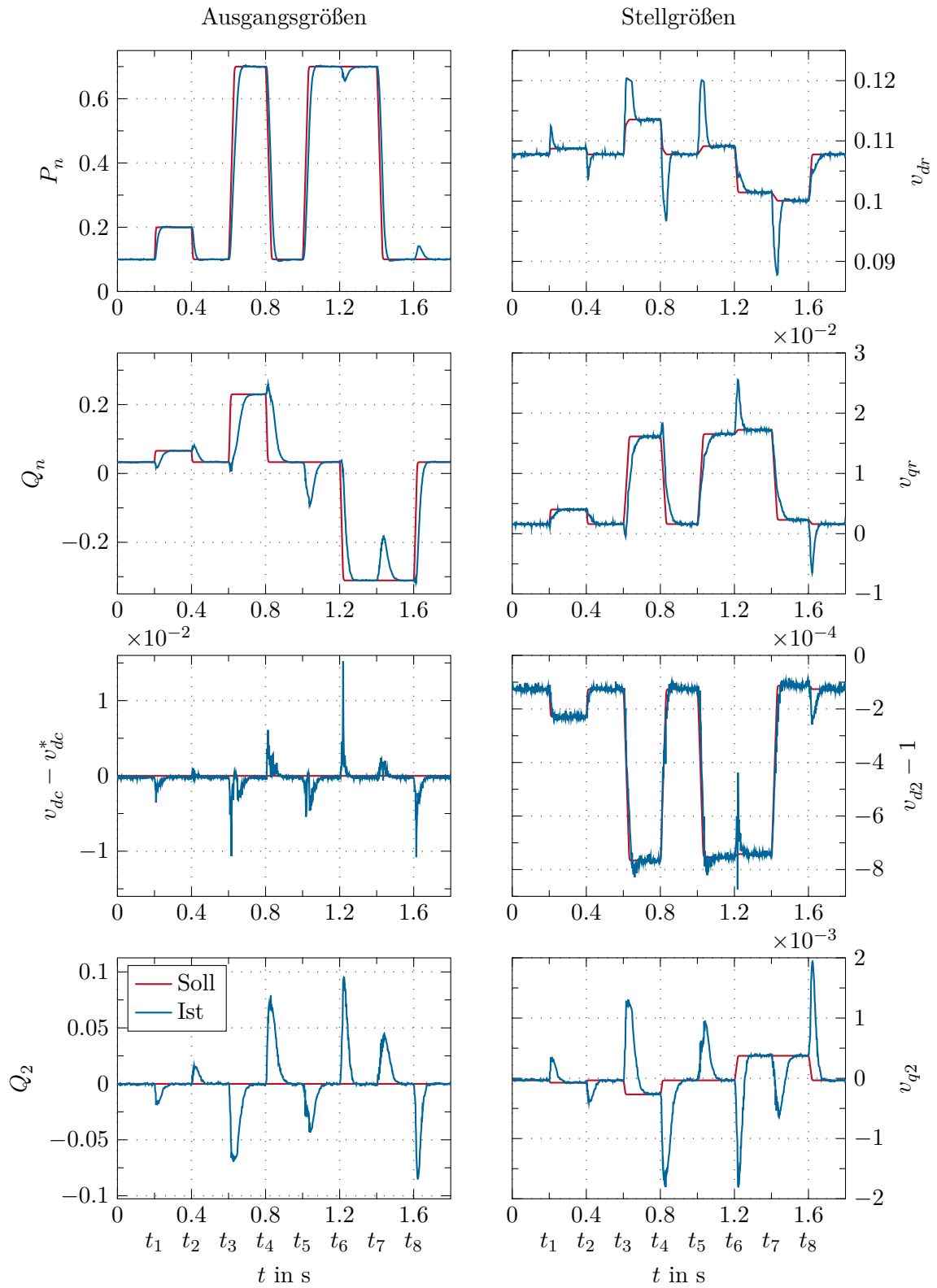


Abbildung 4.9: Ausgangs- und Stellgrößen im untersynchronen Betrieb mit Messrauschen

4.6 Testfall 6, Drehzahländerung

In diesem Testfall wird die Solltrajektorie aus Testfall 3 um eine Drehzahländerung vom untersynchronen zum synchronen Betrieb erweitert. Die Drehzahländerung wird über ein PT-2-Glied gefiltert, das die Drehzahl innerhalb von einer Sekunde um 0.1 verändert. Die Abbildung 4.10 zeigt den Drehzahlverlauf sowie die Ausgangsgrößen und die Abbildung 4.11 die Stellgrößen für diese Simulation. Während des dynamischen Verlaufs der Drehzahl weicht die Wirkleistung leicht von ihrer Vorgabe ab. Dieser Effekt ist zu erwarten, da für jeden Zeithorizont der MPC die Drehzahl als konstant angenommen wird, diese Annahme jedoch in dem Testfall nicht gültig ist. Im Vergleich zum Testfall 3 begünstigt der Drehzahlverlauf hin zur synchronen Drehzahl ein schnelleres Erreichen der stationären Betriebszustände. Die dabei stattfindende Reduktion der benötigten Rotorleistung ist deutlich in der d-Komponente der Rotorspannung zu erkennen.

Dieser Testfall zeigt, dass Auswirkungen einer dynamischen Drehzahländerungen in den Ausgangsgrößen sichtbar sind, die Regelung aber weiterhin stabil bleibt und die stationären Endwerte erreicht werden.

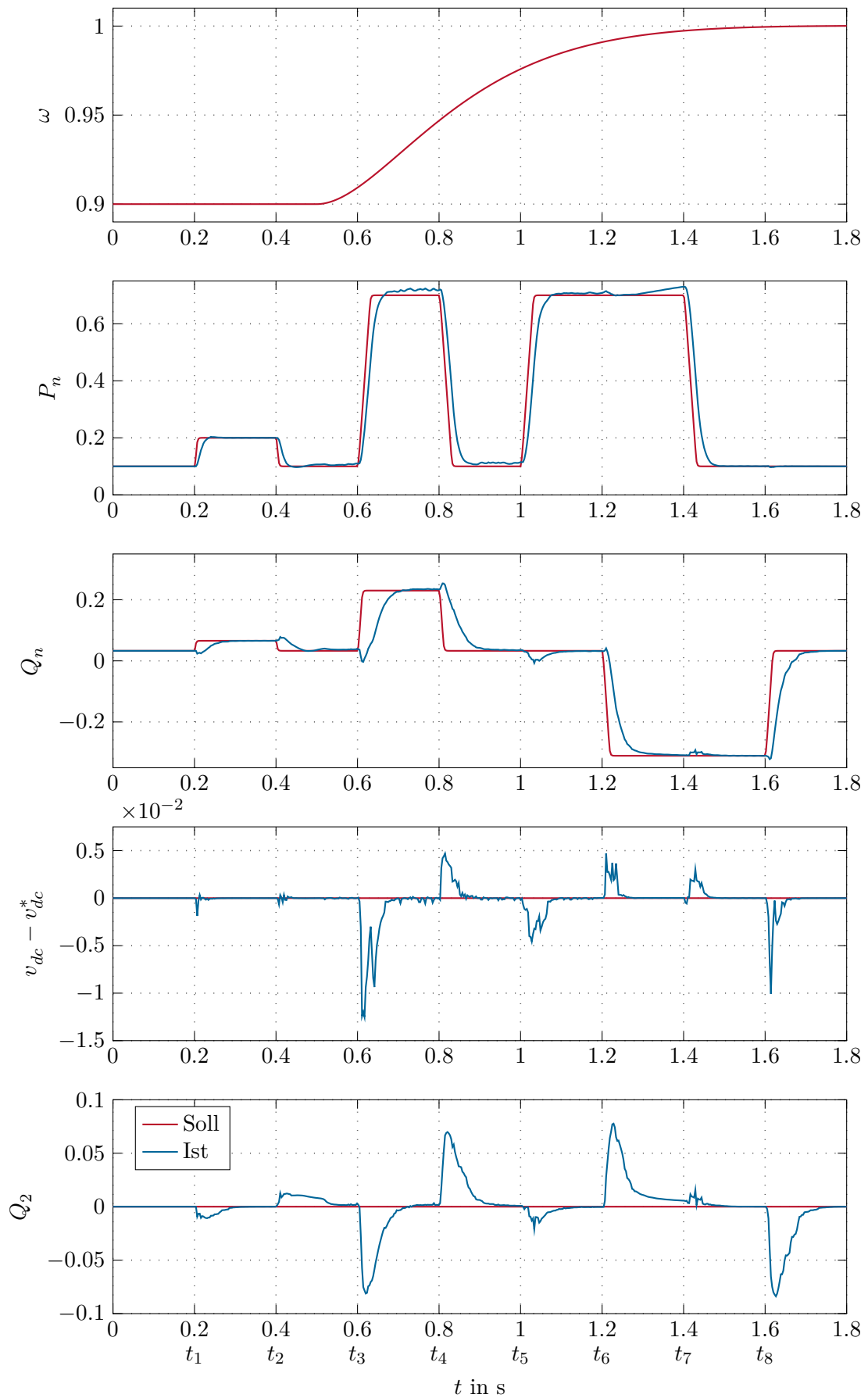


Abbildung 4.10: Ausgangsgrößen bei einer Drehzahländerung

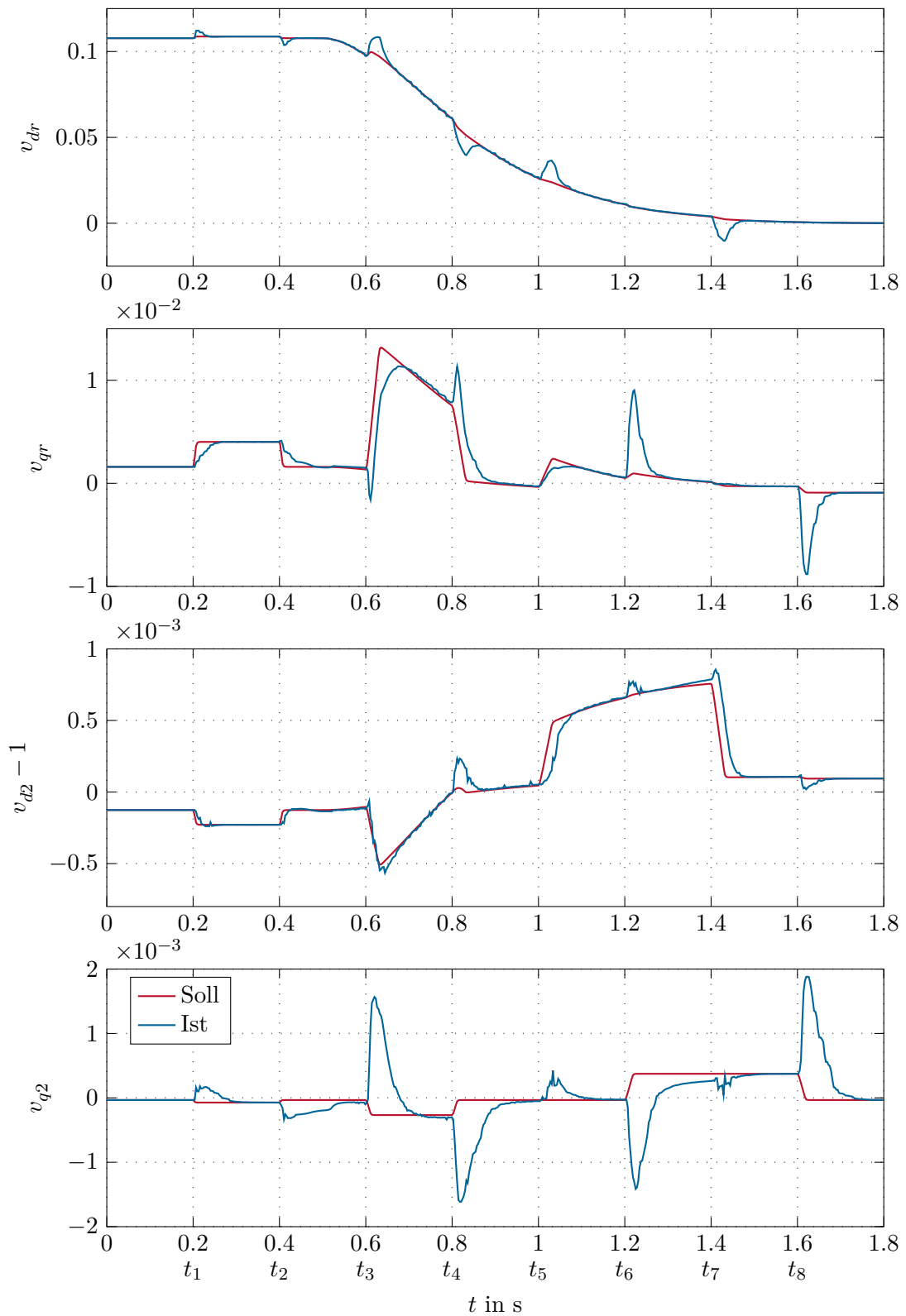


Abbildung 4.11: Stellgrößen bei einer Drehzahländerung

4.7 Testfall 7, Systemgrenzen

Ziel dieses Testfalls ist es, die Einhaltung der Beschränkungen des Systems zu testen. Dafür wird der untersynchrone Betriebsfall mit $\omega = 0.9$ gewählt und die Leistungssolltrajektorien nutzen das gesamte stationäre Gültigkeitsgebiet, um das dynamische Systemverhalten in die Beschränkungen zu bringen. Die Solltrajektorien der Leistungen sind in Abbildung 4.12 dargestellt. In der Praxis ist ein Wechsel zwischen positiver und negativer Wirkleistung nicht kontinuierlich durchführbar, da dies einen Wechsel des Betriebsmodus zwischen Pump- und Turbinenmodus erfordert. Jedoch sind große Leistungssprünge im stationären Gültigkeitsgebiet notwendig, um ein dynamisches Überschwingen der Systemgrößen zu erwirken und somit das Systemverhalten in den Beschränkungen zu evaluieren.

Die Ausgangs- und Stellgrößen der Simulation zeigt die Abbildung 4.13. In Abbildung 4.14 sind die Beträge für die Rotorspannung, die sekundärseitige Umrichterspannung, den Rotor- und Statorstrom sowie der Rotorleistung dargestellt. Jeweils dazu ist die absolute Systembeschränkung und die um den Skalierungsfaktor $S_f = 0.995$ reduzierte Beschränkung eingezeichnet. Letztere ist die Startgrenze, ab der die Ungleichungsbeschränkungen (3.5) aktiv werden.

Aus dem Ergebnis der Simulation ist ersichtlich, dass alle Begrenzungen bis auf den Statorstrombetrag eingehalten werden. Die Strombegrenzungen sind durch die thermischen Eigenschaften gegeben und dürfen kurzfristig überschritten werden. Im Gegensatz dazu sind Spannungsbetrags- und Leistungsgrenzen Begrenzungen, die nicht überschritten werden dürfen. Das Überschwingen der Leistungen ist eine Folge der in Begrenzung

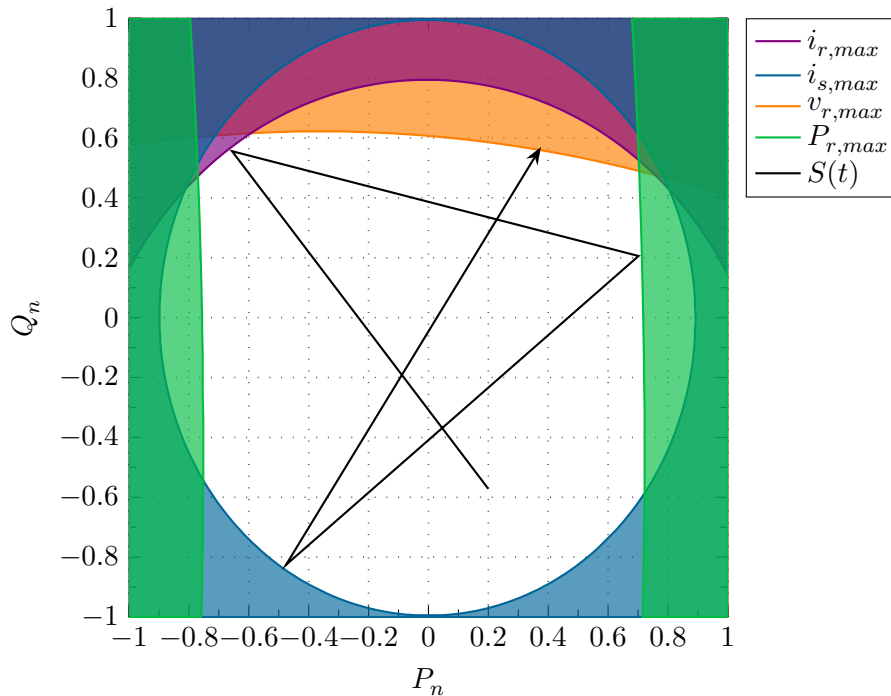


Abbildung 4.12: Leistungssolltrajektorien für den Betrieb an den Systemgrenzen

stehenden Systemgrößen. Die stationäre Abweichung der Leistungen ab $t = 1.5$ s resultiert aus der Begrenzung des Rotorstrombetrags.

Die Vorteile der MPC durch die Prädiktion des Modells und die Optimierung der Stellgrößen zeigen sich dadurch, dass erst in diesem Testfall bei großen Leistungssprüngen die Systemgrenzen dynamisch erreicht werden. Zudem sind in diesem Testfall die Regelabweichungen trotz Stellgrößenbeschränkungen verhältnismäßig gering und durch den hohen Skalierungsfaktor wird der Betriebsbereich nur minimal reduziert, um die Spannungs- und Leistungsgrenzen nicht zu überschreiten.

In diesem Kapitel wurde das Systemverhalten für nominelle Systemparameter unter Verwendung der beiden Methoden der MPC simuliert. Bereits für den synchronen Betriebsfall zeigt sich, dass mit der zweiten Methode zwar das System stabilisiert, jedoch kein Arbeitspunktwechsel bewerkstelligt werden kann. Die erste Methode liefert zufriedenstellende Ergebnisse für den synchronen, übersynchronen und untersynchronen Betriebsfall. Zudem ist diese Methode robust gegenüber dynamischen Solltrajektorien, wie der Testfall 4 für die Leistungen und Testfall 6 für die Drehzahl zeigen. Auch das in der Realität vorhandene Rauschen der gemessenen Größen führt nur zu minimalen Abweichungen der Regelungsperformance. Abschließend konnte die Einhaltung der Systembeschränkungen anhand des Testfalls 7 gezeigt werden.

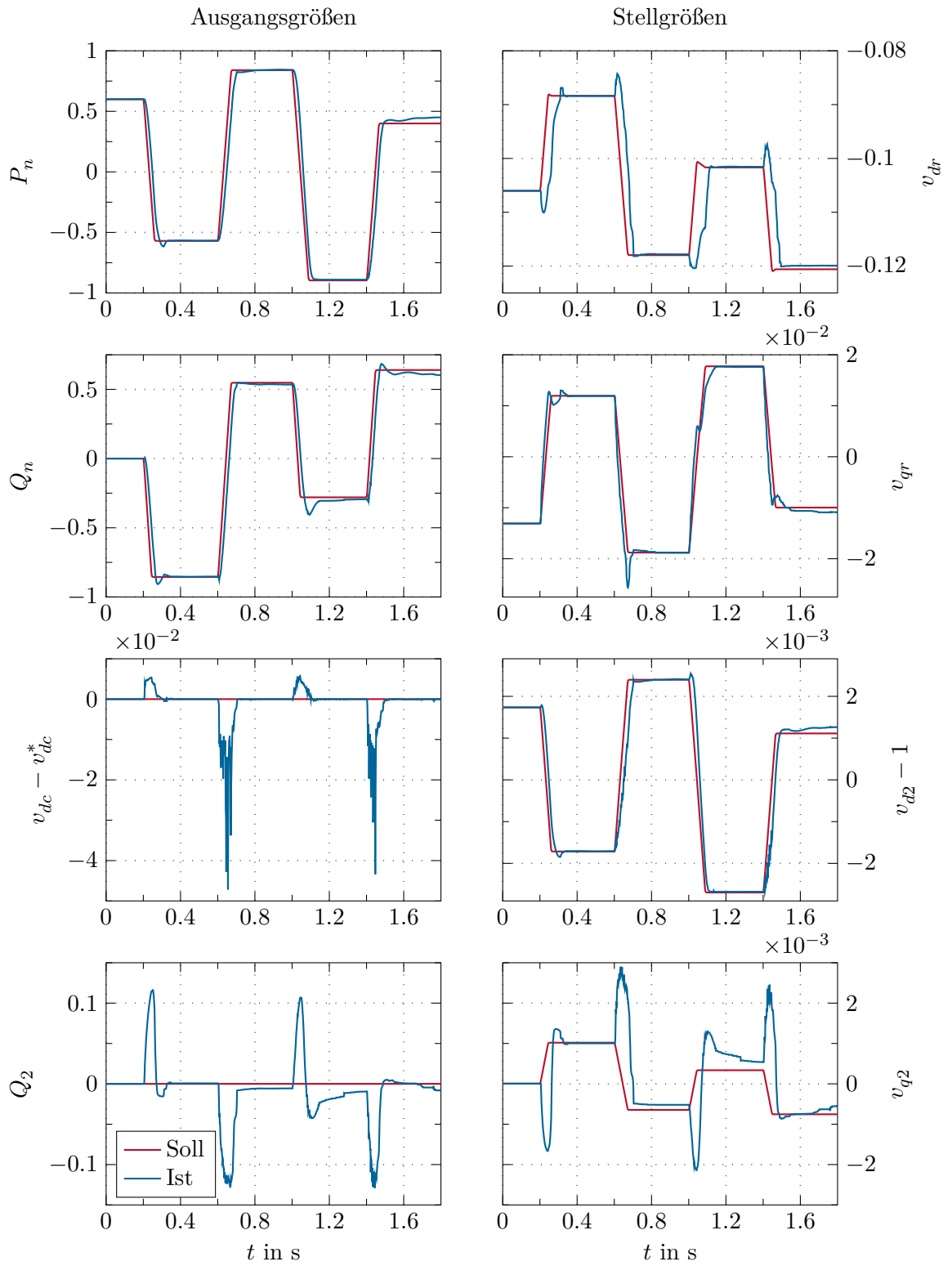


Abbildung 4.13: Ausgangs- und Stellgrößen im Betrieb an den Systemgrenzen

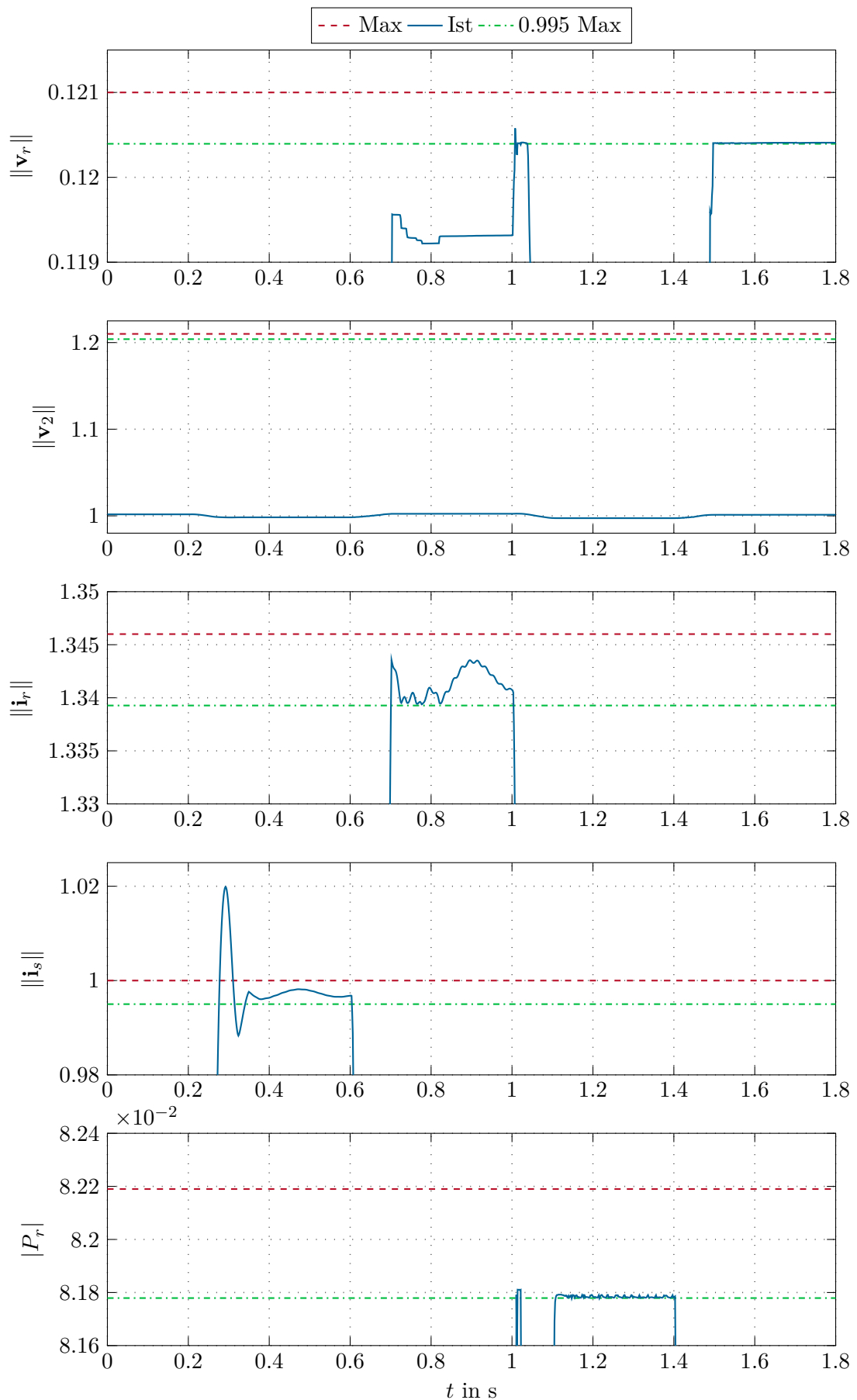


Abbildung 4.14: Beschränkungen im Betrieb an den Systemgrenzen

5 Einfluss von Parameterabweichungen

Die in Kapitel 3 entworfene MPC wurde in Kapitel 4 für das nominelle System verifiziert. Um nun die Robustheit der Regelungsstrategie auf veränderliche Parameter des Systems zu beurteilen, wird in diesem Kapitel eine Parametersensitivitätsanalyse durchgeführt. Dabei werden die Auswirkungen des Systemverhaltens für veränderte Parameterwerte des Systems analysiert. Das Modell der Regelung rechnet dabei mit den nominellen Parameterwerten.

Zuerst werden durch eine Parametersensitivitätsanalyse diejenigen Parameter festgestellt, die das Systemverhalten am meisten beeinflussen. Darauf aufbauend werden zwei verschiedene Strategien verfolgt, um trotz geänderter Parameterwerte eine stationäre Genauigkeit des Systems zu erreichen. Bei der ersten Methode werden die gewünschten Ausgangsgrößen um einen Integralanteil mit Anti-Windup erweitert. Die daraus resultierenden Referenzgrößen für die Ausgangsgrößen werden der MPC zugeführt. Für die zweite Methode wird ein Parameterschätzverfahren entworfen, das die Parameter offline mit einem rekursiven Least-Squares (RLS)-Verfahren schätzt. Um auch Parameterschwankungen während des Betriebs zu kompensieren wird zusätzlich ein Online-Parameterschätzverfahren entworfen.

5.1 Parametersensitivitätsanalyse

Die Parameter des Systems sind die Widerstände und Induktivitäten der DGASM und der beiden Transformatoren sowie die Zwischenkreiskapazität. Diese ist jedoch eine essentielle Größe des Umrichters und kann daher als genau bekannt angenommen werden. Der Parametervektor lautet daher

$$\mathbf{p} = \left[L_{m,a} \quad R_s \quad R_r \quad L_{\sigma,s} \quad L_{\sigma,r} \quad L_{bt} \quad R_{bt} \quad L_{ut} \quad R_{ut} \right]^T \quad (5.1)$$

Im Folgenden werden realitätsnahe Schwankungsbreiten für die Parameter festgelegt, um die die nominellen Werte abweichen können. Die Widerstände wurden in der Modellbildung als konstant angenommen, sind aber in der Realität temperaturabhängige Größen. Deshalb wird eine Schwankungsbreite von $\pm 15\%$ für alle Widerstandswerte angenommen. Die Induktivitätswerte lassen sich von den magnetischen Eigenschaften der Materialien und den geometrischen Abmessungen bestimmen. Daher kann für diese eine geringere Schwankungsbreite mit $\pm 3\%$ angegeben werden. Daraus ergeben sich die multiplikativen

Faktoren

$$\check{\mathbf{p}} = \begin{bmatrix} 1 \pm 0.03 \\ 1 \pm 0.15 \\ 1 \pm 0.15 \\ 1 \pm 0.03 \\ 1 \pm 0.03 \\ 1 \pm 0.03 \\ 1 \pm 0.15 \\ 1 \pm 0.03 \\ 1 \pm 0.15 \end{bmatrix}, \quad (5.2)$$

die über

$$\mathbf{p} = \text{diag}(\check{\mathbf{p}}) \mathbf{p}_{nom} \quad (5.3)$$

auf das System einwirken. Mit dem Vektor $\mathbf{p}_{nom}$ sind die nominellen Parameterwerte gegeben. Für die Simulationen wird davon ausgegangen, dass höhere Abweichungen der Parameterwerte zu größeren Auswirkungen auf das System führen.

Für die Simulation wird der Testfall 7 verwendet, wobei die Eckpunkte der Solltrajektorien um jeweils 20 % von der Grenze ins Innere verschoben sind. Für jede Simulation wird jeweils ein Parameterwert geändert, während alle anderen auf ihrem nominellen Wert verbleiben. Die Auswertung erfolgt durch die Berechnung des relativen Fehlers

Parameter	ΔP_n in %	ΔQ_n in %	Δv_{dc} in %	ΔQ_2 in %
nominell	$9.55 \cdot 10^{-4}$	$-1.87 \cdot 10^{-4}$	$-1.57 \cdot 10^{-5}$	$-1.42 \cdot 10^{-5}$
$L_{m,a}^+$	23.50	-5.18	8.40	-1.65
$L_{m,a}^-$	-25.03	6.09	-9.85	2.15
R_s^+	$2.85 \cdot 10^{-2}$	$2.83 \cdot 10^{-2}$	$-1.11 \cdot 10^{-2}$	$2.07 \cdot 10^{-2}$
R_s^-	$-2.86 \cdot 10^{-2}$	$-2.86 \cdot 10^{-2}$	$1.10 \cdot 10^{-2}$	$-2.08 \cdot 10^{-2}$
R_r^+	-1.34	-1.29	$-1.67 \cdot 10^{-2}$	-0.21
R_r^-	1.36	1.42	$1.74 \cdot 10^{-2}$	0.28
$L_{\sigma,s}^+$	-0.40	-0.23	-0.34	$-6.10 \cdot 10^{-2}$
$L_{\sigma,s}^-$	0.40	0.26	0.40	$7.49 \cdot 10^{-2}$
$L_{\sigma,r}^+$	2.26	-1.59	0.12	-0.26
$L_{\sigma,r}^-$	-2.31	1.78	-0.12	0.37
L_{bt}^+	$8.16 \cdot 10^{-4}$	$-5.77 \cdot 10^{-4}$	$5.67 \cdot 10^{-4}$	$-2.17 \cdot 10^{-4}$
L_{bt}^-	$2.98 \cdot 10^{-4}$	$6.04 \cdot 10^{-4}$	$-6.45 \cdot 10^{-4}$	$3.38 \cdot 10^{-4}$
R_{bt}^+	0.88	$1.75 \cdot 10^{-2}$	3.39	$1.25 \cdot 10^{-2}$
R_{bt}^-	-0.88	$-1.64 \cdot 10^{-2}$	-3.51	$-1.19 \cdot 10^{-2}$
L_{ut}^+	$8.92 \cdot 10^{-4}$	$5.16 \cdot 10^{-4}$	$2.05 \cdot 10^{-3}$	$-8.28 \cdot 10^{-4}$
L_{ut}^-	$1.36 \cdot 10^{-5}$	$-9.01 \cdot 10^{-4}$	$-2.20 \cdot 10^{-3}$	$8.89 \cdot 10^{-4}$
R_{ut}^+	1.15	$3.05 \cdot 10^{-4}$	4.49	$-3.18 \cdot 10^{-4}$
R_{ut}^-	-1.15	$3.14 \cdot 10^{-4}$	-4.70	$1.16 \cdot 10^{-3}$

Tabelle 5.1: Stationärer relativer Fehler der Ausgangsgrößen für Parameterabweichungen

der Ausgangsgrößen für einen stationären Betriebszustand. In der Tabelle 5.1 sind die dazugehörigen Ergebnisse angegeben.

Als wichtigster Parameter kann eindeutig die Hauptinduktivität der DGASM $L_{m,a}$ identifiziert werden, da diese die größten Abweichungen in allen Ausgangsgrößen hervorruft. Relative Fehler von über 1 % in den Netzleistungen rufen zudem die Abweichungen des Rotorwiderstands R_r , der Statorstreuinduktivität $L_{\sigma,s}$ und des Widerstands des UT R_{ut} hervor. Wesentlich für große relative Fehler in der Zwischenkreisspannung sind neben der Hauptinduktivität der DGASM die beiden Transformatorwiderstände R_{bt} bzw. R_{ut} . Einzig die Transformatorinduktivitäten L_{bt} bzw. L_{ut} zeigen vernachlässigbar kleine relative Fehler in allen Ausgangsgrößen. Es sei jedoch angemerkt, dass bei Änderungen von mehr als einem Parameter sich die Abweichungen gegenseitig verstärken können.

5.2 Integrator mit Anti-Windup

Bei dieser Variante zur Kompensation der bleibenden Regelabweichung werden die gewünschten Ausgangsgrößen $\mathbf{y}^*$ um ein Integralanteil erweitert und als Referenzgrößen $\mathbf{y}_r$ der MPC vorgegeben. Die Gleichung dafür lautet für die Diskretisierung mit dem EE-Verfahren

$$\mathbf{y}_{k+1,r} = \mathbf{y}_{k,r} + \mathbf{k}_i T_a (\mathbf{y}_k^* - \mathbf{y}_k) , \quad (5.4)$$

mit den Verstärkungsfaktoren $\mathbf{k}_i = \begin{bmatrix} 2 & 2 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$ des Integralanteils. Die Abtastzeit T_a ist gleich der Abtastzeit des Systems. Da nur die stationäre Regelabweichung kompensiert werden soll, wird als Anti-Windup Strategie das Konzept des *Conditioning Integration* [25] verwendet, das nur dann die Integration zulässt, wenn sich die Betragsdifferenz der tatsächlichen Ausgangsgrößen zu den gewünschten Ausgangsgrößen

$$|\mathbf{y}_k - \mathbf{y}_k^*| < \varepsilon_{aw} \quad (5.5)$$

innerhalb eines Toleranzbandes $\varepsilon_{aw} = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.1 & 0.05 & 0.05 \end{bmatrix}^T$ befindet und die Ungleichungsbeschränkungen inaktiv sind. Natürlich funktioniert diese Methode somit nicht, wenn die stationäre Regelabweichung außerhalb des Toleranzbandes liegt. Jedoch sind die Werte des Toleranzbandes groß genug gewählt, damit die stationäre Regelabweichung aufgrund von Parameterschwankungen innerhalb des Toleranzbandes liegt.

Zur Evaluierung dieser Variante wird der Testfall 1 mit Messrauschen und einer verringerten Hauptinduktivität der DGASM simuliert. Die multiplikativen Faktoren lauten dafür

$$\check{\mathbf{p}} = \begin{bmatrix} 0.97 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} . \quad (5.6)$$

Die Regelabweichungen der Ausgangsgrößen sind in Abbildung 5.1 dargestellt. Die Verläufe zeigen, dass die stationären Fehler mit der Zeit abklingen, da sich die Referenzgrößen infolge der Integration verschieben. Der relative Regelfehler der Ausgangsgrößen liegt bei $\Delta \mathbf{y}(t = 2 \text{ s}) = \begin{bmatrix} -3.43 \cdot 10^{-2} & -2.71 \cdot 10^{-2} & -3 \cdot 10^{-3} & 2 \cdot 10^{-4} \end{bmatrix}^T$. Für die Berechnung dieses Fehlers wurden die Mittelwerte der letzten 0.2 s der Simulation gebildet und relativ zu den gewünschten Ausgangsgrößen angegeben.

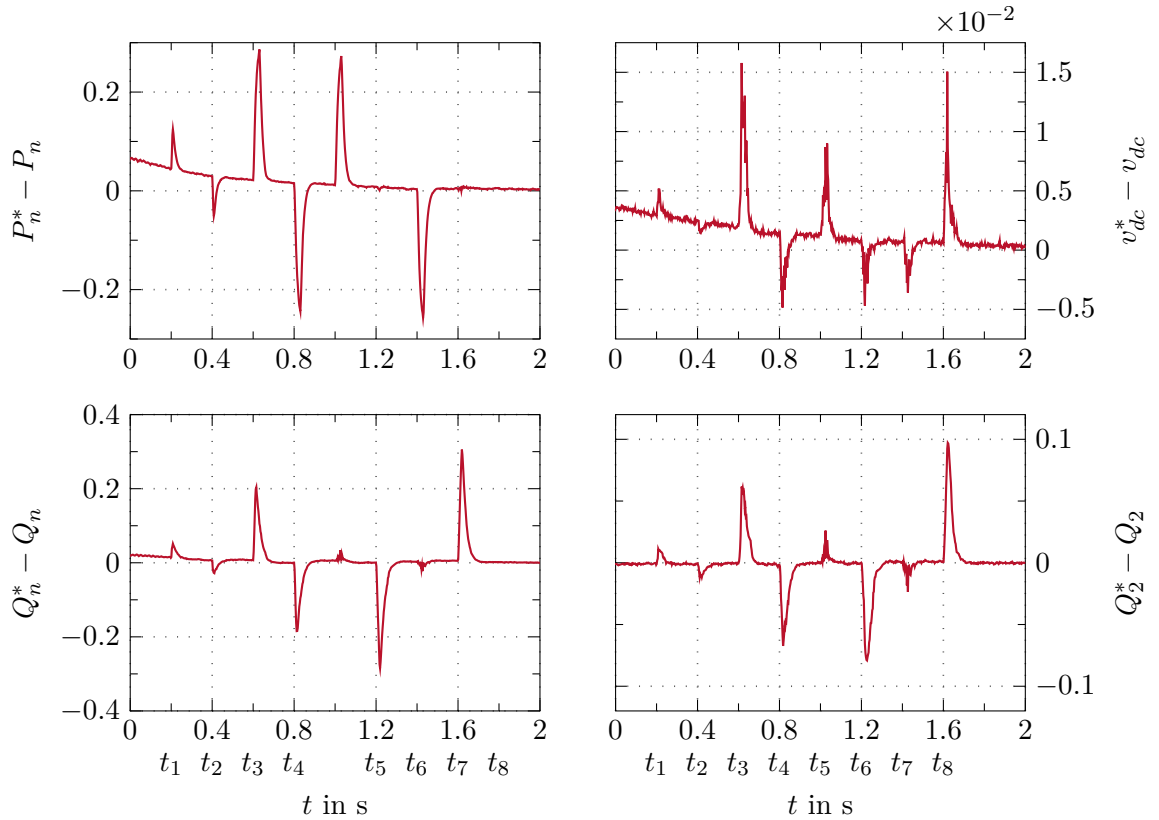


Abbildung 5.1: Regelabweichung für die MPC mit Integratoranteil bei Messrauschen und einer verringerten Hauptinduktivität der DGASM $L_{m,a}^-$

Mit dieser Methode kann die stationäre Genauigkeit unter dem Einfluss von Parameterschwankungen verbessert werden. Die Vorteile dieser Methode sind:

- einfache Implementierung
- sehr geringer Rechenaufwand
- Onlineverfahren.

Jedoch müssen dabei folgende Punkte beachtet werden:

- Die stationären Regelabweichungen müssen innerhalb des Toleranzbandes liegen.
- Es dürfen keine dynamischen Sollverläufe vorgegeben werden, bevor nicht der Integralanteil eingeschwungen ist. Andernfalls kann die Abweichung zwischen dem tatsächlichen und dem modellierten Systemverhalten zu groß sein, so dass die berücksichtigten Beschränkung der MPC nicht mit den tatsächlichen Systembeschränkungen übereinstimmen.

- Die dynamischen Eigenschaften des Systems müssen auch bei abweichenden Parametern des Modell ausreichend gut modelliert werden können.

Aufgrund dieser Einschränkungen wird im nächsten Kapitel ein Parameterschätzverfahren entwickelt.

5.3 Parameterschätzung

In diesem Kapitel werden ein Offline- und ein Online-Schätzverfahren – basierend auf dem RLS-Verfahren (vgl. [26, 27]) – entworfen. Die Wahl des rekursiven Verfahrens für die Offline-Schätzung basiert auf den großen Datenmengen die bei der geringen Abtastzeit von $T_a = 80 \mu\text{s}$ entstehen. Um auch auf Parameterschwankungen während des Betriebs reagieren zu können, werden die temperaturabhängigen Widerstände online durch einen RLS-Schätzer mit Gedächtnisfaktor mitgeschätzt.

5.3.1 RLS-Offlineschätzer

Das Ziel des Offlineschätzers ist es, die Parameter des Systems (5.1) ausgehend von Messdaten zu schätzen. Generell darf bei Messdaten davon ausgegangen werden, dass diese Sensorrauschen enthalten. Daher werden die Messdaten mit einem Savitzky-Golay-Filter geglättet, das zusätzlich die Ableitung der benötigten Zustandsgrößen liefert [28]. Für die Filterung wird ein quadratisches Ausgleichspolynom in die Datenpunkte, die bis $\pm 0.1 \text{ s}$ vom aktuellen Stützpunkt entfernt sind, gelegt. Der Funktionswert des Ausgleichspolynoms, ausgewertet am Stützpunkt, liefert den gefilterten Wert.

Die Parameter sind linear in den jeweiligen Gleichungen enthalten. Daher bildet die Umstellung dieser Gleichungen in die Form

$$\mathbf{m}_k = \mathbf{D}_k \mathbf{p} \quad (5.7)$$

den Ausgangspunkt für das RLS-Verfahren. Der Messvektor $\mathbf{m}_k \in \mathbb{R}^m$ entspricht dabei der Multiplikation der Datenmatrix $\mathbf{D}_k \in \mathbb{R}^{m \times n}$ mit dem Parametervektor $\mathbf{p} \in \mathbb{R}^n$ zum Zeitpunkt t_k . Ausgehend von dieser Gleichung lautet das rekursive Schätzgesetz insbesondere für $m > 1$

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{C}_{k-1} \mathbf{D}_k^T \left(\mathbf{E} + \mathbf{D}_k \mathbf{C}_{k-1} \mathbf{D}_k^T \right)^{-1} \quad (5.8a)$$

$$\mathbf{C}_k = \mathbf{C}_{k-1} - \mathbf{K}_k \mathbf{D}_k \mathbf{C}_{k-1} \quad (5.8b)$$

$$\hat{\mathbf{p}}_k = (\mathbf{E} - \mathbf{K}_k \mathbf{D}_k) \left(\hat{\mathbf{p}}_{k-1} + \mathbf{C}_{k-1} \mathbf{D}_k^T \mathbf{m}_k \right), \quad (5.8c)$$

mit dem Vektor der geschätzten Parameter $\hat{\mathbf{p}}_k$, der Matrix $\mathbf{C}_k = \left(\mathbf{D}_k^T \mathbf{D}_k \right)^{-1}$ und der Hilfsmatrix $\mathbf{K}_k$ (vgl. [27]).

Die Offline-Schätzung kann separat für die DGASM, den BT und den UT erfolgen, da die Parameter in den zugehörigen Gleichungen nicht gekoppelt sind. Dafür wird der Parametervektor unterteilt und die ersten 5 Parameter bilden den Parametervektor der DGASM

$$\mathbf{p}_a = \left[L_{m,a} \quad R_s \quad R_r \quad L_{\sigma,s} \quad L_{\sigma,r} \right]^T. \quad (5.9)$$

Die Schätzung dieser 5 Parameter beruht auf den Differentialgleichungen (2.7), in die die Gleichungen (2.5) eingesetzt werden, um die Abhängigkeit der Streuinduktivitäten zu erhalten. Ausgehend von diesen Gleichungen ergibt sich das lineare Gleichungssystem aus (5.7) zu

$$\mathbf{m}_{a,k} = \mathbf{D}_{a,k} \mathbf{p}_a, \quad (5.10)$$

mit dem Messvektor $\mathbf{m}_{a,k} \in \mathbb{R}^4$

$$\mathbf{m}_{a,k} = \begin{bmatrix} v_{ds,k} & v_{qs,k} & v_{dr,k} & v_{qr,k} \end{bmatrix}^T \omega_b \quad (5.11)$$

und der Datenmatrix $\mathbf{D}_{a,k} \in \mathbb{R}^{4 \times 5}$

$$\mathbf{D}_k = \begin{bmatrix} \frac{di_{da,k}}{dt} - i_{qa,k}\omega_b & i_{ds,k}\omega_b & 0 & \frac{di_{ds,k}}{dt} - i_{qs,k}\omega_b & 0 \\ \frac{di_{qa,k}}{dt} + i_{da,k}\omega_b & i_{qs,k}\omega_b & 0 & \frac{di_{qs,k}}{dt} + i_{ds,k}\omega_b & 0 \\ \frac{di_{da,k}}{dt} - \omega_h i_{qa,k}\omega_b & 0 & i_{dr,k}\omega_b & 0 & \frac{di_{dr,k}}{dt} - \omega_h i_{qr,k}\omega_b \\ \frac{di_{qa,k}}{dt} + \omega_h i_{da,k}\omega_b & 0 & i_{qr,k}\omega_b & 0 & \frac{di_{qr,k}}{dt} + \omega_h i_{dr,k}\omega_b \end{bmatrix}. \quad (5.12)$$

Dabei sind die Abkürzungen durch

$$i_{da,k} = (i_{ds,k} + i_{dr,k}) \quad (5.13a)$$

$$i_{qa,k} = (i_{qs,k} + i_{qr,k}) \quad (5.13b)$$

$$\omega_h = (1 - \omega_k) \quad (5.13c)$$

gegeben. Für die Lösung dieser Schätzaufgabe wird das Schätzgesetz aus (5.8) verwendet. Die 4 verbleibenden Parameter der Transformatoren werden jeweils einzeln geschätzt und ergeben sich durch die Gleichungen (2.61f) und (2.61g). Die Schätzgleichungen lauten demnach

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_{dh,k} - v_{ds,k} \\ v_{qh,k} - v_{qs,k} \end{bmatrix}}_{\mathbf{m}_{Rbt,k}} = - \underbrace{\begin{bmatrix} i_{d,bt,k}^\Delta \\ i_{q,bt,k}^\Delta \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_{Rbt,k}} \underbrace{R_{bt}}_{\mathbf{p}_{Rbt}} \quad (5.14a)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_{ds,k} - v_{d2,k} \\ v_{qs,k} - v_{q2,k} \end{bmatrix}}_{\mathbf{m}_{Rut,k}} = - \underbrace{\begin{bmatrix} i_{d,ut,k}^\Delta \\ i_{q,ut,k}^\Delta \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_{Rut,k}} \underbrace{R_{ut}}_{\mathbf{p}_{Rut}}. \quad (5.14b)$$

Die Induktivitätswerte der Transformatoren können durch die Differentialgleichungen (2.61c) und (2.61d) geschätzt werden, wobei in diese der geschätzte Wert der Widerstände

$\hat{R}_{bt}$ bzw. $\hat{R}_{ut}$ eingesetzt wird. Die Schätzgleichungen ergeben sich demnach zu

$$\underbrace{\begin{bmatrix} -\hat{R}_{bt} i_{d,bt,k}^{\Sigma} + v_{dh,k} + v_{ds,k} \\ -\hat{R}_{bt} i_{q,bt,k}^{\Sigma} + v_{qh,k} + v_{qs,k} \end{bmatrix}}_{\mathbf{m}_{Lbt,k}} \omega_b = 2 \underbrace{\begin{bmatrix} -i_{q,bt,k}^{\Sigma} \omega_b + \frac{di_{d,bt,k}^{\Sigma}}{dt} \\ i_{d,bt,k}^{\Sigma} \omega_b + \frac{di_{q,bt,k}^{\Sigma}}{dt} \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_{Lbt,k}} \underbrace{L_{bt}}_{\mathbf{p}_{Lbt}} \quad (5.15a)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} -\hat{R}_{ut} i_{d,ut,k}^{\Sigma} + v_{d2,k} + v_{ds,k} \\ -\hat{R}_{ut} i_{q,ut,k}^{\Sigma} + v_{q2,k} + v_{qs,k} \end{bmatrix}}_{\mathbf{m}_{Lut,k}} \omega_b = 2 \underbrace{\begin{bmatrix} -i_{q,ut,k}^{\Sigma} \omega_b + \frac{di_{d,ut,k}^{\Sigma}}{dt} \\ i_{d,ut,k}^{\Sigma} \omega_b + \frac{di_{q,ut,k}^{\Sigma}}{dt} \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_{Lut,k}} \underbrace{L_{ut}}_{\mathbf{p}_{Lut}} . \quad (5.15b)$$

Die Initialisierung der Matrizen $\mathbf{C}_0$ wird für alle Schätzaufgaben zu $\mathbf{C}_0 = 1 \cdot 10^6 \mathbf{E}$ gewählt. Demzufolge kann der zu schätzenden Parametervektor $\hat{\mathbf{p}}_0 = \mathbf{0}$ mit Null initialisiert werden [26].

Die Simulationsgrundlage für die Schätzung der Parameter ist durch eine Solltrajektorie für einen untersynchronen Betrieb mit $\omega = 0.9$ gegeben. Die Sollwirkleistung liegt bei $P_n^* = 0.1$ und die Sollblindleistung Q_n^* wird in Abhängigkeit der Wirkleistung für einen konstanten Wirkfaktor von $\cos(\varphi) = 0.95$ gewählt. Durch den stationären Arbeitspunkt können die Widerstände besser geschätzt werden. Nach 5 s wird die Sollwirkleistung mit einer langsamen Sinusschwingung überlagert, um zeitliche Stromänderungen hervorzurufen, die die Schätzung der Induktivitätswerte erleichtern. Die Amplitude dieser Sinusschwingung liegt bei 0.05 und die Frequenz ist mit $f = 0.2$ Hz gegeben. Zusätzlich wird ein Messrauschen hinzugefügt.

Für die Parameterschätzung werden die Messwerte über einen Zeitraum von 25 ms verwendet. Auf Basis der Messwerte der ersten 0.8 s werden die Transformatorwiderstände $\hat{R}_{bt}$ bzw. $\hat{R}_{ut}$ geschätzt. Anschließend erfolgt die Schätzung aller weiteren Parameter mit den Messwerten für den Zeitraum von 5 s bis 25 s. Die Ergebnisse der Offline-Parameterschätzung sind in der Tabelle 5.2 als relative Fehler dargestellt. Zum Vergleich ist ebenfalls das Ergebnis für den nominellen Fall angegeben. Es zeigt sich, dass die

Parameter	nomineller Fall	$L_{m,a}^-$
$\hat{L}_{m,a}$	$-2.99 \cdot 10^{-10}$	$-7.50 \cdot 10^{-11}$
$\hat{R}_s$	$-3.07 \cdot 10^{-6}$	$6.47 \cdot 10^{-7}$
$\hat{R}_r$	$2.74 \cdot 10^{-5}$	$2.29 \cdot 10^{-5}$
$\hat{L}_{\sigma,s}$	$9.64 \cdot 10^{-8}$	$-1.21 \cdot 10^{-7}$
$\hat{L}_{\sigma,r}$	$1.00 \cdot 10^{-5}$	$3.12 \cdot 10^{-6}$
$\hat{L}_{m,bt}$	$1.28 \cdot 10^{-9}$	$-2.81 \cdot 10^{-6}$
$\hat{R}_{bt}$	$-5.62 \cdot 10^{-10}$	$-1.13 \cdot 10^{-9}$
$\hat{L}_{m,ut}$	$3.52 \cdot 10^{-8}$	$-7.55 \cdot 10^{-6}$
$\hat{R}_{ut}$	$-1.71 \cdot 10^{-7}$	$-1.60 \cdot 10^{-7}$

Tabelle 5.2: Relativer Fehler der geschätzten Parameter mit dem RLS-Verfahren

relativen Fehler sehr gering sind und die Parameterwerte zuverlässig geschätzt werden können. Die im Vergleich ungenaueren Schätzungen des nominellen Systems sind auf das Messrauschen zurückzuführen und vernachlässigbar.

Die Evaluierung der nun geschätzten Parameter erfolgt durch eine Simulation des Testfalls 1 mit Messrauschen, wobei das Modell im Regler mit den geschätzten Parametern rechnet und dem System die zugehörigen exakten Parameter vorgegeben werden. Das Ergebnis dieser Simulation für den nominellen Fall und für die niedrigere Hauptinduktivität der DGASM zeigt Abbildung 5.2. Aufgrund der besseren Schätzung für die veränderte Hauptinduktivität ist der Regelfehler in den dynamischen Phasen ebenfalls geringfügig besser. Im Vergleich zur Methode mit Integratoranteil und Anti-Windup kann direkt eine geringere stationäre Abweichung der Ausgangsgrößen erreicht werden. Zur Verdeutlichung wird ebenfalls der relative Regelfehler des Mittelwerts der letzten 0.2 s gebildet. Dieser ergibt sich im nominellen Fall zu $\Delta \mathbf{y} = [-5.16 \cdot 10^{-3} \quad -1.35 \cdot 10^{-2} \quad 2.01 \cdot 10^{-3} \quad -2.77 \cdot 10^{-5}]^T$. Als direkter Vergleich kann der relative Regelfehler für die niedrigere Hauptinduktivität der DGASM mit $\Delta \mathbf{y} = [-8.65 \cdot 10^{-3} \quad -1.34 \cdot 10^{-2} \quad 2.04 \cdot 10^{-3} \quad 6.64 \cdot 10^{-5}]^T$ angegeben werden.

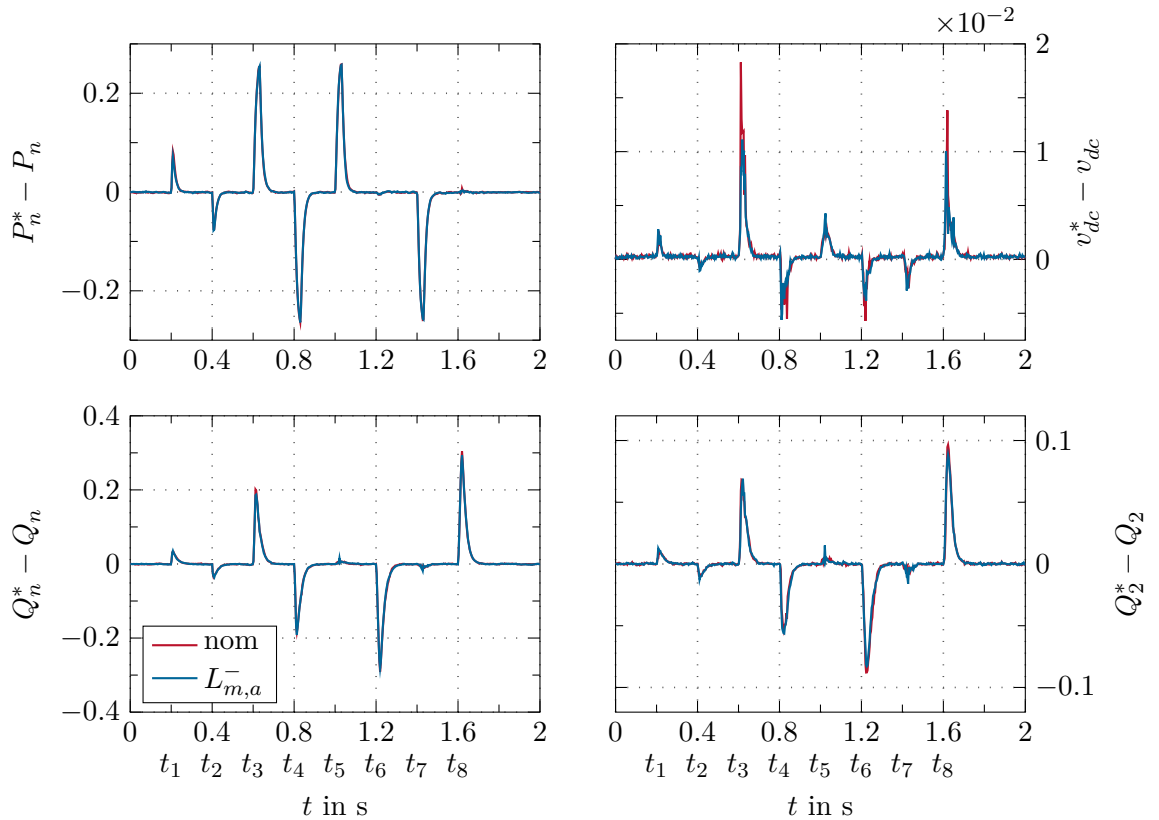


Abbildung 5.2: Regelausschläge für die offline Parameterschätzung im nominellen Fall und für eine verringerte Hauptinduktivität der DGASM $L_{m,a}^-$

5.3.2 RLS-Onlineschätzer mit Gedächtnisfaktor

Bisher wurde vereinfachend von konstanten Widerstandswerten ausgegangen. In der Realität sind diese jedoch zeitvariant. Um diesen Effekt während des Betriebs mit in Betracht zu ziehen und ein daraus resultierendes abweichendes Systemverhalten zu kompensieren, werden diese online geschätzt. Die zu schätzenden Widerstände sind die des Stators R_s , des Rotors R_r , des BT R_{bt} und des UT R_{ut} . Damit ergibt sich der Parametervektor zu

$$\mathbf{p}_r = \begin{bmatrix} R_s & R_r & R_{bt} & R_{ut} \end{bmatrix}^T. \quad (5.16)$$

Die für die Schätzung verwendeten Messpunkte müssen einerseits möglichst aktuell sein, um den aktuellen Temperatureinfluss zu berücksichtigen, andererseits kann der Fehler aufgrund von Messrauschen mit einer zunehmenden Anzahl von Messpunkten besser kompensiert werden. Als Schätzverfahren wird daher das rekursive Least-Squares-Verfahren aus (5.7) um den Gedächtnisfaktor q erweitert [29]. Das erweiterte Schätzgesetz lautet

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{C}_{k-1} \mathbf{D}_k^T \left(q \mathbf{E} + \mathbf{D}_k \mathbf{C}_{k-1} \mathbf{D}_k^T \right)^{-1} \quad (5.17a)$$

$$\mathbf{C}_k = (\mathbf{C}_{k-1} - \mathbf{K}_k \mathbf{D}_k \mathbf{C}_{k-1}) \frac{1}{q} \quad (5.17b)$$

$$\hat{\mathbf{p}}_k = (\mathbf{E} - \mathbf{K}_k \mathbf{D}_k) \left(\hat{\mathbf{p}}_{k-1} + \mathbf{C}_{k-1} \mathbf{D}_k^T \mathbf{m}_k \right), \quad (5.17c)$$

siehe [27]. Analog zum Offlineschätzverfahren können die Widerstände jeweils einzeln geschätzt und dafür die Schätzgleichungen für die beiden Transformatorwiderstände aus (5.14) übernommen werden. Die Schätzgleichungen für den Stator- und Rotorwiderstand ergeben sich aus den Gleichungen (2.7) und lauten

$$\underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{di_{ds}^k}{dt} L_s - \frac{di_{dr}^k}{dt} L_{m,a} + \left(i_{qs}^k L_s + i_{qr}^k L_{m,a} + v_{ds}^k \right) \omega_b \\ -\frac{di_{qs}^k}{dt} L_s - \frac{di_{qr}^k}{dt} L_{m,a} + \left(-i_{ds}^k L_s + i_{dr}^k L_{m,a} + v_{qs}^k \right) \omega_b \end{bmatrix}}_{\mathbf{m}_{Rs,k}} = \underbrace{\begin{bmatrix} i_{ds}^k \\ i_{qs}^k \end{bmatrix} \omega_b}_{\mathbf{D}_{Rs,k}} \underbrace{R_s}_{\mathbf{p}_{Rs}} \quad (5.18a)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{di_{dr}^k}{dt} L_r - \frac{di_{ds}^k}{dt} L_{m,a} + (1 - \omega_k) \left(i_{qr}^k L_r + i_{qs}^k L_{m,a} + v_{dr}^k \right) \omega_b \\ -\frac{di_{qr}^k}{dt} L_r - \frac{di_{qs}^k}{dt} L_{m,a} + - (1 - \omega_k) \left(i_{dr}^k L_r + i_{ds}^k L_{m,a} + v_{qr}^k \right) \omega_b \end{bmatrix}}_{\mathbf{m}_{Rr,k}} = \underbrace{\begin{bmatrix} i_{dr}^k \\ i_{qr}^k \end{bmatrix} \omega_b}_{\mathbf{D}_{Rr,k}} \underbrace{R_r}_{\mathbf{p}_{Rr}}. \quad (5.18b)$$

Die dafür benötigten zeitlichen Ableitungen der Ströme der DGASM $\mathbf{i}_a$ werden mit einem Rückwärtsdifferenzenquotienten erster Ordnung der Form

$$\left. \frac{d\mathbf{i}_a}{dt} \right|_{t=t_k} \cong \frac{\mathbf{i}_{a,k} - \mathbf{i}_{a,k-1}}{T_a} \quad (5.19)$$

berechnet.

Die Initialisierung erfolgt mit den Matrizen $\mathbf{C}_0 = \mathbf{E}$, da die Widerstandswerte durch die Offlineschätzung schon bekannt sind und mit dem Startparametervektor $\hat{\mathbf{p}}_{r,0} = \begin{bmatrix} \hat{R}_s & \hat{R}_r & \hat{R}_{bt} & \hat{R}_{ut} \end{bmatrix}^T$ angegeben werden. Für die Evaluierung des Online-Parameterschätzers werden die Solltrajektorien des Testfalls 1 mit den Sprungzeiten alle 5 s beginnend bei

$t_1 = 20$ s und Messrauschen simuliert. Die Widerstandswerte des Systems werden ab dem Zeitpunkt t_1 linear über einen Zeitraum von 40 s um 0.15 gesteigert. Die Kompensation des Messrauschens erfolgt über ein rekursives Mittelwertfilter, das die Messwerte der letzten 0.6 s filtert (vgl. [28]). Die Filterung und Schätzung der Parameter erfolgt daher erst nach 0.6 s. Mit der Wahl des Gedächtnisfaktors zu $q = 0.99995$ ist der Einfluss der Messwerte vor 10 s unter 2 %. Damit das Einschwingverhalten des Schätzers keinen Einfluss auf das Systemverhalten ausüben kann, werden die Schätzwerte erst nach 15 s dem Modell zugeführt.

Die Simulationsergebnisse für die Parameterschätzung sind in Abbildung 5.3 abgebildet. Alle Schätzverläufe folgen den Systemparametern gut. Die Schwankungen der Statorwiderstandsschätzung sind auf das Messrauschen und die dadurch stärker schwankende Statorspannung zurückzuführen. Die Abbildung 5.4 zeigt die zugehörigen Ausgangs- und Stellgrößenverläufe. Der relative Fehler für die Ausgangsgrößen gemittelt über die letzten 0.2 s ergibt sich zu $\Delta \mathbf{y} = \begin{bmatrix} -1.7 \cdot 10^{-2} & -4.36 \cdot 10^{-2} & -2.53 \cdot 10^{-3} & -2.24 \cdot 10^{-4} \end{bmatrix}^T$. Im Vergleich zur Methode des Integralanteils mit Anti-Windup ist der relative Fehler für die Wirkleistung und Zwischenkreisspannung geringer, für die Blindleistungen jedoch geringfügig höher.

In diesem Kapitel wurde eine Parametersensitivitätsanalyse durchgeführt, durch die die Hauptinduktivität der DGASM als wesentlicher Parameter des Systems identifiziert werden konnte. Um die Robustheit der Regelung zu erhöhen, wurden zwei Methoden angewandt: In der ersten Methode wurden die Sollwerte der Ausgangsgrößen um einen Integralanteil mit Anti-Windup erweitert, durch den eine gute stationäre Genauigkeit erreicht werden konnte. Da diese Methode nur unter gewissen Voraussetzungen funktioniert, wurde in der zweiten Methode ein RLS-Parameterschätzverfahren entwickelt, mit dem die Parameter offline geschätzt wurden. Um auch Parameterschwankungen während des Betriebs zu kompensieren, wurde ein Online-RLS-Parameterschätzverfahren implementiert, mit dem die stationäre Genauigkeit verbessert wurde.

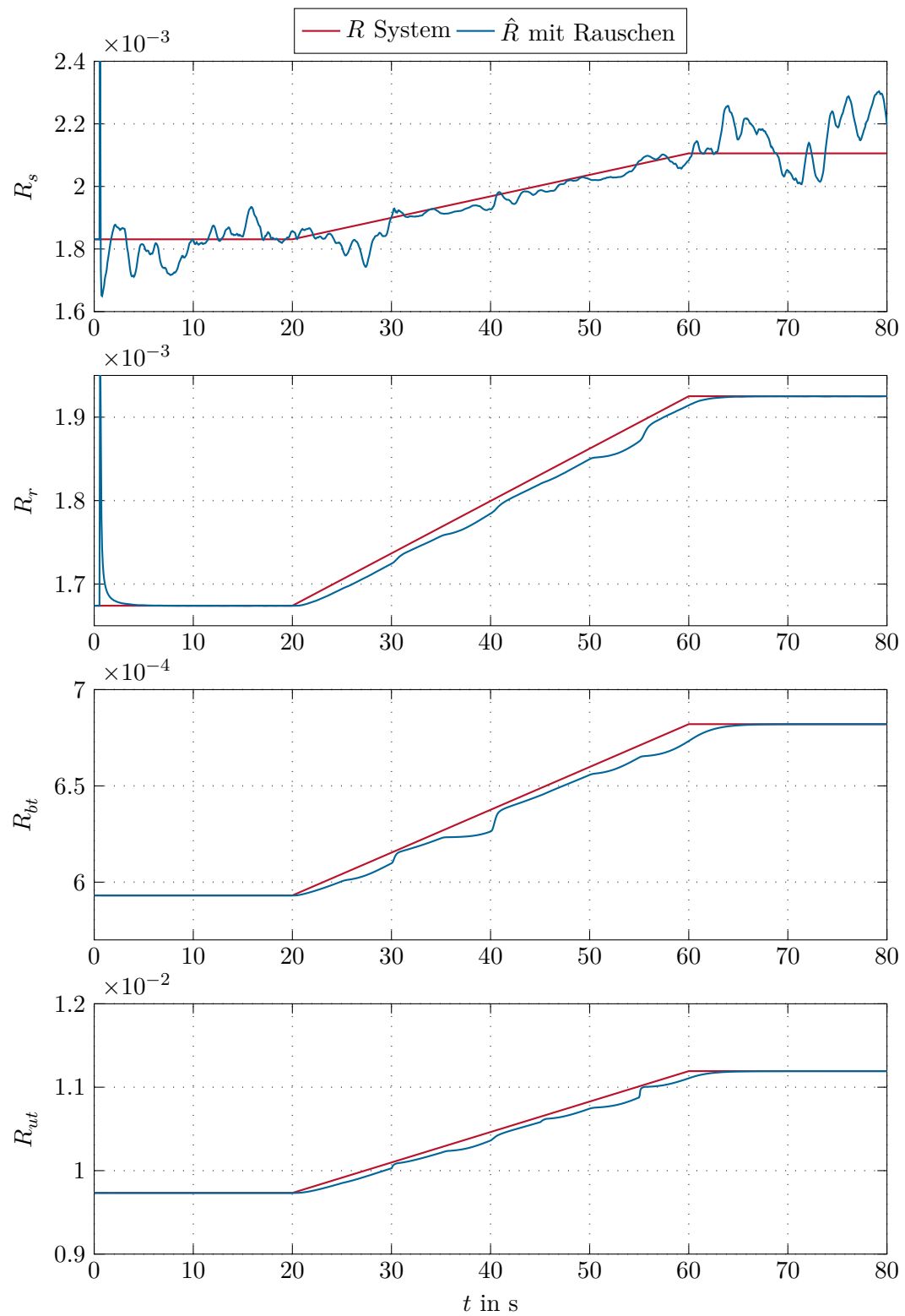


Abbildung 5.3: Widerstandsverläufe der Online-Parameterschätzung

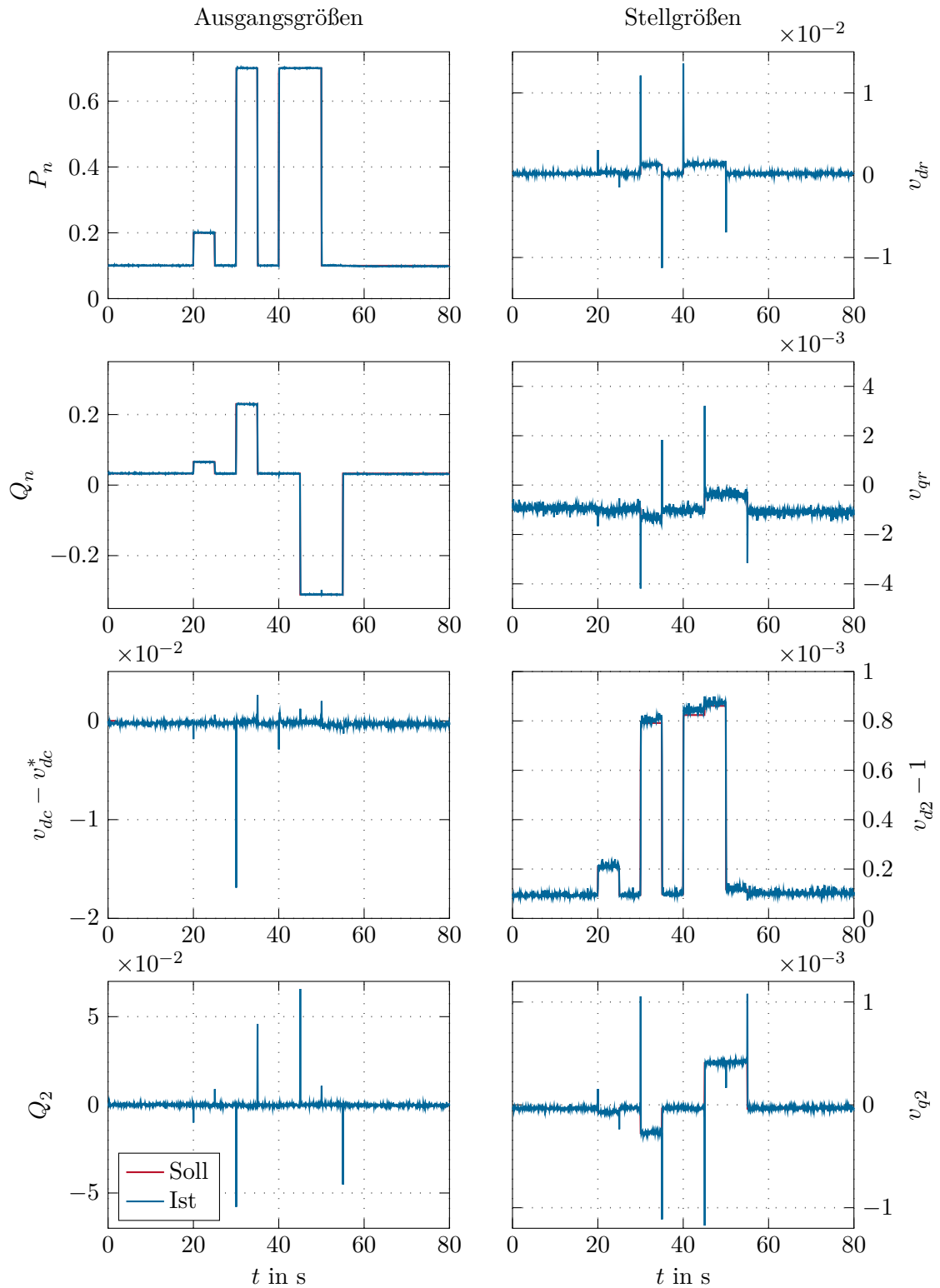


Abbildung 5.4: Ausgangs- und Stellgrößen für die Online-Parameterschätzung

6 Zusammenfassung

In Kapitel 2 wurde das mathematische Modell für das elektrische System eines drehzahlvariablen PSKW mit DGASM hergeleitet. Durch die Annahme idealer Kopplung der Transformatoren konnte die Modellordnung für das reduzierte Modell verringert werden. Dieses recheneffizientere Modell bildet die Grundlage für die suboptimal gelöste MPC, die in Kapitel 3 für zwei unterschiedliche Optimierungsaufgaben entwickelt wurde. Die erste Methode gewichtet die Abweichungen der Systemgrößen zu stationären Arbeitspunkten. Diese Arbeitspunkte werden durch Berechnung der Ruhelage für die gewünschten Ausgangsgrößen ermittelt. Bei der zweiten Methode wird direkt die Regelabweichung gewichtet. Die Evaluierung der beiden Regelungsmethoden erfolgt in Kapitel 4 für nominelle Parameter des Systems anhand von sieben definierten Testfällen.

Bereits für den Testfall 1 zeigt sich, dass die zweite Methode keine zufriedenstellende Ergebnisse liefert. Die fehlende Dynamik der Stellgrößen ist vermutlich auf die numerischen Eigenschaften der Rückwärtsintegration zurückzuführen. Jedoch konnten mit der ersten Methode sehr gute Ergebnisse für den synchronen, übersynchronen und untersynchronen Betrieb erzielt werden. Die gute Regelungsperformance zeigte sich ebenso bei dynamischen Sollvorgaben und unter dem Einfluss von Messrauschen. Zudem konnte die Einhaltung der Systembegrenzungen gezeigt werden. Das leicht verzögerte Folgeverhalten ist zum einen durch die Annahme der konstanten Sollgrößen und Systemparameter im Prädiktionshorizont und zum anderen durch die Gewichtung der Stellgrößenabweichungen zu stationären Arbeitspunkten im dynamischen Betrieb zu erklären.

Um die Robustheit gegenüber Parameterschwankungen zu bewerten, wurde in Kapitel 5 eine Parametersensitivitätsanalyse durchgeführt. Als Parameter mit den größten Auswirkungen auf die stationäre Genauigkeit konnte die Hauptinduktivität der DGASM identifiziert werden. Zur Kompensation wurden zwei Methoden implementiert. Die erste besteht aus einem Integralanteil mit Anti-Windup, um den die Sollgrößen erweitert wurden. Mit dieser Variante konnte eine gute stationäre Genauigkeit erreicht werden. Nachteilig erwies sich dabei die benötigte Zeit, um den passenden Integralanteil aufzubauen. Daher wurde für die zweite Methode ein Parameterschätzer mit einem RLS-Verfahren entwickelt. Damit wurden die Parameter offline mit einem sehr geringen relativen Fehler der Ausgangsgrößen geschätzt. Um Parameterschwankungen während des Betriebs zu kompensieren wurde ein Online-Parameterschätzer mit einem RLS-Verfahren mit Gedächtnisfaktor implementiert, mit dem geringe stationäre Regelabweichungen erzielt wurden.

In dieser Arbeit konnte aufgrund der Implementierung der MPC und des Systemmodells in MATLAB/SIMULINK die Echtzeitfähigkeit nicht getestet werden. In zukünftigen Arbeiten könnte dieser Aspekt untersucht werden, da eine Implementierung der MPC in C die Recheneffizienz erheblich steigern würde. Darüber hinaus führt vermutlich die Berücksichtigung dynamischer Sollgrößenverläufe im Prädiktionshorizont zu einem noch schnelleren Führungsfolgeverhalten der ersten Optimierungsaufgabe.

A Parameter

A.1 Parameter der Systemkomponenten

In den folgenden Tabellen A.1, A.2, A.3 und A.4 sind die nominellen Parameter der Systemkomponenten angegeben.

Parameter	Formelzeichen	Wert	Einheit
Nenn-Scheinleistung	$S_{n,a}$	182.5	MV A
Nenn-Spannung	$V_{n,a}$	15	kV
Polpaarzahl	p	7	—
Statorwiderstand	R_s	$1.831 \cdot 10^{-3}$	p.u.
Rotorwiderstand	R_r	$1.674 \cdot 10^{-3}$	p.u.
Stator-Streuinduktivität	$L_{\sigma,s}$	0.085	p.u.
Rotor-Streuinduktivität	$L_{\sigma,r}$	0.133	p.u.
Hauptinduktivität	$L_{m,a}$	1.961	p.u.

Tabelle A.1: Parameterwerte der doppelt gespeisten Asynchronmaschine

Parameter	Formelzeichen	Wert	Einheit
Nenn-Scheinleistung	$S_{n,bt}$	200	MV A
Primärseitige Nenn-Spannung	$V_{n,bt}$	380	kV
Übersetzungsverhältnis	$\ddot{u}_{bt}$	25.333	—
Primärseitiger Widerstand	R_h	$5.931 \cdot 10^{-4}$	p.u.
Sekundärseitiger Widerstand	R_n	$5.931 \cdot 10^{-4}$	p.u.
Primärseitige Streuinduktivität	$L_{\sigma,h}$	$6.387 \cdot 10^{-2}$	p.u.
Sekundärseitige Streuinduktivität	$L_{\sigma,n}$	$6.387 \cdot 10^{-2}$	p.u.
Hauptinduktivität	$L_{m,bt}$	460.308	p.u.

Tabelle A.2: Parameterwerte des Blocktransformators

Parameter	Formelzeichen	Wert	Einheit
Nenn-Scheinleistung	$S_{n,ut}$	18.75	MV A
Primärseitige Nenn-Spannung	$V_{n,ut}$	15	kV
Übersetzungsverhältnis	$\ddot{u}_{ut}$	4.546	—
Primärseitiger Widerstand	R_1	$9.733 \cdot 10^{-3}$	p.u.
Sekundärseitiger Widerstand	R_2	$9.733 \cdot 10^{-3}$	p.u.
Primärseitige Streuinduktivität	$L_{\sigma,1}$	$5.352 \cdot 10^{-1}$	p.u.
Sekundärseitige Streuinduktivität	$L_{\sigma,2}$	$5.352 \cdot 10^{-1}$	p.u.
Hauptinduktivität	$L_{m,ut}$	$2.461 \cdot 10^3$	p.u.

Tabelle A.3: Parameterwerte des Umrichtertransformators

Parameter	Formelzeichen	Wert	Einheit
Zwischenkreiskapazität	C_{dc}	3.873	p.u.
Konstante Verlustleistung	$P_{dc,v,0}$	$4.188 \cdot 10^{-4}$	p.u.
Koeffizient 1, Netzseite	$k_{ns,1}$	$3.526 \cdot 10^{-3}$	p.u.
Koeffizient 2, Netzseite	$k_{ns,2}$	$1.070 \cdot 10^{-2}$	p.u.
Koeffizient 1, Rotorseite	$k_{rs,1}$	$4.698 \cdot 10^{-4}$	p.u.
Koeffizient 2, Rotorseite	$k_{rs,2}$	$1.866 \cdot 10^{-4}$	p.u.

Tabelle A.4: Parameterwerte des Umrichters

A.2 Parameter MPC

Alle Gewichtungswerte wurden durch Simulationsstudien festgelegt. Die Werte der Gewichtungsmatrizen für die Zustände $\mathbf{Q}$, den Endkostenterm $\mathbf{S}$, den Stellgrößen $\mathbf{R}$ und deren Ableitungen $\mathbf{T}$ lauten für die Methode 1

$$\mathbf{Q} = \text{diag}(2, 2, 1, 1, 2, 1, 2, 1, 1) \quad (\text{A.1a})$$

$$\mathbf{S} = \text{diag}(2, 2, 1, 1, 2, 1, 2, 1, 80) \quad (\text{A.1b})$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}(8, 10, 0.3, 2) 10^4 \quad (\text{A.1c})$$

$$\mathbf{T} = \text{diag}(80, 100, 3, 20) \quad (\text{A.1d})$$

Die Gewichtungsfaktoren für die Ungleichungsbeschränkungen sind in Tabelle A.5 angegeben. In der Tabelle A.6 sind die Gewichtungen für die Methode 2 aufgelistet und die allgemeinen Parameter für die MPC sind in der Tabelle A.7 angegeben.

Parameter	Formelzeichen	Wert
Gewichtung 1	g_1	$12 \cdot 10^3$
Gewichtung 2	g_2	$2 \cdot 10^3$
Gewichtung 3	g_3	$2 \cdot 10^2$
Gewichtung 4	g_4	$7.5 \cdot 10^2$
Gewichtung 5	g_5	$8.5 \cdot 10^3$

Tabelle A.5: Gewichtungsfaktoren für die Ungleichungsbeschränkungen

Parameter	Formelzeichen	Wert
Endkostenterm	g_6	80
Wirkleistung	g_7	40
Blindleistung	g_8	40
Zwischenkreisspannung	g_9	1
sekundärseitige Blindleistung des UT	g_{10}	10
Ableitung Rotorspannung d-Komponente	g_{11}	0.1
Ableitung Rotorspannung q-Komponente	g_{12}	0.1
Ableitung sekundärseitige Spannung des UT d-Komponente	g_{13}	0.1
Ableitung sekundärseitige Spannung des UT q-Komponente	g_{14}	0.1

Tabelle A.6: Gewichtungsfaktoren für die Methode 2 der MPC

Parameter	Formelzeichen	Wert
Prädiktionshorizont	T_h	1.6 ms
Abtastzeit	T_a	80 μ s
Maximale Anzahl der Iterationen	N	5
Maximale Schrittweite	α_{max}	1
Minimale Schrittweite	α_{min}	$1 \cdot 10^{-9}$
Maximaler Verschiebungsfaktor	κ_{max}	40
Minimaler Verschiebungsfaktor	κ_{min}	0.025
Maximale Schrittweitentoleranz	$\varepsilon_{\alpha, max}$	0.9
Minimale Schrittweitentoleranz	$\varepsilon_{\alpha, min}$	0.1
Polynomtoleranz	ε_c	$1 \cdot 10^{-5}$
Polynomtoleranz	ε_g	$1 \cdot 10^{-7}$
Starwert Schrittweite 1	α_1	$1 \cdot 10^{-13}$
Starwert Schrittweite 3	α_3	$1 \cdot 10^{-8}$
Toleranz Kostenfunktional	ε_j	$1 \cdot 10^{-6}$

Tabelle A.7: Parameterwerte für die MPC

Literatur

- [1] A. Hodder, „Double-fed asynchronous motor-generator equipped with a 3-level VSI cascade“, Diss., EPFL, Lausanne, Schweiz, 2004.
- [2] E. Schmidt, J. Ertl, A. Preiss, R. Zensch, R. Schürhuber und J. Hell, „Simulation of steady-state and transient operational behaviour of variable-speed motor-generators of hydro power plants“, in *Proceedings of the IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, Ontario, Kanada, 2011, S. 607–611.
- [3] M. Valavi und A. Nysveen, „Variable-speed operation of hydropower plants: past, present, and future“, in *Proceedings of the XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Lausanne, Schweiz, 2016, S. 640–646.
- [4] Y. Pannatier, C. Nicolet, B. Kawkabani, J.-J. Simond und P. Allenbach, „Dynamic behavior of a 2 variable speed pump-turbine power plant“, in *Proceedings of the 18th International Conference on Electrical Machines*, Vilamoura, Portugal, 2008, S. 1–6.
- [5] Y. Pannatier, B. Kawkabani, C. Nicolet, J. J. Simond, A. Schwery und P. Allenbach, „Investigation of control strategies for variable-speed pump-turbine units by using a simplified model of the converters“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 57, Nr. 9, S. 3039–3049, 2010.
- [6] M. A. Bidgoli, H. A. Mohammadpour und S. M. T. Bathaee, „Advanced vector control design for DFIM-based hydropower storage for fault ride-through enhancement“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Jg. 30, Nr. 4, S. 1449–1459, 2015.
- [7] Z. Guopeng, Z. Qiang, R. Jiyun, S. Xiaofang und H. Minxiao, „Modelling and control of doubly fed variable-speed pumped storage units for grid power regulation“, *The Journal of Engineering*, Jg. 2017, Nr. 13, S. 745–750, 2017.
- [8] U. Nasir, Z. Iqbal, M. T. Rasheed und H. Minxiao, „Active and reactive power control of a variable speed pumped storage system“, in *Proceedings of the IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, Rom, Italien, 2015, S. 6–11.
- [9] M. Soliman, O. Malik und D. Westwick, „Ensuring fault ride through for wind turbines with doubly fed induction generator: a model predictive control approach“, *IFAC Proceedings Volumes*, Jg. 44, Nr. 1, S. 1710–1715, 2011.
- [10] A. A. Z. Diab, „Model predictive direct power control of rotor side converter for DFIGs driven by variable speed wind turbines“, in *Proceedings of the 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives (IWED)*, Moskau, Russland, 2018, S. 1–6.

- [11] S. Yan, A. Zhang, H. Zhang, J. Wang und B. Cai, „Optimized and coordinated model predictive control scheme for DFIGs with DC-based converter system“, *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, Jg. 5, Nr. 4, S. 620–630, 2017.
- [12] X. Wang und D. Sun, „Three-vector-based low-complexity model predictive direct power control strategy for doubly fed induction generators“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 32, Nr. 1, S. 773–782, 2017.
- [13] R. H. Park, „Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I“, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Jg. 48, Nr. 3, S. 716–727, 1929.
- [14] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff und S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*, 3rd ed. New York, USA: Wiley-IEEE Press, 2013.
- [15] P. Kundur, *Power system stability and control*. New York, USA: McGraw-Hill Education, 1994.
- [16] J. Schmidt, W. Kemmetmüller und A. Kugi, „Modeling and static optimization of a variable speed pumped storage power plant“, *Renewable Energy*, Jg. 111, S. 38–51, 2017.
- [17] G. Abad, J. López, M. A. Rodríguez, L. Marroyo und G. Iwanski, *Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation applications*. New Jersey, USA: Wiley-IEEE Press, 2011.
- [18] S. Dieckerhoff, S. Bernet und D. Krug, „Power loss-oriented evaluation of high voltage IGBTs and multilevel converters in transformerless traction applications“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 20, Nr. 6, S. 1328–1336, 2005.
- [19] K. Graichen und B. Käpernick, „A real-time gradient method for nonlinear model predictive control“, in *Frontiers of Model Predictive Control*, InTech, 2012.
- [20] M. Diehl, R. Findeisen, F. Allgower, H. G. Bock und J. P. Schlöder, „Nominal stability of real-time iteration scheme for nonlinear model predictive control“, *IEEE Proceedings - Control Theory and Applications*, Jg. 152, Nr. 3, S. 296–308, 2005.
- [21] T. Ohtsuka, „A continuation/GMRES method for fast computation of nonlinear receding horizon control“, *Automatica*, Jg. 40, Nr. 4, S. 563–574, 2004.
- [22] B. Käpernick und K. Graichen, „The gradient based nonlinear model predictive control software GRAMPC“, in *Proceedings of the European Control Conference (ECC)*, Straßburg, Frankreich, 2014, S. 1170–1175.
- [23] R. Plato, *Numerische Mathematik kompakt*, 4., aktualisierte Auflage. Wiesbaden, Deutschland: Vieweg+Teubner Verlag / GWV Fachverlage GmbH, 2010.
- [24] T. Arens, F. Hettlich, C. Karpfinger, U. Kockelkorn, K. Lichtenegger und H. Stachel, *Mathematik*, 3. Aufl. 2015. Berlin, Heidelberg, Deutschland: Springer Berlin Heidelberg Imprint: Springer Spektrum, 2015.
- [25] R. Hanus, M. Kinnaert und J.-L. Henrotte, „Conditioning technique, a general anti-windup and bumpless transfer method“, *Automatica*, Jg. 23, Nr. 6, S. 729–739, 1987.

-
- [26] W. Kemmetmüller und A. Kugi, *Skriptum zur Vorlesung Regelungssysteme 1 (WS 2017/2018)*, Institut für Automatisierungs-und Regelungstechnik (ACIN), TU Wien, 2017.
 - [27] L. Ljung, *System identification*, 2. ed., 11. print. New Jersey, USA: Prentice Hall PTR, 2009.
 - [28] S. Orfanidis, *Introduction to signal processing*. New Jersey, USA: Prentice Hall, 1996.
 - [29] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*, 4. Aufl. 2015. Berlin, Heidelberg, Deutschland: Springer Berlin Heidelberg Imprint: Springer Vieweg, 2015.

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass die vorliegende Arbeit gemäß dem Code of Conduct – Regeln zur Sicherung guter wissenschaftlicher Praxis (in der aktuellen Fassung des jeweiligen Mitteilungsblattes der TU Wien), insbesondere ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel, angefertigt wurde. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet. Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder in ähnlicher Form in anderen Prüfungsverfahren vorgelegt.

Wien, im Juni 2018

René Lenz