

**Gemeinsamer Abschlussbericht für das
Verbundvorhaben:
Ganzheitliche digitale Zwillingstechnologie für
das Energiesystem - e-TWINS**

01.01.2020 - 30.06.2023

FKZ:

| | |
|-----------------------|------------|
| TU München | 03EI6020-A |
| Hochschule München | 03EI6020-B |
| ZSW Baden-Württemberg | 03EI6020-C |
| MesH Engineering GmbH | 03EI6020-D |

Gefördert durch:



Bundesministerium
für Wirtschaft
und Klimaschutz

aufgrund eines Beschlusses
des Deutschen Bundestages

Die Verantwortung für den Inhalt dieser Veröffentlichung liegt bei den Autoren:
Abhinav Anand, Carlo L. Bottasso, Robert Braunbehrens, Christoph Hackl, Anton Kaifel,
Omar Kamel, Joaquín Klee Barillas, Matthias Kretschmer, Jonas Petzschmann, Zhao Song,
Katharina Strecker, Andre Thommessen

Inhaltsverzeichnis

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | Teil I | 12 |
| 1 | Überblick und Projektziele | 12 |
| 2 | Stand der Technik und Innovation | 13 |
| 2.1 | Wind | 14 |
| 2.2 | Netz | 16 |
| 2.3 | Batterie | 17 |
| 2.4 | Solar | 18 |
| 2.5 | Ökonomie | 18 |
| 3 | Arbeitspakete | 19 |
| 2 | Teil II | 22 |
| 1 | Referenzszenarien | 22 |
| 2 | Digitale Zwillinge – Framework und Infrastruktur | 24 |
| 2.1 | Herausforderungen in der Applikation von Digitalen Zwillingen | 24 |
| 2.2 | Anforderungen an das Software-Framework | 25 |
| 2.3 | Aufbau und Eigenschaften des Software-Frameworks | 25 |
| 2.4 | Implementierung des Software-Frameworks | 31 |
| 3 | Ganzheitliche Zwillingstechnologie | 35 |
| 3.1 | Schlüsseltechnologien zur Ermöglichung von Digitalen Zwillingen | 35 |
| 3.2 | Digitales Zwillingssystem: Definition und Konzept | 38 |
| 3.3 | System von digitalen Zwillingssystemen: Definition und Konzept | 40 |
| 4 | Digitale Zwillinge auf Kraftwerks-, Anlagen- und Komponentenebene | 42 |
| 4.1 | Virtuelle Sensoren zur Schätzung der Lasten und Schäden im Antriebss- trang | 43 |
| 4.2 | Generator- und netz-seitige Modellierung, Identifikation und Regelung | 56 |
| 4.3 | Windparkströmungsschätzer | 109 |
| 4.4 | Photovoltaik | 113 |
| 4.5 | Batteriemodell | 120 |
| 5 | Anwendung und Demonstration | 126 |
| 5.1 | Referenzszenario 1: Ökonomischer Kraftwerkseinsatz (Economic dispatch) | 126 |
| 5.2 | Referenzszenario 2: Trägheitsemulation (Inertia emulation) | 142 |
| 5.3 | Referenzszenario 3: Lastoptimierte Windparkregelung (Lifetime aware wind farm control) | 158 |
| 6 | Fazit und Ausblick | 163 |

Verbundpartner

- Technische Universität München TUM, Lehrstuhl für Windenergie (LWE)
Prof. Dr. Carlo L. Bottasso
Boltzmannstraße 15 85748 Garching b. München
089 289 16680
carlo.bottasso@tum.de
- Hochschule München (HM), Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Labor für mechatronische und regenerative Energiesysteme (LMRES)
Prof. Dr.-Ing. habil. (TUM) Christoph M. Hackl
80335 München
089 1265 3417
christoph.hackl@hm.edu
- Zentrum für Sonnenenergie- und Wasserstoff-Forschung Baden-Württemberg (ZSW)
Anton Kaifel
Meitnerstraße 1, 70563 Stuttgart,
0711 7870 238
anton.keifel@zsw-bw.de
- MesH Engineering GmbH
Stefan Hauptmann
Wankelstrasse 3 D-70563 Stuttgart
0711 686 8818 26
stefan.hauptmann@mesh-engineering.de

Liste der Abkürzungen

| | |
|-------|---|
| CFD | Computational Fluid Dynamics |
| CM | Control Module |
| DEL | Damage Equivalent Load |
| DFIM | Doubly-Fed Induction Machine |
| DLC | Design Load Case |
| DTS | Digital Twin System |
| SDTS | System of Digital Twin Systems |
| EESM | Elektrisch-erregte Synchronmaschine |
| ETM | Extreme Turbulence Model |
| FAO | Frequency Adaptive Observer |
| FEM | Finite Elemente Methode |
| FFR | Fast Frequency Response |
| HM | Hochschule München |
| HRM | Holistic Reporting Module |
| IBR | Inverter-based Resource |
| IoT | Internet der Dinge (Internet-of-things) |
| LES | Large Eddy Simulation |
| LIDAR | Light Detection and Ranging |
| LUT | Lookup-Tabelle |
| LSS | Low-Speed Shaft |
| MKS | Mehrkörpersystem |
| MPPT | Maximum Power Point Tracking |
| NEP | Netzeinspeisepunkt |
| NTM | Normal Turbulence Model |
| OFTC | Optimal Feedforward Torque Control |
| ORRC | Optimal Reference Current Calculation |
| PCC | Point of Common Coupling |
| PMU | Phasor Measurement Unit |
| PV | Photovoltaik |

QP Quadratisches Problem
RoCoF Rate of Change of Frequency
ROM Reduced-Order Model
SCADA Supervisory Control and Data Acquisition
SDTS System of Digital Twin Systems
SM Synchronous Machine
SQP Sequential Quadratic Programming
SRM Simplified Reporting Module
SVM Space Vector Modulation
TUM Technische Universität München
VSM Virtual Synchronous Machine
WEA Windenergieanlage
WECS Wind Energy Conversion System
WRF Weather Research and Forecasting Model

Abbildungsverzeichnis

| | | |
|----|--|----|
| 1 | Die Realität eines Energiesystems wird durch eine Sammlung von miteinander verbundenen digitalen Zwillingen virtuell gespiegelt. | 15 |
| 2 | Arbeitsplan. | 19 |
| 3 | Aufteilung von Eclipse Ditto in Docker Container. Blau: Kernfunktionen von Ditto, Grün: Container, die zwar Teil von Ditto sind, aber aus externen Projekten stammen (Quelle: https://eclipse.dev/ditto/1.0/architecture-overview.html). | 31 |
| 4 | Aufbau und Komponenten des Software-Frameworks. | 32 |
| 5 | Beispiel eines mit Grafana erstellten Dashboards für die Visualisierung der Daten aus dem Software-Framework. | 34 |
| 6 | Kernkonzept des digitalen Zwillings. | 38 |
| 7 | Digitales Zwillingssystem (DTS), das aus digitalem Zwilling und physikalischer Anlage besteht. Der grüne Kasten stellt die Grenze für den digitalen Zwilling dar, der aus einem virtuellen Modell seines physischen Gegenstücks, Daten (Speicher) und Services besteht. Die Verbindungen werden durch Pfeile dargestellt. | 39 |
| 8 | Visualisierung eines Systems von digitalen Zwillingssystemen (SDTS). | 41 |
| 9 | Workflow zum Aufbau des Verfahren der Schätzung von DELs. | 44 |
| 10 | Statistics of DELs. | 45 |
| 11 | Verlustfunktionsverlauf vom neuronalen Netz (exemplarisch). | 46 |
| 12 | Probabilistische Verteilung der vorhergesagten DELs jedes der untersuchten Algorithmen [1]. | 47 |
| 13 | Qualitative Antwort des virtuellen Sensors gemäß Gleichung (4). | 48 |
| 14 | Gray-Box-Modell im Einsatz mit einem Beispiel für ein neuronales Netz. | 50 |
| 15 | Workflow zur Datengenerierung für den vorgeschlagenen Ansatz. | 50 |
| 16 | 2D-Skizze des Getriebemodells mit Darstellung der Lager der Ritzelwelle. | 51 |
| 17 | Statistischer Boxplot von DLC 1.2 für verschiedene Windgeschwindigkeiten und Gierbedingungen der normierten Output-Größe $F_{PS,F,x}$ [Farbcodierung: Simpack Referenz, Lineares Zustandsraummodell, Lineares Zustandsraummodell erweitert mit neuronalem Netz (Vorgeschlagener Ansatz)]. | 52 |
| 18 | Korrelation zwischen Schätzungen und Referenzsignalen für 2 DLCs, die x-Achse stellt das Referenzsignal und die y-Achse die Schätzungen des virtuellen Sensors dar. | 53 |
| 19 | Schätzung vs. Grundwahrheit im Zeitbereich. DLC 1.2, $\bar{v}_w = 9 \frac{m}{s}$ | 54 |
| 20 | Leistungsspektraldichte der Schätzung im Vergleich zur Grundwahrheit. | 55 |
| 21 | Aufbau des maschinenseitigen Prüfstands im LMRES mit Prüfling (DFIM, rechte vordere graue Maschine), Last (PMSM, linke vordere rote Maschine), Drehmomentsensor (mittig, blau) und Schaltschränken (Hintergrund) bzw. mit Ansicht eines geöffneten Schaltschranks (rechts), in dem das Realzeitsystem (dSPACE, oben) und zwei Umrichter (darunter) verbaut sind. | 56 |
| 22 | Aufbau des netzseitigen Prüfstands im LMRES mit 1. Spitzenberger Spies Netzemulator; 2. dSPACE-SCALEXIO Echtzeitsystem; 3. LCL-Filter; 4. Zweistufiger SEW-Umrichter und 5. Host-Rechner. | 57 |
| 23 | Elektrisches Ersatzschaltbild einer Windenergieanlage mit doppelt-gespeister Asynchronmaschine (doubly-fed induction machine, DFIM), Rotor-seitigem Umrichter (rotor-side inverter, RSI), DC-Zwischenkreis (DC-link), netz-seitigem Umrichter (grid-side inverter, GSI), Netzfilter (LCL-filter) und Netzanschlusspunkt (Point of Common Coupling, PCC). | 59 |

| | | |
|----|--|----|
| 24 | Nichtlineare magnetische Rotor-seitige Flussverkettung ψ_r^{dq} im Statorspannungsorientierten dq -Koordinatensystem, d. h. $u_s^q = 0$, der realen DFIM mit Tangentialebene [■] in einem beispielhaften Arbeitspunkt \bar{i}_r^{dq} [■]. | 61 |
| 25 | Nichtlineare quasi-stationäre differenzielle Induktivitäten bzw. Einträge der Matrix $\tilde{\mathcal{L}}_r^{dq}(i_r^{dq})$ der realen DFIM mit einem beispielhaften Arbeitspunkt \bar{i}_r^{dq} [■]. | 62 |
| 26 | Stromortskurven für verschiedene Drehmomente mit den Quadriken $\bar{\mathbb{L}}_{s,Cu}$ [---], $\bar{\mathbb{L}}_{r,Cu}$ [---], $\bar{\mathbb{L}}_{Cu}$ [—], $\bar{\mathbb{T}}$ [—], $\partial\bar{\mathbb{L}}_s$ [—], $\partial\bar{\mathbb{L}}_r$ [—], $\overline{\text{MTPL}}_{Cu}$ [—], $\overline{\text{MTPC}}_r$ [—], dem zulässigen Betriebsbereich $\bar{\mathbb{S}} := \bar{\mathbb{L}}_s \cap \bar{\mathbb{L}}_r$ [■] und dem Soll-Rotorstromvektor $i_{r,\text{ref}}^{dq}$ [★]. | 64 |
| 27 | DFIM-Betriebsmanagement für <i>Optimal Feedforward Torque Control</i> (OFTC). | 65 |
| 28 | Bei 30 % Schlupf (über-synchroner Betrieb der DFIM): (a) OFTC-Wirkungsgrad $\eta_{\text{OFTC}} := \frac{p_s + p_r}{p_m}$ mit unzulässigem Betriebsbereich [■], Betriebsbereich der MTPL_{Cu} Stragie [■] und Betriebsbereich der $\text{MC}_{r,\text{ext}}$ Stragie [■], sowie Wirkungsgrad konventioneller Drehmoment-Vorsteuerung mit $i_s^q = 0$ bzw. $i_r^q = 0$, und (b) Steigerung des Wirkungsgrads $\Delta\eta := \eta_{\text{OFTC}} - \eta_{i_s^q=0/i_r^q=0}$ | 66 |
| 29 | Ersatzschaltbild der doppelt-gespeisten Asynchronmaschine (DFIM) mit Eisenverlusten im quasi-stationären Zustand, d. h. $\frac{d}{dt}\psi^{dq} = \frac{d}{dt}i^{dq} = \mathbf{0}_2$ | 69 |
| 30 | Leerlaufmessungen: Induzierte Statorspannung im nach dem Rotor (Encoder) ausgerichteten dq -Koordinatensystem. | 70 |
| 31 | Leerlaufmessungen: Amplitude \hat{u}_s und Winkel $\phi_{u_s}^{dq}$ der induzierten Statorspannung u_s^{dq} im nach dem Rotor (Encoder) ausgerichteten dq -Koordinatensystem, sowie Ausrichtungsfehler $\Delta\phi_{u_s}^{dq} = n_p\Delta\phi_{\text{enc}}$, Drehmomentbetrag $ m_m $, approximiertes Reibungsdrehmoment m_f anhand von Messungen ohne Rotorstrom ($i_r^d = 0$) und approximiertes (Stator-seitiges) Eisenverlustdrehmoment $m_{s,\text{Fe}} = m_m - m_f$. Kreuze bzw. Kreise markieren die Messpunkte für positive ω_m^+ bzw. negative Drehrichtung ω_m^- ; Dreiecke markieren Mittelwerte über Messpaare mit gleichem Drehzahlbetrag aber unterschiedlicher Drehrichtung, d. h. $ \omega_m^+ = \omega_m^- $ | 71 |
| 32 | Leerlaufmessungen: (Stator-seitige) Eisenverlustleistung $p_{s,\text{Fe},L}$, Eisenwiderstand $R_{s,\text{Fe}}$ und Eisenstrom $\hat{i}_{s,\text{Fe}}$ wobei m_m hier das elektromagnetische (reibungsfreie) Drehmoment bezeichnet (entspricht $m_{s,\text{Fe}}$ in Abb. 31). | 72 |
| 33 | Leerlaufmessungen: Beispielhaftes Zeigerdiagramm für positive (links) und negative (rechts) Drehzahlen bei einem Encoder Ausrichtungsfehler $\Delta\phi_{\text{enc}}$ (bei offenen Storklemmen). | 73 |
| 34 | Flusskartenmessungen: (a) Eingeprägte Rotorstrompaare $i_r^{dq} = (i_r^d, i_r^q)^\top$ (schwarze Messpunkte) mit der Rotorstromgrenze (magenta), der Statorstromgrenze (rot), der Hintergrundfarbe bestimmt durch die Statorstromamplitude \hat{i}_s und roten Kreuzen bei den Messpunkten, bei denen die Hysteresetemperaturregelung aktiv ist (vgl. grüne Bereiche in Abb. 36); (b) Beispielhafte Flusskarte für die Rotor-seitige d -Komponente mit schwarzen Messpunkten und Inter-/Extrapolation. | 75 |
| 35 | Flusskartenmessungen: Beispielhafter Messzyklus für das Rotorstrompaar $i_{r,\text{ref}}^{dq} = (16, -2)^\top \text{ A}$ mit dem Messfenster im Arbeitspunkt [■] und vier weiteren Messfenstern [■] mit kleinen Stromänderungen zur Bestimmung der differentiellen Induktivitäten. Die roten Bereiche [■] markieren die aktive Temperaturkompensation (in diesem Fall Heizphasen). Am Ende des Rotor- bzw. Stator-seitigen Temperaturzyklus mit Periodendauer $T_{r,\vartheta}$ bzw. $T_{s,\vartheta}$ stimmen die RMS-Ströme $\hat{i}_{r,\text{rms}}$ bzw. $\hat{i}_{s,\text{rms}}$ mit den Sollwerten $\hat{i}_{r,\text{ref},\vartheta}$ bzw. $\hat{i}_{s,\text{ref},\vartheta}$ überein. | 76 |

| | | |
|----|--|----|
| 36 | Flusskartenmessungen: Mess- und Sollwert der Statortemperatur sowie grüne Bereiche, in denen die Hystereseregung aktiv ist (vgl. rote Kreuze in Abb. 34). | 77 |
| 37 | Flusskartenmessungen: Auswahl der Heizströme für den Stator $\hat{i}_{s,\text{ref,heat}}$ (Stator heating current) und für den Rotor $\hat{i}_{r,\text{ref,heat}}$ (Rotor heating current) für zeiteffiziente Temperaturkompensation im Optimum (Solution) anhand des maximalen worst-case Heizzeit- bzw. Kühlzeitverhältnisses $\frac{T_{\text{comp}}}{T_{\vartheta}}$ (Compensation time), vgl. [(34)–(35)]. Die beiden für die Temperaturkompensation kritischen Fälle (i) Heizen des Stators (Stator Heating) bei gleichzeitigem Kühlen des Rotors (Rotor Cooling) sowie (ii) Heizen des Rotors (Rotor Heating) bei gleichzeitigem Kühlen des Stators (Stator Cooling) führen zu den für die Optimierung relevanten Kompensationszeiten $T_{s,\text{heat}}, T_{r,\text{cool}}, T_{r,\text{heat}}, T_{s,\text{cool}}$, vgl. [(36)–(37)]. | 81 |
| 38 | Holistische Flusskartenmessungen: Eingeprägte Stromkombinationen $(i_s^d, i_s^q, \hat{i}_r)$ (schwarze Messpunkte) mit der Statorstromgrenze (rot), der unteren/oberen Netzspannungsgrenze (grün/blau), der Nennspannung (magenta) sowie der Hintergrundfarbe bestimmt durch die Statorspannungsamplitude \hat{u}_s . | 85 |
| 39 | Holistische Flusskartenmessungen: Beispielhafte Flusskarten für die Stator-seitige d -Komponente mit schwarzen Messpunkten und Inter-/Extrapolation. Die magentafarbene Linie ergibt sich aus der Transformation der Nennflusskarten von Statorspannungsorientierung in Rotorstromorientierung. | 86 |
| 40 | Holistische Flusskartenmessungen: Beispielhafte Flusskarten für die Stator-seitige q -Komponente mit schwarzen Messpunkten und Inter-/Extrapolation. Die magentafarbene Linie ergibt sich aus der Transformation der Nennflusskarten von Statorspannungsorientierung in Rotorstromorientierung. | 87 |
| 41 | Holistische Flusskartenmessungen: Beispielhafte Karten der differentiellen Stator-seitigen d -Induktivität mit schwarzen (Mess-)Stützpunkten und Inter-/Extrapolation. Die magentafarbene Linie ergibt sich aus der Transformation der Nenninduktivitätskarten von Statorspannungsorientierung in Rotorstromorientierung. | 88 |
| 42 | Holistische Flusskartenmessungen: Beispielhafte Karten der differentiellen Koppelinduktivität zwischen Stator-seitiger q - und Rotor-seitiger d -Komponente mit schwarzen (Mess-)Stützpunkten und Inter-/Extrapolation. Die magentafarbene Linie ergibt sich aus der Transformation der Nenninduktivitätskarten von Statorspannungsorientierung in Rotorstromorientierung. | 89 |
| 43 | Holistische Flusskartenmessungen: Beispielhafte Karten der differentiellen Rotor-seitigen q -Induktivität mit schwarzen (Mess-)Stützpunkten und Inter-/Extrapolation. Die magentafarbene Linie ergibt sich aus der Transformation der Nenninduktivitätskarten von Statorspannungsorientierung in Rotorstromorientierung. | 90 |
| 44 | Die Gesamtstruktur des Frequenz-adaptiven Beobachters (FAO). | 92 |
| 45 | Blockdiagramm des DC-Integrators (DCI) zur Schätzung des DC-Offsets. | 92 |
| 46 | Blockdiagramm der mSOGI zur Schätzung der ν -ten Oberschwingung. | 93 |
| 47 | Wurzelortskurve der ν -ten mSOGI und sSOGI. | 93 |
| 48 | Modifikationen der mFLL: (links) Vorzeichen- und Schwellwert-korrekte Frequenzanpassung und (rechts) Ratenlimitierung der Frequenzanpassung. | 94 |
| 49 | Experimentelle Ergebnisse des vorgeschlagenen FAOs im Vergleich zu anderen Verfahren unter Frequenz- und Amplitudenänderungen (nur Grundschwingung $\nu = 1$): FAO mit langsam parametrisierten mSOGIs [—], FAO mit schnell parametrisierten mSOGIs [—], sSOGI [—] und ANF [—]. | 95 |
| 50 | Experimentelle Ergebnisse des FAOs unter Frequenz- und Amplitudenänderungen ($\nu = 10$). FAO mit langsam parametrisierten mSOGIs [—], sSOGI [—] und ANF [—]. | 96 |

| | | |
|----|---|-----|
| 51 | Elektrisches Netzwerks eines netzseitigen Umrichters mit LCL-Filter am Netzeinspeisepunkt [engl. „Point of Common Coupling (PCC)“]. | 97 |
| 52 | Messergebnisse des Closed-Loop-Experiments zur Stromzustandsregelung mit Frequency Adaptive Observer (Signale von oben nach unten): Netzspannungen \mathbf{u}_g^{abc} (z.T. fehlerbehaftet und mit Harmonischen), geschätzte Netzfrequenz f_g , netzseitiger Wirkstrom i_g^d , netzseitiger Blindstrom i_g^q , (normierte) netzseitige Umrichterreferenzspannungen $u_{f,ref}^d$ & $u_{f,ref}^q$ und Zwischenkreisspannung u_{dc} | 99 |
| 53 | Umrichter mit geteilter Kapazität, dem LC-Filter und der Gleichtaktdrossel. | 100 |
| 54 | Modulationsraum der 3D-SVM mit exemplarischem Referenzvektor (rot), Modulationswürfel (a), aufgespannt von den acht Raumvektoren (gestrichelt), und Darstellung der Projektionen auf die (α, β) -Ebene (b), (β, γ) -Ebene (c) und (α, γ) -Ebene (d). | 102 |
| 55 | Blockdiagramm der vorgeschlagenen PI-Zustandsregelung mit 3D-SVM für die betrachtete netzseitige Umrichtertopologie mit geteiltem Zwischenkreis. | 104 |
| 56 | Vergleichende Simulationsergebnisse des vorgeschlagenen LQR-Reglers mit 3D-SVM [—] und einer konventionellen PI-Regelung mit PWM [—] (Signale von oben nach unten): Netzspannungen u_g^a [—], u_g^b [—] und u_g^c [—]; Filterströme i_f^d bzw. i_f^q (Referenzströme [---]); γ -Spannungskomponente u_{cf}^γ und Referenzspannungsamplitude $\ \mathbf{u}_f^{\alpha\beta\gamma}\ $ (mit Spannungsgrenzen für 3D-SVM [---] und PWM [---]). | 104 |
| 57 | N parallel geschaltete Umrichter-LC-Filter Systeme mit Anbindung an das Netz. | 106 |
| 58 | Modularer Modellierungsansatz der parallel geschalteten Umrichtersysteme für das System an digitalen Zwillingssystemen (SDTS). | 108 |
| 59 | Validierung des Systems von digitalen Zwillingssystemen der parallel geschalteten netzseitigen Umrichter mit geteiltem Zwischenkreis. | 108 |
| 60 | Initiales CFD-generiertes heterogenes Strömungsfeld (a), datengetriebenes, gelerntes Korrekturfeld (b), kombiniertes, resultierendes Strömungsfeld (c). Alle Ergebnisse gelten für westliche Windrichtung. | 109 |
| 61 | WRF-berechnetes Windgeschwindigkeitsfeld in der Nähe des Standorts Anholt für Windrichtungen von $240 \text{ Grad} \pm 5 \text{ Grad}$ in Nabenhöhe unter instabilen Bedingungen ohne Berücksichtigung der Windenergieanlagen. Die Speedup-Faktoren beziehen sich auf den Mittelwert der ersten Reihe. Die Koordinatenrichtung η ist senkrecht zur Windrichtung | 110 |
| 62 | Vergleich von CFD-Strömungssimulation (a) und dem entwickelten dynamischen Nachlaufmodell (b) | 112 |
| 63 | PV-System mit bifazialen PV-Modulen. PV-Generator (a), Wechselrichter u. Messtechnik (b) | 114 |
| 64 | Messtechnischer Aufbau | 115 |
| 65 | Eindiodenmodell eines PV-Moduls. | 115 |
| 66 | Darstellung des nRMSE des physikalischen Modells für den monofazialen Strang (links) und den bifazialen Strang (rechts) in Abhängigkeit des Azimut-Winkels und der POA-Einstrahlung. | 117 |
| 67 | Darstellung des nRMSE des datengetriebenen Modells für den monofazialen Strang (links) und den bifazialen Strang (rechts) in Abhängigkeit des Azimut-Winkels und der POA-Einstrahlung | 118 |
| 68 | Hybrider Modellierungsansatz. | 118 |
| 69 | Darstellung des nRMSE des hybriden Modells für den monofazialen Strang (links) und den bifazialen Strang (rechts) in Abhängigkeit des Azimut-Winkels und der POA-Einstrahlung | 119 |

| | | |
|----|---|-----|
| 70 | nRMSE für unterschiedliche Modellierungsansätze und Eingangsdaten | 120 |
| 71 | Schematische Darstellung des Einzellzellmodells. | 122 |
| 72 | Spannungsverlauf der Batteriezelle während der Charakterisierungsmessung. . . | 123 |
| 73 | Strom-, Temperatur- und Wärmestromverlauf während der thermischen Impedanzspektroskopie. | 123 |
| 74 | Vergleich der Batteriezellspannung zwischen dem digitalen Zwilling und den Messdaten der entsprechenden Batteriezelle für ein dynamisches Belastungsprofil. 124 | |
| 75 | Vergleich der Batteriezellspannung zwischen dem optimierten digitalen Zwilling und den Messdaten der entsprechenden Batteriezelle für ein dynamisches Belastungsprofil. | 125 |
| 76 | Betrachtete Marktphasen der Kurzfristmärkte | 127 |
| 77 | Sequenzdiagramm des Prozessablaufs zum Szenario Economic Dispatch. Die Erzeugungsprognosen werden auf der Basis von lokalen Wettervorhersagen durch den digital Zwilling auf der Ebene <i>Plant</i> erzeugt. Anschließend werden auf der Ebene <i>Grid</i> die gepoolten Anlagen vermarktet und anschließend aktiv gesteuert. 128 | |
| 78 | Vergleich zwischen Marktgebot und produzierter Energie. Der grüne Bereich zeigt eine Überproduktion, der rote Bereich eine Unterproduktion bzgl. des Marktgebotes an. | 129 |
| 79 | Ensemble-Methode für das Training mehrerer Neuronaler Netze für einen längeren Prognosehorizont. Jede Vorhersagestunde wird dabei von vier Netzen abgedeckt. | 130 |
| 80 | Prozess zur Erzeugung der Windprognose auf Basis von lokaler Wetterprognose. 131 | |
| 81 | Probabilistische Day-Ahead-Preis-Prognose mit repräsentativen Szenarien (Vgl. Ausführungen in Abschnitt 5.1.6). | 131 |
| 82 | Erzeugung von repräsentativen Szenarien aus probabilistischer Vorhersage zur Nutzung in stochastischer Optimierung. | 134 |
| 83 | Schematische Darstellung des eingesetzten Windparkreglers zur Nachführung des optimalen Windpark-Sollwertes durch den BKV [2]. | 136 |
| 84 | Verläufe der Erzeugungsleistung des Windparks (oben), der Lade- und Entladeleistungen des Batteriespeichers (mitte) und des Batteriespeicherzustands über den Tagesverlauf für die Varianten <i>nwp</i> (blau), <i>deter</i> (orange) und <i>proba</i> (grün). Zusätzlich zu den realen Produktionsverläufen (<i>gen</i>), die mit einer durchgezogenen Linie dargestellt sind, wird auch die Leistungsvorgabe (<i>sp</i>) durch den BKV mit einer gestrichelten Linie gezeigt. | 139 |
| 85 | Initiales und finales Marktgebot für jeden Lieferviertelstunde für die drei Varianten <i>nwp</i> (oben), <i>deter</i> (mitte) und <i>proba</i> (unten). Das initiale Marktgebot umfasst die Day-Ahead-Vermarktung sowie die erste Korrektur am Intradaymarkt vor dem Lieferzeitpunkt. Das finale Marktgebot enthält zusätzlich die Korrekturen über den Tagesverlauf. | 140 |
| 86 | Differenz zwischen der letzter Erzeugungsprognose vor Marktschließung und letzter Erzeugungsprognose vor dem Lieferzeitpunkt (<i>dFC</i>) für die drei Varianten <i>nwp</i> (oben), <i>deter</i> (mitte) und <i>proba</i> (unten) | 141 |
| 87 | Kummulierte Erlöse (oben) und kummulierte Bilanzkreisabweichungen (unten) über den Tagesverlauf für die Varianten <i>nwp</i> , <i>deter</i> und <i>proba</i> | 142 |
| 88 | Beispiel für ein ENTSO-E System-Split-Szenario: “4-Zonen-Störung” mit blau und orange eingefärbten Importregionen, grün eingefärbter Exportregion, und rot eingefärbter Region mit vergleichsweise sehr geringen Im-/Exportwerten [3]. Die rotierenden Massen und deren Federverbindungen stellen symbolisch die Trägheiten des System und deren im Fehlerfall unterbrochene Kopplung dar. . . | 144 |

| | | |
|-----|--|-----|
| 89 | Maximaler Anteil Umrichter-basierter Erzeugungsleistung $\frac{P_{IBR}}{P_g}$ in Abhängigkeit des Worst-Case-Leistungsungleichgewichts ΔP für unterschiedlichen SM-Teillastbetrieb mit relativer Leistung P_{SM} unter der Annahme einer SM-Trägheitskonstante von $H_{SM} = 5$ s und einem maximal zulässigen RoCoF von $\frac{d}{dt}\Omega_g = -2\%/s$, vgl. Gleichung (119) und [4]. | 146 |
| 90 | Blockdiagramm des Trägheitsmonitorings mit dem “Simplified Reporting Module” (SRM). | 151 |
| 91 | Blockdiagramm des Trägheitsmonitorings mit dem “Holistic Reporting Module” (HRM). | 152 |
| 92 | Beispielhafte simulierte Zeitverläufe ohne Abregelung für das HRM-Optimierungsergebnis ($v_w = 11 \frac{m}{s}, P_{m,set,rel} = 100\%, \bar{H}_{vg,max} = 2,218$ s). | 153 |
| 93 | Beispielhafte simulierte Zeitverläufe bei ein-prozentiger Abregelung für das HRM-Optimierungsergebnis ($v_w = 11 \frac{m}{s}, P_{m,set,rel} = 99\%, \bar{H}_{vg,max} = 2,433$ s). | 154 |
| 94 | Zusätzliche Leistung während der Trägheitsantwort für die (intern gedämpfte) VSM der Windkraftanlage bei ($v_w = 11 \frac{m}{s}, P_{m,set,rel} = 99\%$) bzw. für (extern gedämpfte) SMs. | 155 |
| 95 | Simplified Reporting Module (SRM): Maximal zulässige VSM Trägheitskonstante für verschiedene Arbeitspunkte, die von Windgeschwindigkeit und relativem Sollwert für die Maschinenleistung ($v_w, P_{m,set,rel}$) abhängen. | 156 |
| 96 | Holistic Reporting Module (HRM): Maximal zulässige Netz-äquivalente Trägheitskonstante für verschiedene Arbeitspunkte, die von Windgeschwindigkeit und relativem Sollwert für die Maschinenleistung ($v_w, P_{m,set,rel}$) abhängen. | 156 |
| 97 | Simplified vs. Holistic Reporting Module (SRM minus HRM): Comparison of the maximum feasible (VSM/grid-equivalent) virtual inertia constant for different operating points depending on wind speed and relative power setpoint ($v_w, P_{m,set,rel}$). | 157 |
| 98 | Inertia Emulation Capability Monitoring für einen Windpark mit 12 Windkraftanlagen (WU1-12) und einem Batteriespeicher (BP1). | 158 |
| 99 | Versuchsaufbau im Windkanal. Es sind die mittlere und hintere Turbine auf der Drehscheibe zu sehen. | 159 |
| 100 | Beispiel zur Visualisierung der Daten aus dem Windkanalexperiment auf dem Frontend des Software-Frameworks. | 161 |
| 101 | Wirtschaftliche Leistung über die gesamte Lebensdauer des Betriebs für die drei Regler, normiert durch die Grundregelungsstrategie. | 161 |

Tabellenverzeichnis

| | | |
|----|--|-----|
| 1 | Parameter der Referenzwindenergieanlage IEA 3,4 MW [5] | 43 |
| 2 | Mittlerer absoluter Fehler der untersuchten Algorithmen. | 46 |
| 3 | Pearson's Korrelationskoeffizienten. | 46 |
| 4 | Zusammenfassung der Lastfälle. | 51 |
| 5 | Definition der (approximierten) Maschinen-Quadriken. | 63 |
| 6 | Verwendung von Sensordaten in den Varianten | 115 |
| 7 | Modellein- und ausgänge. | 122 |
| 8 | Größe der Batterie für die untersuchten Szenarien. | 125 |
| 9 | Handlungsoptionen des Bilanzkreisverantwortlichen abhängig der Marktsituation | 129 |
| 10 | Anlagenspezifikationen für die Fallstudie | 138 |
| 11 | Variantenvergleich | 139 |
| 12 | Vergleich der Regelungsverfahren für Umrichter-basierte Energiesysteme (IBRs) [6–10]. | 147 |

Teil I

1 Überblick und Projektziele

Die Gesamtdauer des Projekts betrug drei Jahre: 01.01.2020-31.12.2022. Das Projekt wurde mit einer kostenneutralen Verlängerung um ein halbes Jahr auf den 30.6.2023 verlängert. Digitale Zwillinge, das Forschungsobjekt des Projekts, sind dynamische virtuelle Darstellungen physikalischer Systeme oder Prozesse, mit denen ihr Verhalten simuliert und vorhergesagt werden kann. Digitale Zwillinge werden während der gesamten Systemlebensdauer eingesetzt: In der Entwicklungsphase können sie helfen, das Systemdesign zu optimieren, Risiken zu reduzieren, zuverlässigere Wirtschaftlichkeitsprognosen zu ermöglichen und damit die Markteinführungszeit zu verkürzen. In der Betriebsphase ermöglichen sie eine Vielzahl von Optimierungsmöglichkeiten bezüglich Betrieb und Wartung (auch vorbeugend) des Systems (O&M). Digitale Zwillinge verwenden Live-Daten, die von Sensoren während des Betriebs erfasst werden, um externe Systembedingungen und interne Systemzustände zu schätzen. Darüber hinaus werden auch Datenanalyse und maschinelles Lernen verwendet, um Vorhersagen über das zukünftige Verhalten der digitalen Zwillinge zu verbessern, um Veränderungen im System im Laufe der Zeit widerzuspiegeln oder um Mängel bei der physikalischen Modellierung zu korrigieren.

Durch die digitale Zwillingstechnologie können Unternehmen ihre Produkte und Dienstleistungen optimieren, Risiken reduzieren, Agilität und Flexibilität erhöhen und gleichzeitig Kosten minimieren. Seit ihrer Einführung im Jahr 2002 [11, 12] hat die digitale Zwillingstechnologie eine Reihe von Industriezweigen verändert, wie zum Beispiel das verarbeitende Gewerbe, die Automobilindustrie und das Gesundheitswesen. Die digitale Zwillingstechnologie wird in aktuellen, strategischen Technologietrendanalysen als eine der Schlüsseltechnologien für die Digitalisierung und IoT eingestuft [13].

Die digitale Zwillingstechnologie muss eine entscheidende Rolle bei der Energiewende spielen. Durch die Kombination von multidisziplinären, physikalischen und ökonomischen Modellen, Datenerfassung, Systemtheorie und maschinellem Lernen bieten digitale Zwillinge nahezu unbegrenzte Möglichkeiten, das zukünftige Energiesystem zu optimieren, indem sie u.a. Kosten senken, Zuverlässigkeit und Sicherheit vor digitalen Bedrohungen erhöhen, auf veränderte Umweltbedingungen optimal reagieren können und sowohl technische als auch wirtschaftliche Risiken reduzieren helfen. Tatsächlich setzen mehrere Unternehmen bereits aktiv die digitale Zwillingstechnologie für energiebezogene Anwendungen in der Überwachung, Fehlerprognose und Optimierung ein [14].

Jedoch wird das Konzept der digitalen Zwillinge heutzutage typischerweise auf der Ebene einzelner Komponenten von Energieerzeugungsanlagen angewendet. Digitale Zwillinge sollten verallgemeinert und auf das gesamte Energiesystem angewendet werden: Hierdurch wird eine echtzeitfähige Beschreibung des Systems in all seinen Komponenten auf allen relevanten zeitlichen und räumlichen Skalen möglich. Eine solche umfassende Vorhersage des Systemzustandes führt in allen Aspekten zu einer verbesserten Überwachungs-, Betriebs- und Optimierungsfähigkeit. Allerdings fehlten systemtheoretische Methoden und die softwaretechnische Infrastruktur zur Realisierung der ganzheitlichen Anwendung digitaler Zwillinge auf das zukünftige Energiesystem. Innovationen sind erforderlich bei der Modellierung von gekoppelten Systemkomponenten, beim Datenmanagement, bei der Skalierbarkeit und Modularität der notwendigen Hard- und Softwareinfrastruktur sowie beim Verständnis der Auswirkungen von Unsicherheiten und Kopplungen auf die einzelnen Systeme und ihre digitalen Zwillinge.

Dieses Vorhaben ging von der Notwendigkeit eines ganzheitlichen Ansatzes aus. Die Aufgabenstellung war daher der Entwurf, Implementierung, Anwendung und Demonstration einer

holistischen Softwareplattform und von systemtheoretischen Methoden zur Unterstützung der ganzheitlichen Anwendung digitaler Zwillinge auf das zukünftige Energiesystem unter Berücksichtigung von Skalierbarkeit, Modularität, Erweiterbarkeit und Umsetzung auf große überregionale Systeme. Das Vorhaben hatte folgende Arbeitsziele:

- Arbeitsziel 1: Entwicklung des Hard- und Software-Frameworks für den Einsatz von digitalen Zwillingen im Energiesystem. Das Projekt untersucht die erforderlichen Hardwarekomponenten und entwickelt eine Softwareplattform und die dazugehörigen Kommunikationsprotokolle.
- Arbeitsziel 2: Entwicklung mehrstufiger stochastischer Modellierungstechniken für digitale Zwillinge. Das Projekt wird Methoden entwickeln, um die Konsistenz verschiedener Darstellungen derselben Komponente auf verschiedenen Modellierungsebenen und die korrekte Aktualisierung dieser verschiedenen Darstellungen auf der Grundlage gemessener Live-Daten sicherzustellen. Die im Rahmen des Projekts entwickelten Modelle werden um Uncertainty Quantification (UQ)-Methoden ergänzt.
- Arbeitsziel 3: Demonstration und Analyse des ganzheitlichen stochastischen digitalen Zwillingkonzeptes an repräsentativen Energiesystemen. Das Projekt wird die neu entwickelte Technologie an einer Reihe von repräsentativen Szenarien testen, die aus einem Stromnetz mit miteinander verbundenen Subsystemen zur Energieerzeugung und -speicherung bestehen. Die Demonstrationen werden sowohl in einer Simulationsumgebung als auch unter Verwendung skaliertener Labormodelle durchgeführt.
- Arbeitsziel 4: Quantifizierung von Kosten/Nutzen und Folgenabschätzung. Es wird eine umfassende Gesamtanalyse der Vor- und Nachteile von digitalen Zwillingen unter Berücksichtigung aller relevanten Indikatoren wie Wirtschaftlichkeit, Risiko, Flexibilität, Effizienz und anderer durchgeführt.

2 Stand der Technik und Innovation

Das Konzept der digitalen Zwillinge wurde von Grieves erstmals 2002 (Grieves and Vickers, 2016; Saddik, 2018) im Rahmen des Product Lifetime Managements (PLM) vorgeschlagen. Zunächst wurde das Konzept eines virtuellen Spiegels eines physischen Assets als „conceptual ideal“ und dann als „information mirroring model“ bezeichnet, wobei der Begriff „digital twin“ (digitaler Zwilling) erst ab 2011 zum Einsatz kommt. In den letzten Jahren hat das digitale Zwillingkonzept einige wichtige Industriezweige wie z.B. die Luft- und Raumfahrt erreicht und verändert [15]. Heutzutage machen digitale Zwillinge auch in anderen Bereichen Fortschritte. Insbesondere der Energiesektor ist einer der Bereiche, in denen die digitale Zwillingstechnologie die größten Auswirkungen haben kann, was unter anderem auf die Heterogenität des Energiesystems, die sehr große Anzahl von Anlagen, den kontinuierlichen Betrieb der Anlagen unter volatilen, schwer vorhersagbaren Bedingungen (Wetter) und auf die Notwendigkeit optimierter Betriebs- und Wartungsstrategien zurückzuführen ist. So hat GE beispielsweise Predix entwickelt, eine Plattform für „Asset Connectivity, Edge-Technologien, Analytik, Machine Learning, Big Data Processing und asset-orientierte digitale Zwilling“ [16]. Ebenso entwickelt und nutzt Siemens digitale Zwillinge für eine Vielzahl von energiebezogenen industriellen Anwendungen [17]. Trotz des großen Interesses und immensen Potenzials digitaler Zwillinge im Energiebereich steht deren Entwicklung und Einsatz noch am Anfang. Obwohl einzelne Modelle von Systemkomponenten in der Literatur gut dokumentiert sind [18–20], ist hinsichtlich einer umfassenden Anwendung von digitalen Zwillingen auf komplexe Systeme nur wenig zu finden. Das zukünftige Energiesystem ist ein typisches Beispiel für ein derartiges komplexes System. Insbesondere enthält selbst ein fortschrittliches Industriesystem wie das Predix von GE keine Methoden

und Verfahren, um die Kohärenz zwischen Zwillingen, die denselben Anlagenwert auf zwei verschiedenen Ebenen repräsentieren sicherzustellen (z.B. der Zwilling einer eigenständigen Windkraftanlage oder der Zwilling derselben Windkraftanlage als Teil eines Windparks). Weiterhin bietet Predix keine Unterstützung von hoch- und niederfrequenten Datenströmen zur Verbindung von digitalen Zwillingen zu einem Gesamtsystem. Darüber hinaus wurden bisher noch keine Systeme untersucht und entwickelt, welche die Skalierbarkeit und die Modularität für eine sehr große Anzahl von digitalen Zwillingen gewährleisten. Das Vorhaben e-TWINS schließt diese Lücke, um die Anwendung digitaler Zwillinge auf das zukünftige Energiesystem voranzutreiben.

Die wichtigste Innovation des Vorhabens war die Erweiterung der digitalen Zwillinge auf das gesamte Energiesystem bestehend aus Wind-, PV-, Batteriespeicher- und Netzsysteme und der Ökonomie als Einzel- und Gesamtsystem. Abb. 1 veranschaulicht das angestrebte ganzheitliche digitale Zwillingkonzept. Der obere Teil stellt den realen Raum dar, der sich aus dem Stromnetz und den angeschlossenen Subsystemen zur Erzeugung (Wind, PV, etc.) und Speicherung (Batterien, Pumpspeicher, etc.) zusammensetzt. Jedes Subsystem wiederum besteht aus verschiedenen Einheiten (z.B. ein Windpark aus einer Anzahl von Windkraftanlagen). Darüber hinaus besteht jede Einheit aus einer Reihe von Komponenten. Beispielsweise besteht eine Windkraftanlage u.a. aus Rotorblättern, Turm, Antriebsstrang, Generator, Leistungselektronik und Netzfilter. Die Realität (physikalisches System = realer Raum) wird mithilfe eines ganzheitlichen digitalen Zwillinges gespiegelt. Dieser besteht aus einer Sammlung von miteinander verbundenen Zwillingen, die jeweils eine hierarchische Darstellung des Verhaltens des realen Raumes auf allen relevanten räumlichen und zeitlichen Skalen liefert. Z.B. kann der Windparkzwilling die Erzeugungsleistung auf Park- und Anlagenebene vorhersagen, während die detaillierten Zwillinge auf Turbinenebene die Ermüdungsbelastung und Lebensdauer der einzelnen Anlagenkomponenten vorhersagen können. Die digitalen Zwillinge werden mit Live-Daten gespeist, die im realen Raum in Echtzeit erfasst werden. Sie liefern Simulationen und Vorhersagen über das Verhalten des Gesamtsystems, der einzelnen Subsysteme, Einheiten und Komponenten. Diese Ergebnisse fließen in Form von Informationen und Prozessen in den realen Raum zurück, die ein breites Spektrum an Optimierungen zu verschiedenen Aspekten des Betriebs eines Systems ermöglichen.

Das Ziel des Vorhabens e-TWINS war es, das zu entwickelnde Software-Framework mit innovativen Anwendungen des ganzheitlichen Zwillingkonzepts unter Berücksichtigung mehrerer Technologien (Netz, Wind, PV, Batteriespeicher) zu demonstrieren. Im Rahmen des vorliegenden Vorhabens wurde eine Hierarchie von Zwillingen entwickelt, die Windkraftanlagen und -parks auf der Ebene des Betriebs, der Turbinen und ihrer Komponenten beschreibt. Dieser neue Ansatz wird durch die Entwicklung eines Ansatzes für die wirtschaftlich optimierte Steuerung von Windkraftanlagen demonstriert, der in der Lage ist, das Optimum zwischen Energiegewinnung, Lebensdauer und Spotmarktpreis der Energie zu finden sowie gleichzeitig Netzdienstleistungen erbringen kann, die ebenfalls zum ökonomischen Erfolg eines Windparks beitragen können. Neben der Windparkregelung sind weitere Anwendungen mit der Technik der digitalen Zwillinge für die Fehlererkennung und -toleranz sowie die vorausschauende Wartung (predictive maintenance) von Komponenten möglich

2.1 Wind

Der Einsatz von Zwillingen auf Anlagen- und Parkebene für die Steuerung von Windkraftanlagen wurde anhand des an der TUM verfügbaren skalierten Windparks demonstriert. Diese einzigartige Testanlage besteht aus skalierten Windturbinen, die, genau wie Großanlagen, durch Pitch-, Drehmoment- und Gierregler gesteuert werden. Ein Supercontroller wird für die kollektive Steuerung von Clustern von Windturbinen verwendet, wodurch Tests von Metho-

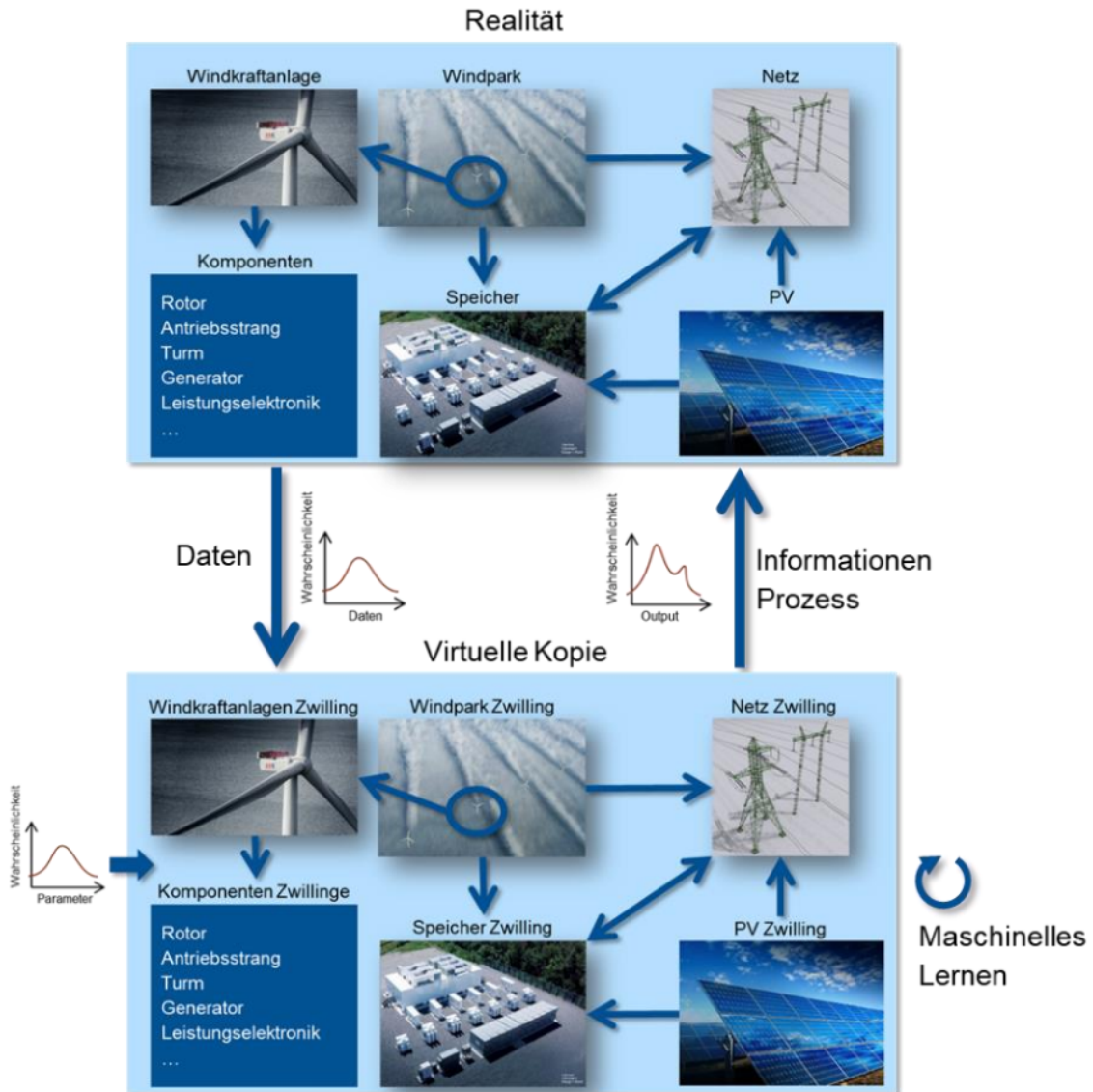


Abbildung 1: Die Realität eines Energiesystems wird durch eine Sammlung von miteinander verbundenen digitalen Zwillingen virtuell gespiegelt.

den zur Windparkregelung ermöglicht werden. Der Windfeldzwilling ermöglicht die Bewertung der detaillierten Ermüdungsbelastung des Anlagenzwillings. Der Parkzwilling wird verwendet, um die Strömung innerhalb des Parks für jeden Betriebszustand vorherzusagen. Basierend auf den Vorhersagen der integrierten Zwillinge wurden im Windkanal Experimente durchgeführt, die eine wirtschaftliche, marktadaptive Betriebsführung und die optimale Energieverteilung innerhalb des Windparks während des abgeregelten Betriebs demonstrieren.

2.2 Netz

Das zukünftige Energiesystem muss einem drastischen Umbau unterzogen werden, um eine bezahlbare, sichere und nachhaltige Versorgung mit elektrischer Energie in Deutschland, Europa und auch darüber hinaus garantieren zu können. Der Wegfall großer elektrischer rotierender Generatoren führt zu einer Reduktion der vorhandenen Massenträgheiten und zu einem fragileren und dynamischeren Frequenz- und Spannungsverhalten mit Netzharmonischen, die umso schneller kompensiert werden müssen. Zusätzlich speist eine immer größere Anzahl dezentraler Energiesysteme (PV, Wind) auf Nieder- und Mittelspannungsebene ein, was zum einem Vorteile, z. B. bei der Spannungshaltung mit sich bringt, aber gleichzeitig zu zusätzlichen bidirektionalen Belastungen der Betriebsmittel (z. B. Transformatoren) führt und die Problematik unsymmetrischer und harmonischer Belastungs- und Fehlerfälle im Netz verschärft.

In allen Bereichen stellt die Leistungselektronik eine der Schlüsseltechnologien dar. Durch steuerbare Leistungshalbleiter kann innerhalb weniger Millisekunden auf Änderungen und Störungen im Netz reagiert werden. Darüber hinaus lassen sich mit mithilfe leistungselektronischer Netzanbindungen Erzeuger emulieren, die entweder netzbildend, netzunterstützend oder netzspeisend arbeiten [21]. Als signifikanter Nachteil heutiger regenerativer Energiesysteme bleibt festzuhalten, dass insbesondere deren elektrische Komponenten überdurchschnittlich häufig ausfallen. Bei Windkraftanlagen sind beispielsweise die Komponenten Leistungselektronik, Generator, Regelung und Sensorik mit besonders hohen Ausfallwahrscheinlichkeiten behaftet [22, 23]. Diese Ausfälle führen entweder zu schwerwiegenden Schäden in oder an den Energiesystemen oder aufgrund von Sicherheitsabschaltungen zu signifikanten wirtschaftlichen Einbußen. Darüber hinaus stellt die, aufgrund der Wettereinflüsse, stark volatile Verfügbarkeit der meisten regenerativen Energieerzeuger ein großes Problem hinsichtlich Planbarkeit und Bereitstellung der benötigten Energie dar. Daher ist es essentiell, dass alle zur Verfügung stehenden regenerativen Energiesysteme möglichst ausfallsicher, zuverlässig und effizient arbeiten und konzipiert sein müssen.

Basierend auf den genannten Herausforderungen sind in diesem Teilprojekt „Ganzheitliche Zwillinge für die elektrischen Subsysteme und die Netzanbindung“ und insbesondere (i) robuste und echtzeitfähige Zustandsüberwachungssysteme zur Verbesserung der Ausfallsicherheit, (ii) fehlertolerante und netzdienliche Betriebs-/Regelverfahren zur Erhöhung der Zuverlässigkeit, und (iii) optimale und verlustminimierende Betriebsstrategien zur Effizienzsteigerung für die elektrischen Komponenten entwickelt worden. Das Teilprojekt ist in zwei Promotionsprojekte mit jeweils einem Doktoranden aufgeteilt, die sich mit der Generator- bzw. der Netzseite beschäftigen: (i) Ganzheitliche Zwillinge für die generatorseitigen Subsysteme, und (ii) Ganzheitliche Zwillinge für die netzseitigen Subsysteme und die Netzanbindung.

Beispielsweise ist ein Aspekt der Forschungsfragestellung dieses Teilprojektes die Steigerung der Effizienz der regenerativen Energiesysteme, wobei die Verluste durch optimale Betriebsstrategien auf das physikalisch mögliche Minimum reduziert werden. Hierzu wurden, basierend auf der ganzheitlichen Zwillingstechnologie für das elektrische System, intelligente und selbstlernende Algorithmen entwickelt, die z. B. in Echtzeit eine verlustminimierende Momentenvorsteuerung ermöglichen. Im Gegensatz zu klassischen Verfahren werden alle vorherrschenden nichtlinearen physikalischen Effekte (z. B. magnetische Sättigung in Maschinen)

berücksichtigt, wodurch der Gesamtwirkungsgrad nochmals um mehrere Prozentpunkte gesteigert werden kann (vgl. Abb. 28). Auf der Netzseite liegen zusätzliche Forschungsschwerpunkte auf der robusten Netzfehlererkennung (u.a. unsymmetrische Belastung, ein- oder mehrphasige Kurzschlüsse) und der realzeitfähigen Netzzustandsüberwachung (u. a. Amplituden und Phasenwinkel aller signifikanten Harmonischen und deren Frequenzen), um zum einen Komponenten und Anlagen frühestmöglich durch Anpassung der Betriebsführung zu schützen und zum anderen bestmöglich zur Spannungs- und Frequenzhaltung des Netzes beitragen zu können. Mithilfe der vorgeschlagenen und entwickelten ganzheitlichen Zwillingstechnologie können Netzstabilität und Spannungsqualität durch intelligente regenerative Energiesysteme flexibel, dezentral und kostengünstig verbessert werden.

Zusammenfassend trägt dieses Teilprojekt dazu bei, Ausfallsicherheit, Zuverlässigkeit (Fehlertoleranz) und Effizienz der elektrischen Subsysteme regenerativer Energiesysteme zu erhöhen und die Stromgestehungskosten weiter zu senken. Die neuen Algorithmen wurden mithilfe von skalierten Prototypen der maschinen- und netzseitigen Komponenten im Labor für mechatronische und regenerative Energiesysteme (LMRES) an der Hochschule München (HM) entwickelt und getestet bzw. validiert.

2.3 Batterie

Das Systemverhalten von Lithium-Ionen-Speichern wird im Wesentlichen durch Strom, Spannung, Temperatur und den Ladezustand beeinflusst. Dabei stellen sowohl die Temperatur als auch der Ladezustand mit Blick auf das Zellinnere (aber auch auf der Ebene von Batteriemodulen) orts aufgelöste Zustandsgrößen dar. Für eine korrekte Beschreibung des Systemverhaltens ist es daher unter anderem notwendig, lokale Temperaturgradienten zwischen verschiedenen Lagen im Zellstapel (z.B. Kathodenschicht vs. Anodenschicht), sowie lokale Ladezustandsgradienten (z.B. beim Laden Ausprägung von Ladezustandsgradienten zwischen der Oberfläche/Bulk der Graphitanode) zu berücksichtigen. In Kombination mit den elektrochemischen Ladungstransferreaktionen ergibt sich ein nichtlineares und historienabhängiges Gesamtverhalten. Eine vollständige Abbildung aller Vorgänge in ihrer vollen Komplexität ist kaum möglich, wird aber im Bereich der sogenannten physikochemischen Modellierung mit aufwendigen 3-dimensionalen Modellen angestrebt. Derartigen Modellen liegt ein umfangreiches Verständnis einer Vielzahl von Prozessen wie z.B. Ladungstransfer, anisotrope Diffusion, Migration, Entropieänderungen, gestufter Einlagerung von Lithium in die Zelle, etc. zu Grunde. Allerdings sind sie aufgrund des hohen Rechenaufwandes kaum für praktische, industrielle Anforderungen geeignet. Für solche Anforderungen werden heute zumeist ersatzschaltbildbasierte Modellstrukturen des elektrischen, wie auch des thermischen Verhaltens verwendet. Einfache ersatzschaltbildbasierte Modelle (ESB-Modelle) sind geeignet den Wärmetransfer abzubilden, wobei durch die Einführung verschiedener, beliebig komplexer Wärmepfade im Ersatzschaltbild auch der anisotrope Wärmefluss modelliert werden kann. ESB-Modelle erlauben es, den Rechenaufwand bei der Simulation, sowie die Komplexität der Parametrierung auf ein geringeres Maß zu reduzieren. Allerdings bedeutet dies immer noch, dass ein Messaufwand für die Bestimmung der notwendigen Parameter von mindestens einer Woche pro Batteriezelle entsteht. Damit ist es möglich mit einem ESB-Modell den Spannungsfehler im gesamten Betriebsbereich einer Batteriezelle mit einem Fehler von < 100 mV zu modellieren. Signifikant kleinere Fehler in allen Betriebsbereichen werden mit ESB-Modellen nicht erreicht, sind aber für eine sichere Ladezustandsprognose erforderlich, da Abweichungen im Bereich von 100 mV je nach Zellchemie inakzeptable Schätzfehler des Ladezustandes von ca. 20% bis 50% nach sich ziehen.

Im Rahmen des Vorhabens wurde ein selbstlernender digitaler Zwilling von Einzelbatterien und Batteriemodulen als Kombination eines ESB-Modells mit Gauss-Prozess Regression

(GPR) und tiefen neuronalen Netzen (DNN) (Graves and Schmidhuber, 2005; Schmidhuber, 2015) entwickelt. Der besondere Vorteil des angestrebten Ansatzes liegt darin, dass die Methoden des maschinellen Lernens lediglich den Fehler des Ersatzschaltbildmodelles modellieren (RealityGap-Modell), so dass einerseits eine physikalische Interpretierbarkeit erhalten bleibt und andererseits durch die Methoden des maschinellen Lernens die Prognosefehler minimiert werden. Neuere Entwicklungen am ZSW für die Prognose der Windleistung haben gezeigt, dass DNN sehr gut geeignet sind auch probabilistische Prognosen (z.B. Perzentile und Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion) zu generieren (Felder et al., 2018, 2010). Diese Verfahren wurden im Rahmen dieses Vorhabens für die Entwicklung von neuartigen probabilistischen digitalen Zwillingen für Batterien weiterentwickelt und angewendet. Das Ziel ist hierbei eine deutliche Reduzierung der Prognosefehler gegenüber klassischen ESB-Modellen mit möglichst geringem Rechenaufwand. Dieser neuartige Ansatz für hybride digitale Zwillinge wird auch auf den digitalen Zwilling für PV-Module und PV-Anlagen übertragen und angewendet.

2.4 Solar

Das ZSW betreibt das PV-Testgelände Widderstall im Freiland auf der Schwäbischen Alb und das SoLab Testlabor für Indoor-Tests von PV-Modulen. Gleichzeitig finden auf dem PV-Testgelände Widderstall umfangreiche meteorologische Messungen statt. Damit standen für die Entwicklung von digitalen Zwillingen für PV-Module und Generatoren umfangreiche Offline als auch online-Daten zur Verfügung.

Im Vergleich zu Windkraftanlagen und Batterien sind PV-Module und Anlagen einfacher zu modellieren und das ZSW verfügt über geeignete KI-Modelle und Methoden, die im Rahmen dieses Vorhabens für die Weiterentwicklung zum digitalen Zwilling eingesetzt werden sollen. Die probabilistische Komponente eines digitalen Zwillings für eine PV-Anlage kommt hier hauptsächlich aufgrund von Ungenauigkeiten der Vorhersagen der lokalen solaren Einstrahlung und des Wolkenzugs zustande.

Im Rahmen des Vorhabens werden die vorhandenen Modelle von der Einzelzelle eines PV-Moduls und dessen Verschaltung zu einem Gesamtmodul zum digitalen Zwilling weiterentwickelt. Für die resultierenden digitalen Zwillinge der Einzelkomponenten als auch des PV-Systems, kamen ebenso hybride, selbstlernende Modelle zum Einsatz. Für Vorhersagen des Gesamtsystemverhaltens kommen ebenfalls neue KI-basierte Methoden für probabilistische Prognosen zum Einsatz, wie im Abschnitt Batteriespeicher bereits beschrieben. Für die Demonstrationsphase wurden zusätzlich probabilistische Vorhersagen der solaren Einstrahlung für das PV-Testgelände Widderstall erstellt.

2.5 Ökonomie

Ziel des Vorhabens ist es im Rahmen der Demonstrationsphase ein skaliertes Energiesystem bestehend aus elektrischem Netz, Wind, PV und Batteriesystem als Gesamtsystem zu modellieren und zu optimieren. Das Demonstrationssystem soll nach verschiedenen Kriterien optimiert betrieben werden. Eines der wichtigsten Kriterien ist der wirtschaftliche Betrieb bei gleichzeitiger Minimierung von Belastung und Verschleiß der einzelnen Anlagen bzw. Anlagenkomponenten und der damit verbundenen Verlängerung der Anlagenlebensdauer. Das Gesamtsystem soll zum einen Flexibilität der Einspeisung bzw. des Bezugs bereitstellen und gleichzeitig je nach Strompreis die Erlöse maximieren. Es sollte im Rahmen des Vorhabens ein ganzheitlicher Zwilling des zu Grunde liegenden ökonomischen Modells entwickelt werden, das die aktuellen Strompreise modelliert, die für den optimierten Betrieb des Gesamtsystems notwendig sind.

Die probabilistischen Prognosemodelle basieren ebenfalls auf der Technik des maschinellen Lernens, die z.B. für Einspeiseprognosen erneuerbarer Energie am ZSW schon umfangreich

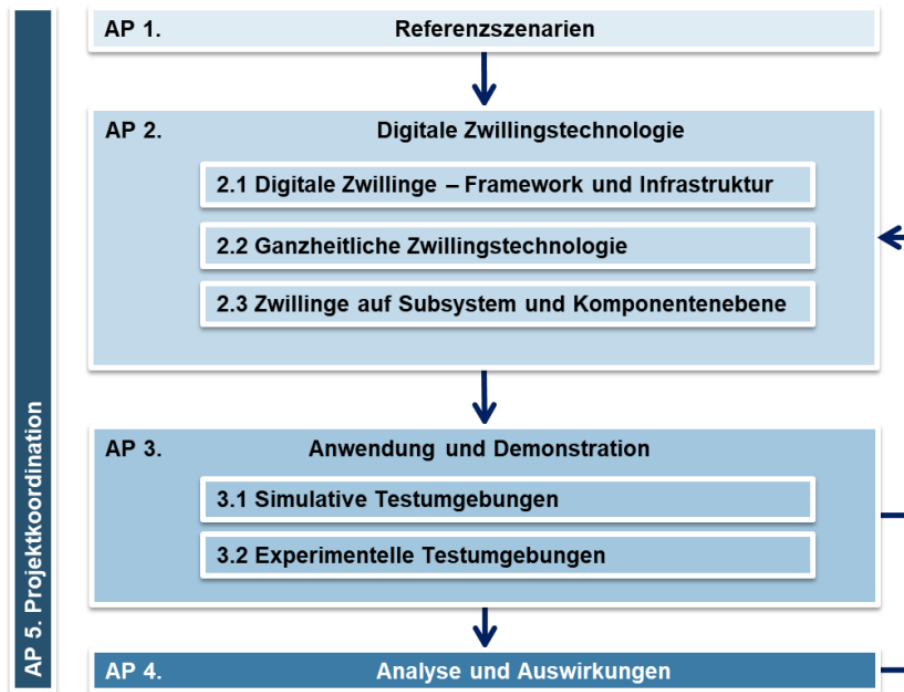


Abbildung 2: Arbeitsplan.

eingesetzt werden. Als Datenbasis für die Entwicklung des ökonomischen Modells dienen die historischen Daten der Strompreise an der Strombörse.

3 Arbeitspakete

Das Projekt war in fünf verbundenen Arbeitspakete (AP), wie in Abb. 2 dargestellt, gegliedert.

In dem ersten Arbeitspaket wurden die Referenzszenarien für die Anwendung und Demonstration der entwickelten Technologien definiert. Es wurden für die durch Simulationen durchgeführten Analysen, für skalierte experimentelle Demonstrationen und die Verwendung von Felddaten spezifische Szenarien definiert.

Das zweite Arbeitspaket widmete sich der Entwicklung neuer Methoden für digitale Zwillinge. Dafür wurde erstens die Hardware und Software-Plattform sowie die Kommunikationsprotokolle entwickelt, die eine modulare und skalierbare Integration von digitalen Zwillingen zu einem ganzheitlichen Energiesystem ermöglichen. Das Framework basiert auf Industrie 4.0-standardisierten Schnittstellen (sog. Verwaltungsschalen) und Protokollen, wie z.B. OPC UA (Open Platform Communications Unified Architecture). Man bezeichnet die Plattform als „Middleware“, da sie einen Austausch zwischen „Hardware“ und „Software“ erlaubt.

Die zweite Aufgabe beschäftigte sich mit der mehrstufigen Modellierung von Subsystemen, Einheiten und Komponenten, um eine hierarchisch holistische, digitale Zwillingdarstellung auf allen relevanten Zeit- und Raumskalen zu ermöglichen. Diese Aufgabe beschäftigt sich auch mit der Einbeziehung von Unsicherheiten in die digitale Zwillingstechnologie. Als drittes beschäftigte sich das Arbeitspaket mit Entwicklungen und Innovationen bei digitalen Zwillingen auf der Ebene von Subsystemen und Komponenten.

Das dritte Arbeitspaket widmete sich der Demonstration der in AP2 entwickelten holistischen digitalen Zwillinge für die in AP1 definierten relevanten Anwendungsszenarien. Diese beinhalten erstens die Simulation des Leistungsumfangs des gesamtheitlichen Zwilling durch simulative Vorstudien. Die systematischen Studien dienen dabei als Vorarbeit für die Demons-

tration im Labormaßstab. Der gesamtheitliche Zwilling, aufgesetzt und integriert in der in AP2 entworfenen, multifunktionalen Kommunikationsplattform, empfängt dabei historische und generische Eingangsmessungen an vorab identifizierten Schnittstellen. Die numerische Studie verifiziert die Fähigkeit des gesamtheitlichen Zwillings, probabilistische Komponentenzustände abzuschätzen, Daten zwischen digitalem und physischen Zwilling bidirektional auszutauschen sowie eine kontinuierliche Adaption der digitalen Modelle durch machine learning zu gewährleisten.

In dem zweiten Teilarbeitspaket ging es um die Demonstration der entwickelten Technologien auf der Grundlage skalierten Modelle im Labor, kombiniert mit realen Felddaten. Das Software-Framework (entwickelt unter der Verantwortung von Partner MesH) verbindet alle Komponenten des Energiesystems. Das Subsystem Wind wurde von der skalierten Windparkanlage an der TUM nachgebildet, die einen Cluster von nachlaufinteragierenden Turbinen darstellt, die in einem turbulenten Grenzschicht Windkanal betrieben werden. Das Netz wurde vom skalierten Netzlabor an der HM emuliert.

Das Labor umfasst skalierte Generatorprüfstände mit Back-to-Back-Wandler, Transformator, Netzanschluss und Netzemulator. Eine entsprechend geregelte Lastmaschine emuliert die Turbine (einschließlich des Antriebsstrangs). Das Solar-PV-Subsystem wurde mit Hilfe von Systemen, Messungen und Vorhersagen der auf dem Testfeld Widderstall und SoLab am ZSW emuliert, während das Batterie-Subsystem vom Batterielabor am ZSW in Ulm emuliert wird. Dabei wurden, wie in AP1 geplant, verschiedene Szenarien untersucht. Einige dieser Szenarien ermöglichten es, dass die Experimente in den verschiedenen Labors unabhängig von den anderen lauffähig sind. In diesem Fall wurden die während der Experimente gewonnenen Ergebnisse in das Software-Framework für den integrierten Betrieb der digitalen Zwillinge integriert. In anderen Fällen sind Zwei- oder Mehrwegekopplungen zwischen den Teilsystemen zu berücksichtigen. Dies kann kompliziert und aufwendig sein, da sich die verschiedenen Labore an verschiedenen geografischen Orten befinden und mit unterschiedlichen Zeitintervallen arbeiten können (z.B. haben die skalierten Windkraftanlagen im Windkanal der TUM eine skalierte Zeit, die etwa 50 mal schneller ist als die Echtzeit für eine reale Windkraftanlage). Um diesen Prozess zu vereinfachen und Kosten sowie Aufwand zu reduzieren, wird ein Hardware-in-the-Loop-Ansatz verfolgt, bei dem einige der Subsysteme gemeinsam simuliert werden. So werden beispielsweise während der Windpark-Experimente im Windkanal der TUM die PV-, Batterie- und Netzelemente mit den entsprechenden digitalen Zwillingen gemeinsam simuliert. Dadurch wird der gewünschte Effekt der Berücksichtigung von Kopplungen zwischen Subsystemen erreicht, ohne die Einfachheit der Durchführung unabhängiger Experimente in den verschiedenen Labors zu beeinträchtigen.

Im vierten Arbeitspaket geht es um die kritische Analyse der Ergebnisse. Insbesondere wurden schwache oder kritische Elemente identifiziert und Empfehlungen für Änderungen an das AP2 zurückgespiegelt. Am Ende des Vorhabens wurde eine Gesamtanalyse der Vor- und Nachteile unter Berücksichtigung aller relevanten Kennzahlen wie Ökonomie, Risiko, Flexibilität, Effizienz und andere durchgeführt.

Das fünfte Arbeitspaket umfasst die Projektkoordination und Gesamtprojektleitung. Schwerpunkt des Arbeitspakets ist das Sicherstellen der Zielerreichung mit den vorhandenen Mitteln des Projekts, die Koordination der Partner und die Kommunikation mit dem Projektträger für das Verbundvorhaben.

Teil II

1 Referenzszenarien

In diesem grundlegenden Arbeitsschritt wurde eine Einteilung der unterschiedlichen Anwendungsmöglichkeiten der digitalen Zwilling-Technologie in Referenzszenarien vorgenommen. Sie strukturieren die Anwendungsfälle, für welche die einzelnen Projektteilnehmer ihre Zwillingstechnologie bereitstellten. Diese wurden dann entweder simulatorisch oder experimentell demonstriert. Es wurden drei Referenzszenarien entwickelt, die im Folgenden kurz vorgestellt werden. Eine detaillierte Beschreibung der Referenzszenarien erfolgt in Abschnitt 5.

- **Ökonomischer Kraftwerkseinsatz [engl: „Economic Dispatch“]** Um eine stabile Netzfrequenz zu gewährleisten muss das Gleichgewicht zwischen Einspeisung und Verbrauch im Netz jederzeit gewährleistet werden. In diesem Szenario wird ein Subsystem aus Windpark und Batterie optimal auf die Verbrauchsvorhersage geregelt. Um eine stabile Frequenz zu gewährleisten, muss sich das Stromnetz zu jedem Zeitpunkt im Gleichgewicht zwischen Einspeisung und Verbrauch befinden. Daher müssen die Markt- und physikalischen Prozesse in einem Planungsprozess vor dem Zeitpunkt der Lieferung koordiniert und aufeinander abgestimmt werden. Dies wird durch die Aufteilung des Systems in Bilanzkreise erreicht. Jede Einspeisung oder jeder Verbrauch in bzw. aus dem elektrischen Netz muss einem Bilanzkreis zugeordnet werden. Der Bilanzkreisverantwortliche ist dafür verantwortlich, das Bilanzkreisgleichgewicht innerhalb von Viertelstundenintervallen aufrechtzuerhalten. Aufgrund von Prognosefehlern z.B. für die Einspeisung von Wind- oder PV-Anlagen kann dieses Ziel nur bis zu einem gewissen Grad erreicht werden. Die verbleibenden Abweichungen zwischen geplanter und realer Stromerzeugung und -verbrauch innerhalb des Bilanzkreises führen jedoch zu Kosten, da der Übertragungsnetzbetreiber die daraus resultierenden Frequenzregelleistungen in Form von Regelernergie in Rechnung stellt. Diese Abweichungen können durch gepoolte Gebote auf den Energiemärkten und Anlagenanpassungen durch den Bilanzkreisverantwortlichen vermieden werden [24–26].

Ein optimaler wirtschaftlicher Einsatz im Rahmen des Bilanzkreismanagements kann mit einem System von digitalen Zwillingen auf Netz- und Anlagenebene effizient realisiert werden. Auf der Anlagenebene wird eine probabilistische Prognose realisiert, so dass die Unsicherheit bei der Gebotsabgabe durch den Gesamtoptimierer auf der Netzebene berücksichtigt wird. Die Leistungsprognose kann mit Live-Daten aus dem physikalischen Gerät angereichert werden, da diese Informationen die Genauigkeit insbesondere von Kurzfristprognosen verbessern. Sowohl die Prognose als auch die Ist-Zustände der Anlagen werden an den Economic Dispatch Service kommuniziert. Auf der Grundlage dieser Informationen berücksichtigt der Economic Dispatch Service verschiedene Marktoptionen und gibt Gebote für die Aggregation aller Anlagen ab. Während der Betriebsphase werden die aggregierten Gebote durch die Steuerung der einzelnen Kraftwerke des jeweiligen Bilanzkreises abgeglichen. Die berechneten Sollwerte werden von der Netzebene auf die Anlagenebene heruntergebrochen und dort auf die einzelnen Kraftwerke verteilt.

- **Trägheitsemulation [engl. „Inertia emulation“]:** Mehr und mehr erneuerbare Umrichter-basierte Energiesysteme [engl. „inverter-based resources“ (IBRs)] ersetzen direkt ans Netz gekoppelte Synchronmaschinen (SMs) [9]. Letztere stellen durch ihre rotierenden Massen Systemträgheit bereit, während IBRs mit konventionellen Regelungsverfahren keine Systemträgheit bereitstellen, da Umrichter die Leistungseinspeisung von der Netzfrequenz entkoppeln (können). Die Systemträgheit im europäischen Verbundnetz

nimmt daher (stetig) ab [4]. Gleichzeitig werden zusätzliche Übertragungskapazitäten installiert, sodass im Fehlerfall ein höheres Leistungsungleichgewicht zwischen Erzeugung und Last auftreten kann [4]. Sowohl die abnehmende Systemträgheit als auch das zunehmende Worst-Case Leistungsungleichgewicht sind grundlegende Herausforderungen für die zukünftige Netzstabilität. Daher werden neue Regelungsverfahren für IBRs zur Trägheitsemulation durch Nutzung der Energiereserven von (bisher Netz-entkoppelten) Maschinen bzw. Turbinen und von Batterien bzw. anderen Speicherkapazitäten entwickelt [8, 9, 27, 28].

Generell ist zu beachten, dass die zusätzliche Leistung zur Trägheitsemulation nur in dem Maße bereitgestellt werden, wie es die Überlastfähigkeit der Anlage bzw. der Leistungselektronik zulässt. In diesem sogenannten “Inertia Emulation Scenario” wird anhand der Digitalen Zwillinge von Energiesystemen (insbesondere von Windkraftanlagen) die Fähigkeit zur Trägheitsemulation bzw. zur Bereitstellung von Systemträgheit ermittelt, indem eine Worst-Case-Frequenzstörung unter Berücksichtigung der zulässigen Betriebsgrenzen der betrachteten Energiesysteme ausgewertet wird. Das implementierte “Holistic Reporting Module” (HRM) nutzt das Software-Framework, um Live-Daten zu kommunizieren, die anhand des aktuellen Betriebspunktes aktualisiert werden. Wie die Demonstrationen des Szenarios zeigen, ermöglicht die vorgestellte digitale Zwillingstechnologie ein holistisches Trägheitsmonitoring des zukünftigen Elektroenergiesystems. Solch ein Trägheitsmonitoring wird insbesondere von Netzbetreibern benötigt, um die instantane Netzstabilität zu analysieren bzw. die Notwendigkeit von Maßnahmen zur Netzstabilisierung durch Trägheitsemulation zu bewerten. Diese Anwendung der digitalen Zwillingstechnologie ist daher besonders grundlegend und essentiell, um Funktionalität, Zuverlässigkeit und Wirtschaftlichkeit zukünftiger Elektroenergiesysteme sicherstellen zu können.

- **Lastoptimierte Windparkregelung [engl. „Lifetime aware wind farm control“]:** Eine weitere mögliche Anwendung zielt darauf ab über die konventionelle Betriebsstrategie für Windparks hinauszugehen und einen wirtschaftlichen Windparkbetrieb zu ermöglichen. Bei dem konventionellen Ansatz, der gemeinhin als leistungsoptimierte Regelstrategie bekannt ist, maximiert jede Turbine ihre individuelle Stromproduktion. Dabei werden jedoch die Kosten vernachlässigt, die durch mechanische Belastungen aufgrund von Strömungseffekten innerhalb der Anlage entstehen [29, 30]. Mit dem vorgeschlagenen Szenario wird diese Strategie durch einen fortschrittlichen wirtschaftlichen Betrieb ersetzt, bei dem der Ertrag durch die Berücksichtigung der resultierenden Nachlaufeffekte innerhalb des Parks und der mechanischen Belastung der einzelnen Einheiten maximiert wird [31, 32]. Zunächst werden die physikalischen Einheiten auf der Einheitsebene (Windturbinen) mit einem Superregler auf der Anlagenebene verbunden. Dessen Aufgabe ist es, die übergreifende Regelungsstrategie für den gesamten Park festzulegen. Diese wird in Form eines extrinsischen Dienstes umgesetzt, der optimale Sollwerte an die einzelnen Einheiten weitergibt. Ziel ist es, die Turbinenbelastung bei der Sollwertberechnung zu berücksichtigen. Diese Größe und die daraus resultierende Ermüdungsschadensakkumulation hängen stark von den umgebenden Windverhältnissen ab. Folglich gibt es Optimierungsmöglichkeiten in Situationen mit hoher Belastung, aber entbehrlicher Stromproduktion. Dazu sind zwei virtuelle Modelle notwendig: erstens ein Windpark-Strömungsmodell, das die Zustände aller relevanten Strömungsgrößen, wie z.B. die Turbulenzintensität, im Park widerspiegelt; zweitens ein Schadensmodell der Turbinen, das die momentane Belastung jeder Turbine unter den aktuellen Anströmbedingungen vorhersagt. Die verbleibende Lebensdauer jeder einzelnen Turbine muss jedoch auf der Ebene der Anlage berechnet werden. Beide werden in einem Optimierungsalgorithmus kombiniert, um den optimalen

Sollwert zu finden. Dieses Szenario demonstriert die neuentwickelte Windparkregelung in einem realen Experiment. Dabei kommen die entwickelten Modelle zur Strömungs- und Lastabschätzung zum Einsatz. Ein digitaler Zwilling des Experiments wurde auf der Softwareplattform angelegt. Während des Experiments werden Live-Daten an die Plattform übertragen.

2 Digitale Zwillinge – Framework und Infrastruktur

In diesem Kapitel werden die Arbeiten zur Entwicklung und Aufbau einer holistischen Software-Plattform dargestellt. Diese bildet die Basis zur Verwirklichung, Implementierung und Schaffung der digitalen Zwillinge und Industrie 4.0 Technologien im Energiebereich. Die Software-Plattform wurde insbesondere vor dem Hintergrund der in Kapitel 3 generalisierten Definitionen und Konzepten für digitale Zwillingssysteme entwickelt. Der Einsatz der Software-Plattform zielt auf die folgenden Themenfelder ab:

- Betriebsüberwachung
- Prädiktive Wartung
- Digitale Wartung
- Dynamische Nachkalibrierung
- Betriebsoptimierung

Auf Basis der Plattform wurden im Projekt konkrete Anwendungsszenarien entwickelt, die in Kapitel 5 vorgestellt werden.

2.1 Herausforderungen in der Applikation von Digitalen Zwillingen

Digitale Zwillinge werden in der Regel für eine einzelne Komponente oder Anlage aufgebaut. Im Kontext eines dezentralen Energieerzeugungssystems wird es jedoch auf das Zusammenwirken vieler einzelner Anlagen und derer digitaler Zwillinge ankommen. Für eine nahtlose ganzheitliche Optimierung des Energiesystems müssen also unter Berücksichtigung der Heterogenität und der verteilten Eigenschaften der Datenfluss zwischen den Teilsystemen sichergestellt werden; dies schließt auch die gemeinsame Nutzung von Fachwissen zwischen den verschiedenen Akteuren oder Fachgebieten mit ein [33]. Zudem sind für eine angemessene Zustandsbeobachtung und/oder Vorhersage des Systems normalerweise kontinuierliche Live-Daten des Systems und seiner Teilkomponenten erforderlich.

Im Energieerzeugungssystem müssen verschiedene Teilsysteme auf unterschiedlichen Ebenen aufeinander abgestimmt werden. Zum Beispiel umfasst der Betrieb eines komplexen Systems die Schaltung von leistungselektronischen Geräten auf Komponentenebene, Maximum Power Point Tracking auf Anlagenebene, die optimale Steuerung des Windparks auf Anlagenebene und die Frequenz- und Spannungsstabilität auf der Netzebene. Ziel ist es, einen flexiblen, aber stabilen Betrieb des Gesamtsystems zu ermöglichen und auch ein dezentrales und optimales Energiemanagement der lokalen Teilsysteme zu ermöglichen. Je nach den Betriebszielen können Kommunikation und Interaktion zwischen Komponenten, Einheiten, Anlagen und dem Netz (System) erforderlich sein, wobei unterschiedliche Zeitskalen von Mikrosekunden bis zu Tagen berücksichtigt werden müssen [34, 35]. Für die Realisierung eines solchen Betriebs bedarf es eines entsprechenden Software-Frameworks, welches die Kommunikation und Interaktion der Teilsysteme standardisiert ermöglicht und dabei verschiedene Datenquellen, Protokolle und Kommunikationskanäle berücksichtigt.

2.2 Anforderungen an das Software-Framework

Innerhalb des Projektkonsortiums wurden neue Definitionen und Konzepte entwickelt, die den Aufbau von digitalen Zwillingen und deren Zusammenspiel untereinander und mit den realen Systemen beschreiben. Es wurde das Konzept des “Systems von digitalen Zwillingssystemen” entworfen, das aus modularen digitalen Zwillingssystemen besteht und basierend auf einer ganzheitlichen Rahmenarchitektur zu einem sehr großen System von digitalen Zwillingssystemen skaliert werden kann. Dieses Konzept wird in Kapitel 3 in generalisierter Form dargestellt; im Folgenden werden daraus die konkreten Anforderungen zur Umsetzung des Software-Frameworks abgeleitet.

Wichtige Anforderungen an eine Software-Plattform zur Implementierung von digitalen Zwillingen im Energiesystem umfassen die Möglichkeiten zur Kommunikation und Koordination aller Teilsysteme in einem standardisiertem Verfahren. Dabei müssen unterschiedliche Datenquellen, Protokolle und Kommunikationskanäle berücksichtigt werden. Außerdem muss die Fähigkeit zur (Vor-/Nach-) Verarbeitung großer Datenmengen mit geringen Latenzzeiten bei der Spezifikation einer solchen Rahmenarchitektur einfließen [36]. Der modulare Aufbau von Energieversorgungssystemen, die aus mehreren hundert bis tausend einzelnen Einheiten bestehen können, soll auch in der virtuellen Repräsentation auf der Software-Plattform reflektiert werden. Dies bedarf einer “Plug-and-Play” Funktionalität und sollte die Adaptionkosten zur Systemerweiterung mit weiteren digitalen Zwillingen gering halten [37]. Es wird erwartet, dass basierend auf Modularität große Energieversorgungssysteme hierarchische Strukturen aufweisen, deren Echtzeitsteuerung üblicherweise auf einer mehrstufigen Basis erfolgt [38, 39]. Es müssen daher mehrere Steuerungsebenen von der Komponenten-, Block-, Anlagen- und Systemebene innerhalb der Software-Plattform realisierbar sein.

Unter Berücksichtigung der Eigenschaften des Energieversorgungssystems müssen die folgenden Anforderungen für ein holistisches Software-Framework untersucht und erfüllt werden:

- Verfügbarkeit und Integration von Live-Daten aus physikalischen Systemen;
- Flexibilität bei der Definition von Systemen und Teilsystemen und dem Betrieb von Anwendungen und Diensten;
- Allgemeine Funktionen für Kommunikation und Koordination; und
- Modularität, Erweiterbarkeit und Skalierbarkeit.

2.3 Aufbau und Eigenschaften des Software-Frameworks

Um ein Software-Framework zu realisieren, das die in Abschnitt 2.2 genannten Anforderungen erfüllt, wurde soweit möglich auf bereits bestehende, etablierte und offene Technologien zurückgegriffen. Als zentraler Bestandteil des Frameworks wurde nach einer gründlichen Recherche und Evaluierung der Alternativen die freie Open Source Software *Eclipse Ditto* [40] gewählt.

Bei Ditto handelt es sich um eine cloudbasierte Software, die auf einem Webserver ausgeführt wird und deren Aufgabe darin besteht, die digitale Repräsentation von realen Anlagen jeglicher Art, sogenannte *Things*, zu verwalten und für diese eine einheitliche digitale Schnittstelle zur Verfügung zu stellen. In der offiziellen Dokumentation [40] wird Ditto wie folgt beschrieben:

“Eclipse Ditto is a technology in the IoT implementing a software pattern called "digital twins". A digital twin is a virtual, cloud based, representation of his real world counterpart (real world “Things”, e.g. devices like sensors, smart heating, connected cars, smart grids, EV charging stations, ...).

The technology mirrors potentially millions and billions of digital twins residing in the digital world with physical “Things”. This simplifies developing IoT solutions for software developers as they do not need to know how or where exactly the physical “Things” are connected.

With Ditto a thing can just be used as any other web service via its digital twin.”

Für das Verständnis von Ditto sind drei Aspekte von besonderer Bedeutung. Dazu gehört die Art und Weise, in welcher die Things auf der Plattform repräsentiert werden. Des Weiteren sind die Schnittstellen wichtig, die Ditto nach außen zur Verfügung stellt, um mit den Things zu interagieren. Drittens fällt darunter die Steuerung von Zugriffsrechten, um die Sicherheit der Daten zu gewährleisten. Diese Besonderheiten werden in den nächsten Abschnitten genauer betrachtet. Anschließend wird dargestellt, wie Ditto durch neue eigene Services erweitert wurde, um die Anforderungen zu erfüllen, die für das Projekt im Kontext des Energieversorgungssystems formuliert wurden (s. Kapitel 2.2).

Repräsentation von Things Ditto verfügt über eine interne Datenbank, in der die Things sowie deren Zustände gespeichert werden. Things werden in Ditto im JSON-Format definiert. JSON steht für *JavaScript Object Notation* und ist ein textbasiertes Datenformat, das insbesondere im Bereich der Web-Technologien weit verbreitet ist [41]. Es bietet neben grundlegenden Datentypen wie *Number*, *String* und *Boolean* auch die zusammengesetzten Typen *Array* und *Object*, mit denen komplexe, verschachtelte und hierarchisch aufgebaute Daten dargestellt werden können. Listing 1 zeigt beispielhaft die Definition eines einfachen Things in Ditto.

Listing 1: JSON Definition eines beispielhaften Things.

```
{
  "thingId": "mesh:windturbine",
  "policyId": "mesh:windturbine_policy",
  "attributes": {
    "manufacturer": "MesH Engineering GmbH"
  },
  "features": {
    "control": {
      "properties": {
        "mode": {
          "value": "idle"
        }
      }
    }
  },
  "measurements": {
    "properties": {
      "power": {
        "value": 0.0
      }
    }
  }
}
```

Die Definition beginnt mit einer Thing-Id (*thingId*) und einer Policy-Id (*policyId*). Bei der Thing-Id handelt es sich um den formalen Namen des Things, der unter anderem die URL bestimmt, über die von außen auf das Thing zugegriffen werden kann. Die Policy-Id legt fest, welche Policy für dieses Thing verwendet werden soll. In einer Policy sind die Zugriffsrechte von Nutzern auf ein Thing und seine Daten definiert; dieses Thema wird im weiteren Verlauf

unter Nutzer- und Zugriffsverwaltung genauer betrachtet. Die konkreten Daten, die im Thing gespeichert sind, werden in Attribute (*attributes*) und Features (*features*) gegliedert. Bei Attributen handelt es sich um Metadaten, die sich in der Regel nicht oder nur selten ändern. Seitens Ditto gibt es keinerlei Einschränkungen, welche Daten hier hinterlegt werden können. Im Gegensatz dazu handelt es sich bei den Features um veränderliche Daten, die den aktuellen Zustand des Things repräsentieren. Ähnlich wie bei den Attributen gibt es auch hier kaum Einschränkungen, welche Art von Daten dies sind und wie diese organisiert sind. Im Beispiel erfolgt etwa zunächst eine Gliederung in *control* und *measurements*. Unter *control* befinden sich Daten, über die die Anlage gesteuert werden kann, in diesem Fall die String-Variable *mode*, die den aktuellen Betriebszustand festlegt. Unter *measurements* hingegen liegen Messwerte der Anlage, die Aufschluss über ihren physikalischen Zustand geben, in diesem Fall ist das die Double-Variable *power*. Eine reale Anlage, die mit Ditto verbunden ist, würde nun den Wert der Variablen *mode* überwachen und ihren Betriebsmodus entsprechend anpassen sowie in regelmäßigen Abständen die Variable *power* mit der gemessenen Leistung aktualisieren. Damit würde Ditto für diese Anlage eine vollständige digitale Schnittstelle bereitstellen, über diese gesteuert und ihr Zustand abgefragt werden kann.

Schnittstellen und Kommunikation Die Kommunikation mit Ditto erfolgt entweder über die gängigen Internetprotokolle *HTTP* und *WebSocket* oder alternativ über eine Reihe weiterer IoT Protokolle wie z.B. *MQTT* [42] und *AMQP* [43]. Unabhängig von den konkret zur Datenübertragung genutzten Protokollen bietet Ditto Schnittstellen an, die unter anderem folgende Funktionen erfüllen:

- Erstellen, Löschen und Suchen von Things
- Lesen und modifizieren der Daten von Things
- Reagieren auf Events, z.B. nachdem sich Daten geändert haben
- Senden und Empfangen von Messages mit beliebigem JSON-Inhalt

Die Referenzierung von Things und deren Daten erfolgt über URLs. Ausgehend von der Basis-URL, unter der Ditto gehostet ist, können alle Daten in einem Thing durch den Pfad erreicht werden, der sich aus der Thing-Id und dem gewünschten Ziel in der Thing-Struktur zusammensetzt. Somit ergeben sich eindeutige Adressen, mit denen die Things und deren Daten angesteuert werden können. Für das in Listing 1 gezeigte Beispiel sind die möglichen Pfade in Listing 2 aufgelistet.

Listing 2: Zulässige JSON Pfade des Things aus Listing. 1

```
mesh:windturbine
mesh:windturbine/attributes
mesh:windturbine/attributes/manufacturer
mesh:windturbine/features
mesh:windturbine/features/control
mesh:windturbine/features/control/properties
mesh:windturbine/features/control/properties/mode
mesh:windturbine/features/control/properties/mode/value
mesh:windturbine/features/measurements
mesh:windturbine/features/measurements/properties
mesh:windturbine/features/measurements/properties/power
mesh:windturbine/features/measurements/properties/power/value
```

Je nach Einstiegspunkt sind die hiermit referenzierten Daten entweder Einzelwerte vom Typ *Number*, *String*, *Boolean* oder eine zusammengesetzte JSON-Struktur, die eine Teilmenge der Thing-Struktur darstellt.

Im Rahmen dieses Projekts wurden überwiegend *HTTP* und *WebSocket*, bzw. deren verschlüsselte Varianten *HTTPS* und *WSS* als Protokolle für die Kommunikation mit Ditto verwendet. Dabei beruht HTTP auf einzelnen Requests des Clients an den Server, auf die dieser mit einer Antwort reagiert. Bei WebSocket handelt es sich um eine kontinuierliche Verbindung zwischen Server und Client, die beliebig lange aufrechterhalten werden kann und über die in beide Richtungen Daten ausgetauscht werden. Diese beiden Arten der Kommunikation eignen sich für verschiedene Anwendungsfälle. So bieten sich HTTP Requests dafür an, Things zu verwalten oder einzelne Lese- oder Schreibvorgänge von Daten durchzuführen. WebSocket hingegen eignet sich gut für Daten, die sich schnell ändern, sowie für das Reagieren auf Events und den Austausch von Messages. Ein Beispiel dafür sind Messwerte, die kontinuierlich gemessen und in einem bestimmten Intervall an Ditto gesendet werden oder das Überwachen eines Wertes, bei dessen Änderung Client-seitig reagiert werden soll. Zusammen erfüllen HTTPS und WebSocket somit alle Anforderungen des Projekts an die Kommunikation.

Sicherheit der Kommunikation Ditto verfügt über mehrere Funktionen für die sichere Kommunikation, von denen einige für alle unterstützten Protokolle gelten und einige spezifisch für bestimmte Protokolle sind.

Alle von Ditto unterstützten Protokolle können durch TLS (Transport Layer Security, manchmal auch SSL für Secure Sockets Layer genannt) gesichert werden. Dies ermöglicht eine vollständig verschlüsselte Kommunikation und stellt sicher, dass die Identität externer Server, wie z. B. Nachrichtenbroker, die in einigen der Protokolle verwendet werden, überprüft wird. Dies kann das Risiko des Abhörens und von Man-in-the-Middle-Angriffen erheblich verringern.

Ein Beispiel für eine Funktion, die nur für HTTP-Push- und AMQP 1.0-Verbindungen gilt, ist die HMAC-Signierung. HMAC ist ein Nachrichtenauthentifizierungscode, d. h. an Nachrichten wird eine kleine Information angehängt, mit der die Authentifizierung und Integrität der Nachricht überprüft werden kann. Auf diese Weise kann überprüft werden, dass die Nachrichten vom angegebenen Absender stammen (Authentifizierung) und ihr Inhalt nicht verändert wurde (Integrität).

Nutzer- und Zugriffsverwaltung Die Ditto-Plattform ist dafür ausgelegt, von potentiell vielen verschiedenen Nutzern gleichzeitig verwendet zu werden. Wichtig ist dabei sowohl die Authentifizierung der Nutzer, um deren Identität sicherzustellen, als auch die Steuerung der Zugriffsrechte, damit Nutzer nur innerhalb bestimmter Einschränkungen auf der Plattform agieren können.

Da Ditto intern den weit verbreiteten *NGINX* Webserver [44] verwendet, sind hierdurch auch die Möglichkeiten der Authentifizierung festgelegt. Standardmäßig ist die *Basic Authentication* eingestellt, die einfachste Art der Authentifizierung, bei der die Nutzer sich mit ihrem Nutzernamen und einem Passwort authentifizieren können. Bei einer Anwendung in sicherheitskritischen Infrastrukturen sollte man jedoch auf Techniken mit höheren Sicherheitsstandards zurückgreifen. Als Beispiel sei hier die *Open Authorization (OAuth)* genannt, die vom *NGINX* Webserver unterstützt wird.

Die Zugriffsrechte von Nutzern auf Things in Ditto werden wie bereits erwähnt über sogenannte Policies definiert. Jedes Thing muss auf genau eine Policy verweisen, jedoch darf die gleiche Policy auch von mehreren Things verwendet werden. Analog zu den Things werden auch die Policies im JSON Format definiert und legen fest, welche Nutzer auf welche Arten auf Ressourcen zugreifen dürfen. Ressourcen können dabei beispielsweise komplette Things sein, sowie auch nur bestimmte Teile von Things. Listing 3 zeigt eine beispielhafte Policy für das

Thing aus Listing 1, die dem Nutzer *User1* Lese- und Schreibzugriff auf den Pfad *features/control/properties/mode* gibt, und damit implizit auch auf alle darunterliegenden Daten.

Listing 3: Beispielhafte Policy für das Thing aus Listing 1

```
{
  "policyId": "mesh:windturbine_policy",
  "entries": {
    "observer": {
      "subjects": {
        "nginx:User1": {
          "type": "nginx basic auth user"
        }
      },
    },
    "resources": {
      "thing:/features/control/properties/mode": {
        "grant": [
          "READ",
          "WRITE"
        ],
        "revoke": []
      }
    }
  }
}
```

Die bisher vorgestellten Funktionen sind bereits nativ in Ditto enthalten. Für die komplette Erfüllung der in Kapitel 2.2 formulierten Anforderungen an das Software-Framework wurden zusätzlich noch weitere Funktionen implementiert. Dazu gehören zum einen das Speichern und Abfragen von Zeitreihen (im Gegensatz zu Momentanwerten) sowie das Verknüpfen von Daten miteinander durch einfache mathematische Operationen. Diese Funktionalitäten wurden als eigene Services implementiert, die parallel zu Ditto laufen und mit den dortigen Daten interagieren. In den folgenden Abschnitten wird das grundlegende Design und die Funktionalität dieser Services genauer beschrieben. Für deren konkrete Umsetzung sei auf Abschnitt 2.4 verwiesen.

History Service In Ditto sind die Daten in den Things als Momentanwerte gespeichert, welche bei einer zeitlichen Änderung eines Zustands mit einem neuen Wert überschrieben werden. Eine Speicherung der Historie der Zustände war zunächst nicht vorgesehen. Deshalb wurde im Projektverlauf ein sogenannter History Service entwickelt, der die Daten der Things in einer Zeithistorie speichert und damit die historischen Zustände der Things mit dem jeweiligen Zeitstempel versieht.

Hierzu ist anzumerken, dass Eclipse Ditto aktiv weiterentwickelt wird und seit Version 3.2.0, veröffentlicht am 8.3.2023, nun auch selbst eine History-Funktion bereitstellt. Für dieses Projekt war das jedoch nicht mehr ausschlaggebend, da die eigene Implementierung zu diesem Zeitpunkt bereits voll funktionsfähig war und von den Projektpartnern erfolgreich genutzt wurde. Für zukünftige Anwendungen des Software-Frameworks bietet es sich jedoch an, diese neue Funktionalität von Ditto genauer zu evaluieren und gegebenenfalls auf diese umzusteigen.

Der in diesem Projekt entwickelte History Service beruht darauf, dass Things in ihrer Datenstruktur einen *framework* Eintrag hinzufügen und dort deklarieren, für welche Werte innerhalb des Things eine Zeithistorie angelegt werden soll. So könnte die in Listing 4 gezeigte beispielhafte Konfiguration zu dem Thing aus Listing 1 hinzugefügt werden, um den Wert der Leistung (*power*) aufzuzeichnen.

Listing 4: Beispielhafte Konfiguration des History Service.

```

"framework": {
  "properties": {
    "logging": {
      "power": {
        "path": "/features/measurements/properties/power/value"
      }
    }
  }
}

```

Der History Service selbst ist ein externes Programm, das sich mit Ditto verbindet und diese Konfigurationen detektiert. Wird eine History-Konfiguration gefunden, werden alle darin deklarierten Pfade ab diesem Zeitpunkt auf Änderungen überwacht und jeder neue Wert, zusammen mit einem aktuellen Zeitstempel, in eine separate Zeitreihen-Datenbank geschrieben.

Als Datenbank wurde eine *InfluxDB* Instanz gewählt, eine Open Source Datenbank, die auf numerische Zeitreihen spezialisiert ist [45]. Aus dieser Datenbank lassen sich die Zeitreihen, oder Teile davon, über den History Service wieder entnehmen. Dazu bietet der Service einen URL Endpunkt an, unter dem sich per REST API die Zeitdaten im JSON Format abfragen lassen.

Aggregation Service Der Aggregation Service dient der Verknüpfung von Daten mittels mathematischer Operationen. Damit können neue Variablen definiert werden, welche z.B. nicht in den Messdaten eines Systems vorhanden sind. Ein Anwendungsbeispiel ist die Berechnung der Gesamtleistung eines Windparks. Mit der Verfügbarkeit der Daten für die Leistung an den einzelnen Anlagen kann mittels des Aggregation Service durch Summierung die Gesamtleistung des Windparks berechnet werden und in einem separaten Thing für den Windpark gespeichert werden. Allgemeiner ausgedrückt hilft der Aggregation Service somit bei der Erstellung von Hierarchien von Things, bei denen die höhere Ebene Daten aus den untergeordneten Ebenen aggregiert.

Wie auch der History Service wird der aggregation service innerhalb der Things in einem *framework* Abschnitt konfiguriert. Listing 5 zeigt eine Beispielhafte Konfiguration, welche die Leistung der drei Things *mesh:windturbine*, *mesh:photovoltaic* und *mesh:fuelcell* addiert und einem dafür vorgesehenen Feature zuweist.

Listing 5: Beispielhafte Konfiguration des Aggregation Service.

```

"framework": {
  "properties": {
    "aggregate": {
      "sum_power": {
        "user": "ditto",
        "sources": {
          "power_1": "mesh:windturbine/.../power/value",
          "power_2": "mesh:photovoltaic/.../power/value",
          "power_3": "mesh:fuelcell/.../power/value"
        },
        "target": "mesh:green_energy_park/.../power/value",
        "task": "power_1 + power_2 + power_3"
      }
    }
  }
}

```

Im Abschnitt *sources* sind die Inputs des Aggregation Tasks definiert. Im Beispiel sind das die drei zu addierenden Leistungen. Der Wert *target* legt fest, unter welchem Pfad das Ergebnis gespeichert werden soll. Unter *task* folgt schließlich ein String mit einem mathematischen Ausdruck, der aus den drei Werten ein skalares Ergebnis berechnet.

Auch der Aggregation Service ist ein separates Programm, das mit Ditto interagiert. Sobald der Service eine gültige Definition eines Aggregation Tasks findet, überwacht er die Sources des Tasks auf Änderungen und aktualisiert gegebenenfalls den Target-Wert mit einer Auswertung des mathematischen Ausdrucks. Dabei werden sowohl grundlegende arithmetische Operationen (+, -, *, /) als auch die häufigsten mathematischen Funktionen (sin, cos, tan, exp, ...) und Konstanten (π , e) unterstützt.

2.4 Implementierung des Software-Frameworks

Eclipse Ditto bietet verschiedene Arten des Deployments auf Servern. Die Standardmethode ist die Verwendung von Docker, einer Software zur Erstellung und Ausführung von Containern [46]. Container sind in sich geschlossene und voneinander isolierte Anwendungen, die jeweils ihr eigenes virtualisiertes Betriebssystem verwenden. Anders als virtuelle Maschinen verbrauchen Container jedoch deutlich weniger Ressourcen. Ditto besteht selbst aus mehreren Containern, dazu gehören beispielsweise ein NGINX Container für den Webserver, ein Gateway Container, der die Web APIs von Ditto bereitstellt sowie mehrere weitere Container, die die Kernfunktionalitäten von Ditto implementieren. Abb. ?? zeigt diesen internen Aufbau von Ditto.

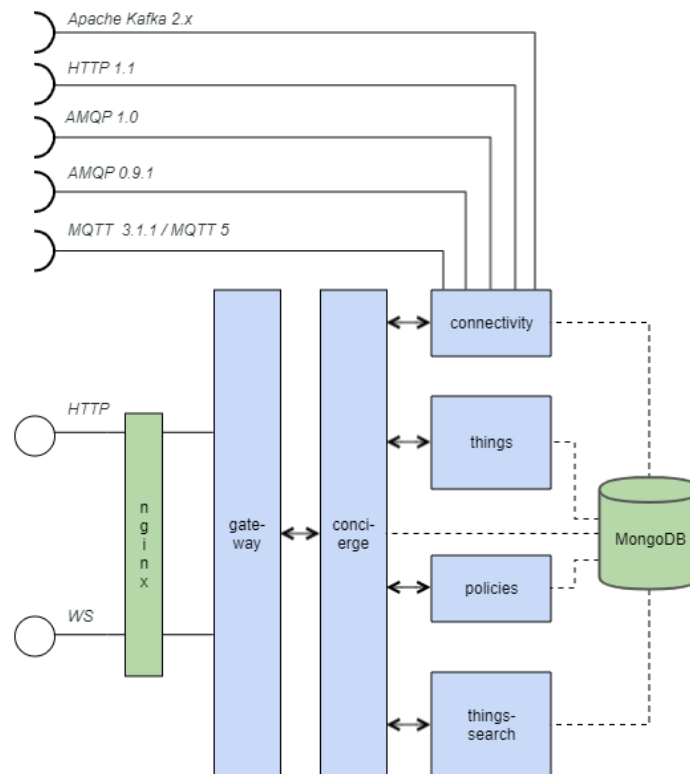


Abbildung 3: Aufteilung von Eclipse Ditto in Docker Container. Blau: Kernfunktionen von Ditto, Grün: Container, die zwar Teil von Ditto sind, aber aus externen Projekten stammen (Quelle: <https://eclipse.dev/ditto/1.0/architecture-overview.html>).

Diese Container werden zusammen als Einheit auf einem Linux Host-System ausgeführt

und kommunizieren untereinander über ihre HTTP und WebSocket Ports. Von außen erfolgt der Zugriff auf Ditto ausschließlich über die entsprechenden Ports der Hostmaschine.

Erweiterung von Ditto Da es sich bei Eclipse Ditto um Freie Open-Source Software handelt, besteht grundsätzlich die Möglichkeit den Quellcode zu modifizieren und zu erweitern, um neue Funktionalitäten umzusetzen. Es handelt sich dabei um Java Code, der innerhalb der einzelnen Container läuft. Dieser Weg gestaltet sich jedoch in der Regel vergleichsweise als schwierig, da einerseits detaillierte Kenntnisse der internen Implementierungsdetails von Ditto zur Umsetzung nötig sind. Andererseits müssen bei der Veröffentlichung neuer Basis-Versionen von Ditto die entwickelten Modifikationen auf die neue Version portiert und kompatibel gemacht werden. In Übereinstimmung mit Ditto's interner Architektur wurde deshalb der Ansatz gewählt, die Erweiterungen als Docker-Container auszuführen, die mit den Ditto-eigenen Containern integriert werden und mit diesen über die gewöhnlichen Web-Schnittstellen kommunizieren.

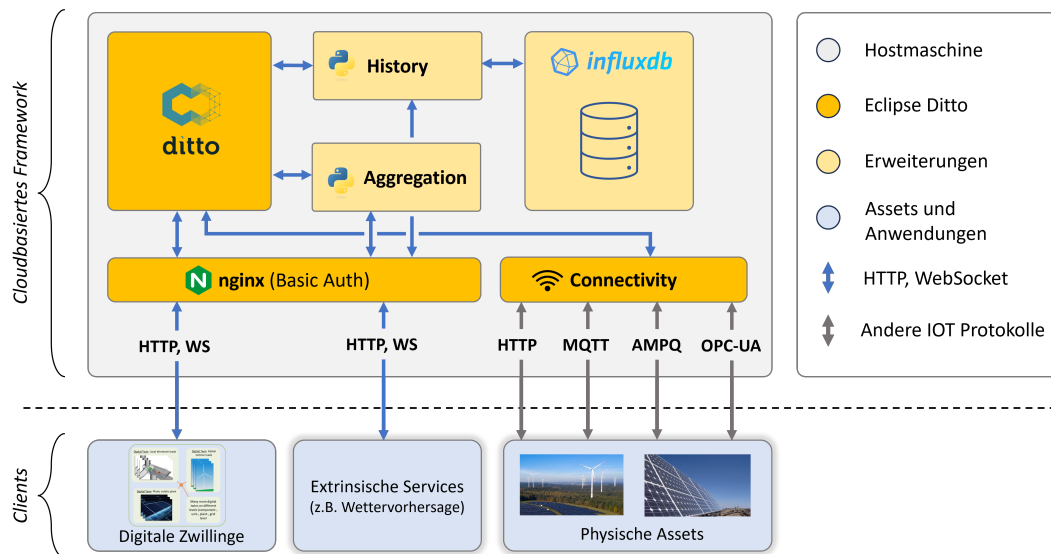


Abbildung 4: Aufbau und Komponenten des Software-Frameworks.

Abb. 4 zeigt die grundlegende Architektur des so entstandenen Systems. Die zusätzlichen Services (History- und Aggregation Service) befinden sich jeweils in einem eigenen Container. Zusammen mit einem weiteren Container für die InfluxDB-Datenbank des History Service sind das drei zusätzliche Container. Diese interagieren mit Ditto, wie das auch externe Anwendungen tun würden. Sie überwachen die Things auf Änderung ihrer Konfiguration und Daten und reagieren darauf mit dem Anlegen von Zeitdaten oder der Aggregation von Werten. Außer dieser direkten Interaktion mit Ditto, müssen die Services jedoch auch für bestimmte Aufgaben direkt zugänglich sein. Ein Beispiel hierfür ist die Abfrage von Daten aus dem History Service, die nicht über Ditto gehen kann. Zu diesem Zweck wurde die Konfiguration des in Ditto enthaltenen NGINX Webservers angepasst und zwei zusätzliche URL Endpunkte hinzugefügt, hinter denen sich die REST API der jeweiligen Services verbirgt. Sei beispielsweise `<base-url>` die URL, unter der Ditto extern erreichbar ist, dann werden hierdurch zwei weitere Endpunkte `<base-url>/history` und `<base-url>/aggregation` hinzugefügt. über diese Endpunkte können die Services durch die Nutzer des Frameworks per HTTP Request angesprochen werden, um diese zu aktivieren, zu deaktivieren, deren Status zu überprüfen oder um Daten abzufragen.

Implementierung der Services Die Implementierung der Services besteht in der Erstellung der Programmcodes, die innerhalb der Container laufen sollen. Beide Services wurden in ihrer ersten Version in Python geschrieben. Diese Programmiersprache wurde gewählt, weil entsprechendes Vorwissen bestand und erste Ergebnisse schnell erzielt werden konnten; damit konnten frühzeitig im Projekt erste Tests mit den Projektpartnern gemacht werden, um Feedback für die weitere Entwicklung zu erhalten. Außerdem existieren für Python eine Vielzahl von Programmibliotheken, die die Kommunikation mit HTTP und WebSocket sowie das Bereitstellen von Web APIs erleichtern.

Im weiteren Verlauf des Projekts wurde der History Service nach Java portiert. Die Gründe hierfür waren vor allem die bessere Performance und Robustheit, die sich typischerweise mit Java im Vergleich zu Python erreichen lassen. Da Java eine Sprache mit statischer Typisierung ist, können viele Fehler, die bei Python als Laufzeitfehler auftreten, bereits frühzeitig bei der Kompilierung des Programms erkannt werden. Die Portierung nach Java wurde dadurch vereinfacht, dass sowohl Ditto als auch die InfluxDB ein Java SDK (Software Development Kit) zur Verfügung stellen; diese Programmbibliothek vereinfacht das Erstellen von Programmen in Java und abstrahiert die Details der Kommunikation per HTTP und WebSocket.

Implementierung von Client Code Prinzipiell werden für Verbindungen von Assets oder Services mit Ditto bestimmte Codebausteine immer wieder benötigt. Deshalb wurde zur Standardisierung des Verbindungsaufbaus mit Ditto ein zusätzliches Programmmodul entwickelt. Dieser Support-Code wurde sowohl für Python als auch für Matlab erstellt und vereinfacht den Aufbau einer Verbindung zu Ditto und den allgemeinen Austausch von Daten. Die Herstellung einer WebSocket Verbindung aus Matlab heraus stellte dabei die größte Herausforderung dar. Hierfür musste auf die externe Bibliothek *MatlabWebSocket* [47] zurückgegriffen werden. Um die von Ditto benötigte Authentifizierung durchführen zu können, musste diese jedoch erst noch um das Feature erweitert werden, bei Verbindungsaufbau zusätzliche HTTP Header mit Nutzernamen und Passwörtern anzugeben.

Implementierung des Frontends Ditto selbst versteht sich ausschließlich als Backend für IoT Anwendungen und bietet als solches keine eigenen Möglichkeiten, die Daten von Things und deren zeitlichen Verlauf grafisch zu visualisieren. Um dies zu erreichen, musste noch ein Frontend in das Software Framework integriert werden. Eine solche Frontend-Lösung, die insbesondere auch im IoT Bereich sehr beliebt ist, ist *Grafana* [48]. Grafana ist eine Web-Basierte Software, mit der Daten aus einer Vielzahl verschiedener Quellen (z.B. InfluxDB, MySQL, PostgreSQL, Prometheus, Graphite) auf vielfältige Weise visualisiert werden können. Da für die Visualisierung oft der zeitliche Verlauf einer Größe von Interesse ist, war es naheliegend, den History Service bzw. dessen Datenbank (InfluxDB) als Datenquelle für das Frontend zu verwenden. Das Thema der Datensicherheit bei mehreren Nutzern wurde gelöst, indem der History Service für jeden Ditto-Nutzer einen separaten Datenbereich (sogenannte *Buckets*) auf der InfluxDb anlegt. Damit ist es möglich, jedem Grafana-Nutzer ausschließlich Zugriff auf die Daten zu geben, die den Zugriffsrechten seines Ditto-Nutzers entsprechen.

Durch die Kombination von 2D-Diagrammen und anderen Visualisierungsformen entstehen sogenannte Dashboards (s. Abb. 5), anhand derer man die ablaufenden Prozesse im betrachteten System veranschaulichen und nachvollziehen kann.



Abbildung 5: Beispiel eines mit Grafana erstellten Dashboards für die Visualisierung der Daten aus dem Software-Framework.

3 Ganzheitliche Zwillingstechnologie

Folgendes Ziel wurde im eTWINS-Verbundprojekt verfolgt: „Entwurf, Implementierung, Anwendung und Demonstration einer holistischen Softwareplattform und von systemtheoretischen Methoden zur Unterstützung der ganzheitlichen Anwendung digitaler Zwillinge auf das zukünftige Energiesystem unter Berücksichtigung von Skalierbarkeit, Modularität, Erweiterbarkeit und Umsetzung auf große überregionale Systeme.“ Die Eigenschaft „ganzheitlich/holistisch“ wurde besonders betont und ist nun auch die Kerneigenschaft der entwickelten Digitalen Zwillingstechnologie. Damit wurde eine der wichtigsten Grundlagen geschaffen, um die anspruchsvollen Problemstellungen des robusten, optimalen und koordinierten Betriebs des zukünftigen (Elektro-)Energiesystems zu lösen. Die folgenden Innovationen wurden durch die entwickelte ganzheitliche Digitale Zwillingstechnologie erreicht und haben wesentlich zum Erreichen der Projektziele beigetragen:

- Entwicklung eines Systems von Digitalen Zwillingssystemen [engl. System of Digital Twin Systems (SDTS)], das Hierarchie- bzw. Systemebenen-übergreifend von Komponenten über Anlagen und Kraftwerken bis hin zum Gesamtsystem interagieren können;
- Entwicklung eines ganzheitlichen Software-Frameworks zur Implementierung von Systemen von Digitalen Zwillingssystemen mit flexibel definierbaren Funktionalitäten und Kommunikationsmethoden mit geringer Latenz; und
- Entwicklung von Systemebenen-übergreifenden Anwendungen und Demonstrationen zur Validierung des Einsatzes der Systeme von digitalen Zwillingssystemen im Rahmen des entwickelten Software-Frameworks.

Die Umsetzung einer derartig ganzheitlichen Zwillingstechnologie beruht auf der Anwendung und Weiterentwicklung von Technologien und Verfahren aus verschiedenen Wissenschaftsbereichen sowie auf einer generischen Definition des Begriffs „Digitaler Zwilling“, wie in den folgenden Abschnitten näher erläutert wird (für weitere Details siehe auch [49]).

3.1 Schlüsseltechnologien zur Ermöglichung von Digitalen Zwillingen

Die Entstehung und Evolution digitaler Zwillinge [engl. „Digital Twin (DT)“] lassen sich auf die Entwicklung ihrer unterstützenden Technologien zurückführen, welche die Funktionalitäten eines digitalen Zwillinge überhaupt erst ermöglichen. Diese Technologien erfüllen Anforderungen an synchronisierte Messungen, genaue Modelle, Echtzeitkommunikation und die Verarbeitung enormer Datenmengen zwischen den Diensten. Für die Umsetzung einer ganzheitlichen digitalen Zwillinge-Softwareplattform sind Technologien in den folgenden Bereichen relevant: Datenerfassung, Modellierung, Kommunikation, Datenverarbeitung und Datenanalyse.

3.1.1 Datenerfassung

Als Brücke zwischen der digitalen und der physikalischen Welt versorgen Mess- und Erfassungsgeräte die Digitalen Zwillinge mit Echtzeitdaten. Die Schnittstellen für die Datenerfassung müssen klar spezifiziert und einheitlich sein, und die verwendeten Protokolle müssen die erforderlichen Übertragungsraten realisieren, damit die digitalen Zwillinge synchron arbeiten können. Dies ist besonders wichtig, da verschiedene Arten von Anwendungen unterschiedliche Anforderungen an die Übertragungslatenz aufweisen. Das “Supervisory Control And Data Acquisition” (SCADA)-System ermöglicht den Austausch von Daten zwischen einer Steuerungs- bzw. Überwachungseinheit und den zugehörigen Geräten. Es findet häufig Anwendung in Systemen für erneuerbare Energien wie Windparks. Dank technologischer Fortschritte können SCADA-Systeme nun drahtlos untereinander kommunizieren und Messungen von entfernten

Assets oder Steuerungen erfassen. Dennoch erfolgt dies mit einer vergleichsweise geringen Aktualisierungsrate und ohne Zeitstempel [50]. Im Vergleich dazu werden “Phasor Measurement Units” (PMUs) als multifunktionale Signalerfassungssysteme mit einer erheblich höheren Abtastrate zunehmend in Netzleitstellen für die Echtzeit-Identifikation und -überwachung eingesetzt. Dies trägt dazu bei, die Zustandsüberwachung sowie die Erkennung und Diagnose von Fehlern in Energiesystemen zu verbessern [51]. Die Kombination von SCADA und PMU in digitalen Zwillingen bildet daher eine vielversprechende Basis für ein intelligentes und automatisiertes Kontrollsystem für Stromnetze [52]. Die übliche Aktualisierungsrate von SCADA-Systemen liegt im Bereich von Minuten und ist für vergleichsweise langsame Steuerungs- und Regelungsvorgänge auf höheren Systemebenen ausreichend [53]. Für andere Anwendungen, wie beispielsweise Algorithmen zur Subsystem- oder Komponentenoptimierung, sind wesentlich geringere Latenz- und Zykluszeiten und eine deutlich schnellere Ausführung der Berechnungen entscheidend. Daher sollte die Datenerfassung mindestens durch ein PMU-System oder ähnlich schnelle Systeme erfolgen.

3.1.2 Modellierung

Das wesentliche Element und die zentrale Herausforderung eines digitalen Zwillings stellt die virtuelle Repräsentation in Form eines geeigneten Modells dar, das Simulationsergebnisse oder Vorhersagen in Echtzeit liefern kann. Obwohl dies ein klassisches und bereits breit erforschtes Thema ist, muss jeweils anwendungsspezifisch geklärt werden, wie die einzelnen Systemebenen des Elektroenergiesystems mit der jeweils erforderlichen Genauigkeit modelliert werden können und sollen. Dabei sind *Systemidentifikation* und *Modellreduktion* bei der Einführung der Digitalen Zwillinge essentiell. Die Systemidentifikation ist der Prozess, bei dem die Parameter der mathematischen Beschreibung des dynamischen Systems anhand von gemessenen Input-Output-Daten geschätzt oder rekursiv aktualisiert werden. Abhängig vom Verständnis des Systems und seinen spezifischen Anwendungen kann das angewandte Modell in einer Digitalen Zwillingsumgebung in drei Typen unterteilt werden: White Box, Grey Box und Black Box Modellierung. Hierbei nimmt das a priori Wissen über die physikalische Systemstruktur ab, während die Zuverlässigkeit der Daten steigt. Ein Beispiel für eine Grey Box Modellierung in diesem Projekt ist die Modellierung einer Asynchronmaschine: Die Struktur des Modells ist klar und bekannt, aber die Parameter variieren aufgrund der nichtlinearen Sättigungseffekte. Daher werden Offline-Messungen und Simulationen angewendet, um Flusskarten für die betriebspunktabhängigen Parameter im Modell zu generieren. Die Modellreduktion ist eine Methode zur Umsetzbarkeit von digitalen Zwillingen für große Energiesysteme (mit z.B. vielen Tausenden von Subsystemen), die darauf abzielt, die Simulation zu beschleunigen und gleichzeitig die erwartete Genauigkeit zu gewährleisten [54]. Der Ausschluss oder die Vereinfachung von physikalischen Prozessen oder Komponenten führt zu einer angemessenen Reduzierung der Modellordnung, wenn die Auswirkungen der Vereinfachung auf das betrachtete System vernachlässigbar sind. Daher erfordert jedes Modell einen Kompromiss zwischen Modellierungstiefe und Einfachheit sowie zwischen Genauigkeit und Simulationsgeschwindigkeit.

3.1.3 Kommunikation

Die signifikante Zunahme der in und zwischen den digitalen Zwillingen ausgetauschten Datenmenge, sei es von lokalen Daten zu Cloud-basierten Daten oder Daten von (lokal) benachbarten Zwillingen, stellt eine Herausforderung für die Kommunikationskapazität und -geschwindigkeit herkömmlicher Tools dar [55]. Der Bedarf an hohem Durchsatz und zuverlässiger Kommunikation mit geringer Latenzzeit kann als einer der Engpässe für die Realisierung von digitalen Zwillingen angesehen werden [56]. Die Forderung nach der Realisierung von großen ganzheitlichen Systemen von digitalen Zwillingssystemen ohne geografische Grenzen und der Trend zu Cloud-basierten Plattformen führen zu der Idee, drahtlose Kommunikati-

on zu nutzen. Mit einer Übertragungsverzögerung von nur wenigen Millisekunden und einer Bandbreite von bis zu 20 GB/s erfüllt der 5G-Technologiestandard die hohen Anforderungen an die DT-Kommunikation. Die 5G-Technologie kann zur Integration von datenintensiven Anwendungen, wie z.B. Machine-Learning-Verfahren, beitragen [57]. Darüber hinaus stärkt die kommende 6G-Technologie die Kommunikationsfähigkeit mit einer auf bis zu 1 TB/s verbesserten Übertragungsrate und ermöglicht verteilte DT oder SDTS über die Cloud und über dezentrale Datenverarbeitung (“Edge Computing”) [58]. In diesem Projekt erfolgt die Kommunikation von den Clients zum cloudbasierten Server und zwischen den Clients entweder über die gängigen Internetprotokolle HTTP und WebSocket oder alternativ über eine Reihe anderer Internet-of-Things (IoT)-Protokolle wie MQTT und AMQP. Die Kommunikationsgeschwindigkeit hängt von der Bandbreite des lokalen Internets ab und ist daher in der Regel ausreichend schnell für koordinierte Anwendungen auf höheren Systemebenen. Jedoch können für lokale Anwendungen auf niedriger Ebene DSP- und/oder FPGA-basierte Systeme eine niedrige Kommunikationslatenz im Bereich von Millisekunden bis Mikrosekunden bieten.

3.1.4 Datenverarbeitung

Der tatsächliche Einsatz komplexer digitaler Zwillinge erfordert eine flexible und verteilte Hardware. Im Bereich der Energienetze entspricht die Kombination aus *Cloud Computing* und *Edge Computing* dem Bedarf an Netzsteuerung und lokalen Verteilern. Cloud Computing bietet Computerdienste und -ressourcen für Nutzer ohne ausreichenden Zugang und Verfügbarkeit eigener Hardware und Software. Die reine Bereitstellung von Ressourcen wie Rechenleistung oder Speicherkapazitäten bezeichnet man als “Infrastructure-as-a-Service” (IaaS). “Platform-as-a-Service” (PaaS) übergibt zusätzlich Programmier- oder Laufzeitumgebungen an den Nutzer. Im Gegensatz zu IaaS und PaaS bietet “Software-as-a-Service” (SaaS) zusätzlich den Zugang zu Anwendungssoftware und Algorithmen. Wie in [59, 60] vorgestellt, ist Edge Computing das Paradigma des verteilten Rechnens bzw. der dezentralen Datenverarbeitung. Im Gegensatz zum Cloud Computing werden die Rechen- und Speicherkapazitäten näher an den Endnutzer herangeführt. Dies verringert die Latenzzeit bei zeitkritischen Prozessen, da die Entscheidungen in der Nähe des physischen Standorts der Anlage getroffen werden, was sich besonders gut für lokale Steuerungen und Regelungen in Energiesystemen eignet.

3.1.5 Datenanalyse

Im Kontext der Cloud- und Edge-Computing-Technologien ist die datenbasierte Analyse, wie zum Beispiel maschinelles Lernen, ein zentraler und intelligenter Treiber für digitale Zwillinge. Fortschrittliche datenwissenschaftliche Techniken eignen sich nicht nur für die Analyse, sondern auch für die Modellkalibrierung und -anpassung. Klassifizierungs- und Regressionsmodelle sind zwei Hauptbereiche, in denen Algorithmen des überwachten Lernens (engl. “supervised learning”) eine entscheidende Rolle spielen. Neben mathematischen Modellen für die Replikation in der realen Welt spielt die Datenanalyse eine wichtige Rolle bei der Realisierung von Digitalen-Zwillings-Anwendungen: Mit Datensätzen entweder aus Modellen oder aus Messungen können Online-Überwachungsstrategien implementiert werden, die u.a. durch die Integration von Algorithmen des maschinellen Lernens die Identifizierung von abnormalen Zuständen oder Fehlern ermöglichen [61]. Ein prädiktiver Betrieb und eine präventive Wartung können auch mit datengesteuerten Prognosen erreicht werden [62]. Durch Online-Training mit Messdaten können sich datengesteuerte Modelle und Dienste in digitale Zwillingen an Veränderungen in der realen Welt anpassen. Zum Beispiel in diesem Projekt werden die Nachlaufmodelle der Windturbinen mithilfe eines Kalman-Filters anhand der Echtzeitdaten von SCADA korrigiert, was zu einer genaueren Strömungsschätzung führt.

3.2 Digitales Zwillingssystem: Definition und Konzept

In der Anfangsphase dieses Projekts wurde versucht herauszufinden, was genau ein digitaler Zwilling ist und wie er sich auf das Energiesystem mit koordinierter Operation anpassen lässt. Die Literaturrecherche zeigte, dass die zunehmende Bedeutung von digitalen Zwillingen zu verschiedenen Interpretationen geführt hat. Trotz aller Unterschiede in den Details besteht Konsens über das Konzept des digitalen Zwillings, wie in Abb. 6 gezeigt. Es setzt sich aus drei Kernelementen zusammen: einer gleichzeitigen *virtuellen Präsentation* (*Virtual Presentation*), einer *physikalischen Anlage* (*Physical Asset*), und ihrer bidirektionalen *Kommunikationen* (*Communication*). Die Definition wird weiter ausgedehnt, indem fünf wesentliche Komponenten herausgearbeitet werden: *reales System* (*Real system*), *virtuelles Modell* (*Virtual model*), *Dienste* (*Services*), *Daten* (*Data*), und *Verbindungen* (*Connections*) [63].

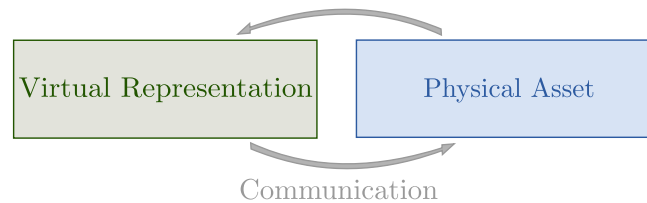


Abbildung 6: Kernkonzept des digitalen Zwillings.

Es besteht jedoch keine klare Abgrenzung zwischen den grundlegenden inhärenten Fähigkeiten des digitalen Zwillings und denen, die extern abgeleitet werden. Zudem wurde nicht erörtert, wie digitale Zwillinge unter verschiedenen übergeordneten Einheiten miteinander kommunizieren. Diese Lücke wurde im Projekt geschlossen. Zunächst wird die bestehende Definition eines „digitalen Zwillingssystems“ [engl. „Digital Twin System (DTS)“] aus [63] für ein System mit nur einer Systemebene verfeinert und präzisiert. Anschließend wird diese Definition modular auf die hierarchische Struktur mit beliebig vielen Systemebenen erweitert, um das Konzept „System von digitalen Zwillingssystemen“ [engl. „System of Digital Twin Systems (SDTS)“] einzuführen. Die hier vorgeschlagenen Definitionen sind nicht nur für Energiesysteme geeignet, sondern gelten generell für alle Anwendungen von digitalen Zwillingen.

Definition 1 (Digitales Zwillingssystem [engl. „Digital Twin System (DTS)“]). „*Ein digitales Zwillingssystem besteht aus einem digitalen Zwilling und der entsprechenden physikalischen Anlage. Der digitale Zwilling läuft digital neben der physikalischen Anlage (Physical Asset). Der digitale Zwilling ist in drei miteinander verbundene Teile gegliedert: Virtuelles Modell (Virtual Model), Daten (Data) und Dienste (Services). Die physikalische Anlage und die Teile des digitalen Zwillings sind über Verbindungen (Connections) miteinander vernetzt. Das digitale Zwillingssystem kann sich anpassen und neu konfigurieren, um den tatsächlichen Zustand der physikalischen Anlage während ihres Lebenszyklus widerzuspiegeln und Services zur Verbesserung/Erweiterung der Leistung und Funktionalität des physikalischen Assets anzubieten. Diese Funktionen können mithilfe eines Berichtsmoduls [engl. „Reporting Module (RM)“] und eines Steuerungsmoduls [engl. „Control Module (CM)“] des digitalen Zwillings in Anspruch genommen werden.*“

Abb. 7 illustriert das vorgeschlagene Konzept eines DTS auf einer einzigen Systemebene. Uni- oder bidirektionale Verbindungen werden durch entsprechende graue Pfeile dargestellt. In Erweiterung zur Definition aus [63] werden die Dienste zusätzlich in zwei Kategorien unterteilt, nämlich in die *intrinsischen* und die *extrinsischen* Dienste (Services). Intrinsische Services sind für die Konfiguration des digitalen Zwillings unverzichtbar und unterstützen den grundlegenden Betrieb. Im Gegensatz dazu sind extrinsische Services optionale Dienstleistungen, die

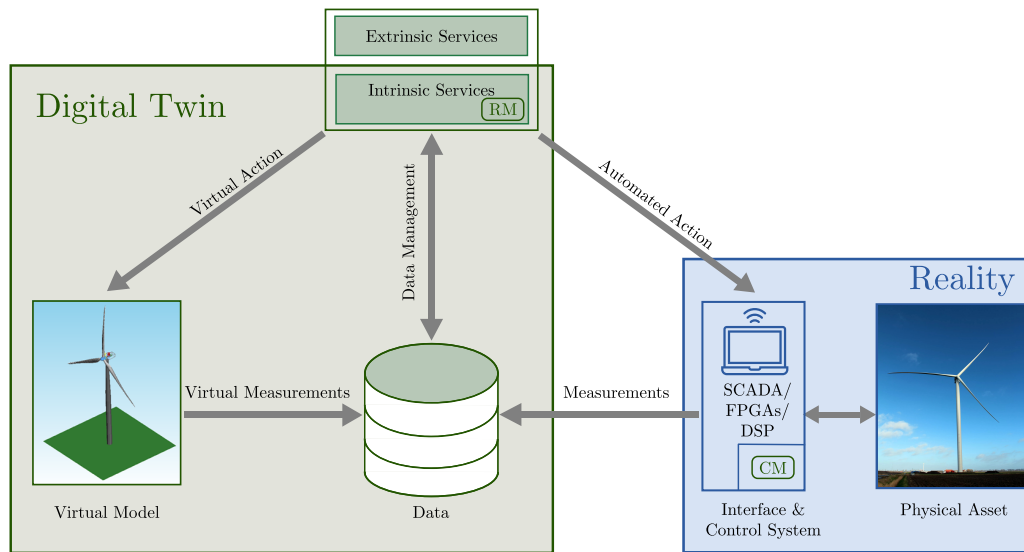


Abbildung 7: Digitales Zwillingssystem (DTS), das aus digitalem Zwilling und physikalischer Anlage besteht. Der grüne Kasten stellt die Grenze für den digitalen Zwilling dar, der aus einem virtuellen Modell seines physischen Gegenstücks, Daten (Speicher) und Services besteht. Die Verbindungen werden durch Pfeile dargestellt.

vertiefte Kenntnisse über den digitalen Zwilling und die damit zusammenhängenden Dimensionen und/oder die physikalische Assets liefern. Extrinsische Services können entsprechend den Anwendungsszenarien definiert und modifiziert werden.

Die nachfolgenden Punkte erläutern im Detail die fünf Dimensionen eines DTS:

1. Eine **physikalische Anlage (Physical Asset)** ist das Gegenstück zu einem Digitalen Zwilling. In der vorgeschlagenen Formulierung umfasst eine physikalische Anlage auch die entsprechende Standardsteuerung und das SCADA/FPGA/DSP-System, das eine Schnittstelle zur Verbindung mit dem Digitalen Zwilling bereitstellen kann. Das physische Asset kann sowohl eine Komponente (z.B. IGBT-Modul, Antriebsstrang), eine Erzeugungseinheit (z.B. Windturbine), ein Kraftwerk (z.B. Windpark) oder auch das Stromnetz selbst sein. FPGA/DSP werden häufiger auf der Komponentenebene eingesetzt, während SCADA (in Kombination mit PMUs) auf der Systemebene eingesetzt werden. Durch das Senden von (realen) Messungen an den Digitalen Zwilling und den Empfang automatisierter Aktionen (Befehle) von Services beeinflusst der Digitale Zwilling den Betrieb des physischen Assets über das Steuerungsmodul (CM), das im Regelungssystem enthalten ist. Ein CM kann in der Cloud laufen oder Teil des lokalen (Sub-)Systems sein, entweder auf separater Hardware oder integriert in das bestehende SCADA/FPGA/DSP-System. Außerdem können CMs über eigene Bussysteme verfügen oder denselben Datenbus wie das zugehörige Regelungssystem nutzen. Das physische Asset zusammen mit den entsprechenden Schnittstellen wird in Abb. 7 als *Realität (Reality)* dargestellt.
2. Ein **virtuelles Modell (Virtual Model)** ist ein physik- und/oder datenbasiertes Modell der physikalischen Anlage. Es läuft in der Regel digital neben dem realen Asset

und erzeugt virtuelle Messungen. Diese virtuellen Messungen können entweder Repräsentationen von aktuellen Zuständen oder deren Prädiktionen sein. Die Potenziale zur Reduzierung von Sensoren, zur Erkennung von Störungen oder Fehlern und zur Optimierung können auf der Grundlage solcher virtueller Messungen entfaltet werden. Das virtuelle Modell empfängt virtuelle Aktionen von den laufenden Services, die bestimmen, welche Aktionen durch das Modell ausgeführt werden und wie es angepasst werden sollte.

3. Die **Daten (Data)** stellen die gespeicherte Version der (realen) Messungen der physischen Anlage und der virtuellen Messungen des virtuellen Modells dar. Es handelt sich dabei um aktuelle und/oder historische Messungen oder um Prädiktionen zukünftiger Ereignisse. Die Daten werden mit den Diensten ausgetauscht. Dieser Austausch erfolgt mittels des *Datenmanagements (Data Management)*.
4. **Dienste (Services)** bieten die Funktionalitäten, die dem gesamten DTS Nutzen und Intelligenz verleihen. Dabei wird zwischen intrinsischen und extrinsischen Services unterschieden.
 - **Intrinsische Services** sind essenzielle Elemente der Architektur von digitalen Zwillingen und gewährleisten die Realisierung der gewünschten Funktionalität. Sie umfassen die Datenkoordination zwischen den verschiedenen Dimensionen des digitalen Zwillings, die Kalibrierung und Anpassung der virtuellen Modelle sowie die Synchronisierung zwischen verschiedenen Zykluszeiten, um den tatsächlichen Zustand der physischen Anlage besser widerzuspiegeln. Das Verhalten von digitalen Zwillingen kann auch mithilfe des *Berichtmoduls (RM)* mit einem externen System verknüpft werden. Diese Informationen können für Leistungsbewertung, Langzeitanalysen oder als Input für eine separate Applikation, die auf einem externen System läuft, verwendet werden.
 - **Extrinsische Services** ermöglichen zusätzliche Funktionalitäten für die physischen Assets und ihrer Interaktion. Beispielsweise unterstützt die Zustandsüberwachung den Nutzer bei strategischen Entscheidungen, wie beispielsweise prädiktiver Wartung. Ein weiteres Beispiel kann eine fortgeschrittene Steuerungsaufgabe sein, wie die Koordination von Erzeugungsanlagen auf Kraftwerksebene für einen wirtschaftlichen Dispatch (economic dispatch). Je nach den Anforderungen der Stakeholder können extrinsische Services dem Gesamtdienstleistungsportfolio hinzugefügt (oder entfernt) werden. Sie sind daher ein Add-on und nicht kritisch für die Einrichtung oder den Betrieb eines digitalen Zwillingssystem. Daher sind sie außerhalb der Grenze des digitalen Zwillings in Abb. 7 platziert.
5. **Verbindungen (Connections)** stehen für die Kommunikationskanäle, die zwischen physischen Assets, Daten, virtuellen Modellen und Services eingerichtet und unterhalten werden. Wie in Abb. 7 dargestellt, sind die Verbindungen die Verkörperung der Interaktionen zwischen den Dimensionen und ermöglichen den Datenaustausch von (i) realen und virtuellen Messungen, (ii) automatisierten und virtuellen Aktionen und (iii) Datenverwaltungsbefehlen von Services an das Datenzentrum. Sie ermöglichen den Austausch und die Synchronisierung von Informationen.

3.3 System von digitalen Zwillingssystemen: Definition und Konzept

Um die vernetzte und kaskadierte Natur des heutigen und zukünftigen Energiesystems umfassend zu erfassen und die Technologie der digitalen Zwillinge ganzheitlich zu integrieren, wird im

Folgendes ein generisches Konzept eingeführt: das „System von digitalen Zwillingssystemen“ [engl. „System of Digital Twin Systems (SDTS)“]. Die Definition lautet:

Definition 2. Ein System von digitalen Zwillingssystemen (SDTS) besteht aus horizontal und vertikal vernetzten digitalen Zwillingssystemen (DTS) auf allen Systemebenen wie Komponenten-, Anlagen-, Kraftwerks- und Netzebene (Gesamtsystemebene).

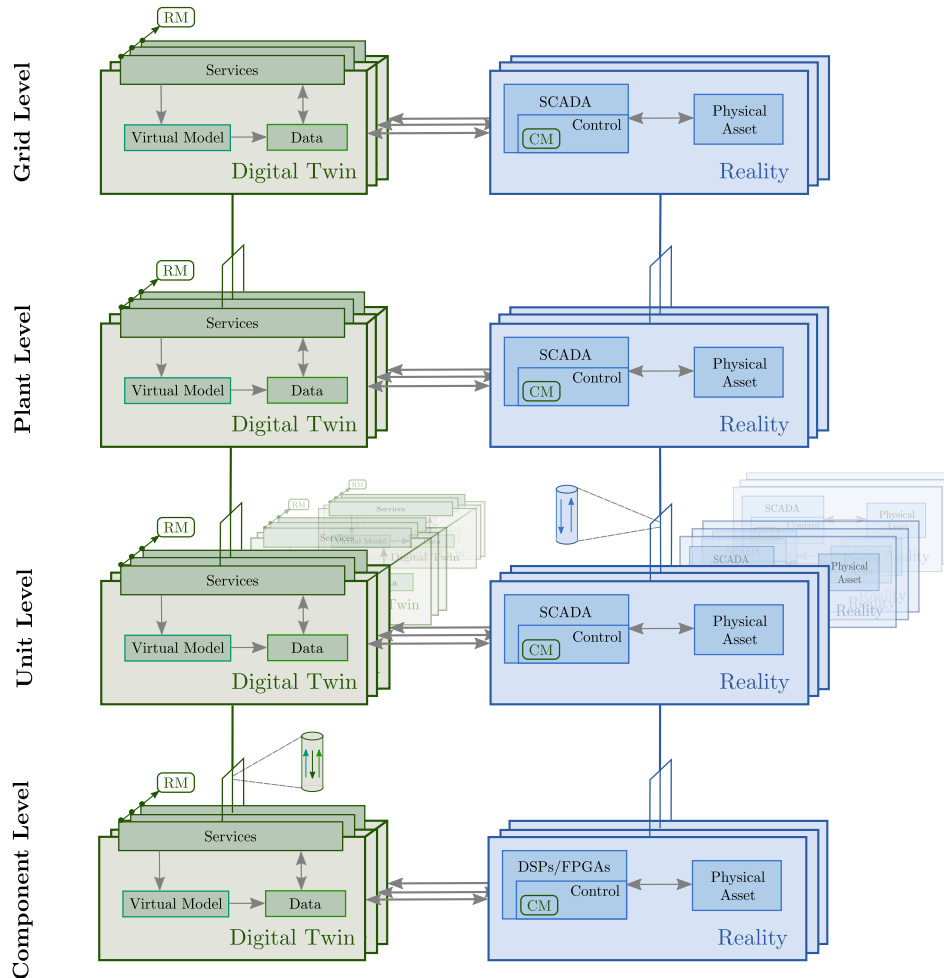


Abbildung 8: Visualisierung eines Systems von digitalen Zwillingssystemen (SDTS).

Die Idee des SDTS ist in Abb. 8 illustriert. Der zentrale Kernbaustein ist das bereits eingeführte DTS. Ähnlich wie bei einem Elektroenergiesystem besteht das SDTS aus verschiedenen physischen Assets und den zugehörigen digitalen Zwillingen auf vier Systemebenen. Allerdings ist die prinzipielle Architektur des SDTS für alle Systemebenen gültig. Die physische Anlage interagiert mit der Außenwelt über SCADA-Systeme oder FPGAs/DSPs, abhängig von ihrer vertikalen Einordnung auf Komponenten-, Anlagen-, Kraftwerks- oder Systemebene. Die bidirektionalen Verbindungen und die daraus resultierenden Interaktionen zwischen der physischen Assets und einem SCADA-System stellen den Fluss der Steuerungs- und Datenerfassungsbeehle zwischen beiden dar. Einerseits sind horizontale physische und virtuelle Verbindungen zwischen verschiedenen Teilsystemen auf einer bestimmten Systemebene möglich. Andererseits erfassen vertikale Verbindungen mit unterschiedlichen Zeitskalen der Teilsysteme hierarchische Abhängigkeiten, bei denen die Funktionalitäten des übergeordneten Systems von den Zuständen der untergeordneten Systeme abhängen und der Betrieb der untergeordneten Systeme von

übergeordneten Zwängen oder Vorgaben beeinflusst werden kann. Neben dem Informationsfluss durch horizontale und vertikale Verbindungen können digitale Zwillinge einer bestimmten Systemebene auch direkt miteinander kommunizieren, unabhängig davon, ob sie zum gleichen übergeordneten System gehören oder nicht. Eine solche verteilte Kommunikation kann helfen, Latenzzeiten zu reduzieren und bietet zusätzliche Möglichkeiten für Anwendungen, die einen raschen Informationsaustausch zwischen den Anlagen erfordern. Da das gesamte System auf jedem einzelnen DTS aufbaut, kann die Erweiterung zum SDTS modular und ohne großen Anpassungsaufwand realisiert werden.

Das vorgeschlagene SDTS-Konzept bildet die Grundlage für die Umsetzung eines ganzheitlichen Systems von digitalen Zwillingssystemen für das zukünftige (Elektro-)Energiesystem und dient als Motivation für die entwickelte generische Softwareplattform, die bereits in Abschnitt 2.4 näher vorgestellt wurde. Mit diesem Software-Framework und der definierten Struktur des Systems von digitalen Zwillingssystemen wurde die Grundlage geschaffen, sowohl lokale als auch koordinierte Funktionen zu entwickeln, implementieren und anzuwenden, die eine ganzheitliche Optimierung des Systembetriebs ermöglichen. Drei ausgewählte Anwendungsszenarien des entwickelten Konzepts und Frameworks werden in Kapitel 5 im Detail vorgestellt.

4 Digitale Zwillinge auf Kraftwerks-, Anlagen- und Komponentenebene

In diesem Kapitel werden unterschiedliche Digitale Zwillinge auf Kraftwerks-, Anlagen- und Komponentenebene, die während der Projektzeitdauer entwickelt wurden, näher vorgestellt und diskutiert.

Der erste Digitale Zwilling in Abschnitt 4.1 erlaubt die Überwachung von Lasten und Schäden im Antriebsstrang (Komponentenebene) von Windenergieanlagen. Es werden zwei Herangehensweisen vorgestellt.

In Abschnitt 4.2 werden neuartige Modellierungs-, Identifikations- und Regelungsansätze für die elektrischen, maschinen- und netzseitigen Teilsysteme einer Windenergieanlage (Komponentenebene) vorgestellt, die die Grundlage für eine Implementierung von hochgenauen digitalen Zwillingen ermöglichen, um beispielsweise Effizienz, Fehlertoleranz, Zustandsüberwachung oder Netzsynchrosation der entsprechenden Komponenten zu verbessern. Insbesondere flossen die Ergebnisse dieses Abschnitts maßgeblich in die Entwicklung des Systems von digitalen Zwillingssystemen in Anwendungsszenarios 2 in Kapitel 5.2 zur Trägheitsemulation [engl. „Inertia Emulation“] und zum Trägheitsmonitoring mit ein.

In Abschnitt 4.3 wird der digitale Zwilling der Windparkströmung beschrieben. Dieser teilt sich in einen statischen und einen dynamischen Strömungsschätzer. Die Modelle erlauben es die Windverhältnisse, insbesondere die Nachlaufeffekte in Windparks abzuschätzen. Daraus kann die Produktion der einzelnen Anlagen prognostiziert werden. Die digitalen Zwillinge nutzen Betriebsdaten um ihren Zustand zu aktualisieren oder sich besser auf die Umgebung anzupassen. Sie werden für die Referenzszenarien 1 (Abschnitt 5.1) und 3 (Abschnitt 5.3) eingesetzt.

In Abschnitt 4.4 werden die digitalen Zwillinge für die Photovoltaik beschrieben, die sowohl für monofaziale als auch für bifaziale PV-Module im Rahmen dieses Vorhabens entwickelt wurden. Mithilfe des digitalen Zwillings können auf Basis von lokalen meteorologischen Messdaten und weiteren Messstellen in der Modulebene die Erzeugungsleistung prognostiziert werden.

Abschließend wird in Abschnitt 4.5 das Vorgehen zur Erstellung des digitalen Zwillings für eine Batterie beschrieben. Das Batteriemodell wird ausgehend von einem Zellmodell skaliert, wobei die Zelle durch ein elektrothermischen Ersatzschaltbildes modelliert wird. Zusätzlich wird der verbleibende Modellfehler durch ein neuronales Netz reduziert.

4.1 Virtuelle Sensoren zur Schätzung der Lasten und Schäden im Antriebsstrang

Die Zustandsüberwachung von rotierenden Maschinenkomponenten spielt eine wichtige Rolle beim Betrieb und der Wartung von Windenergieanlagen [64]. Zur Ermittlung von Belastungen und Schäden im Triebstrang wurden in diesem Projekt hauptsächlich zwei Ansätze betrachtet: Die direkte Schätzung von Schäden anhand der identifizierten Betriebsbedingungen aus SCADA-Messungen und die datengetriebene Schätzung der Zeitreihen von Belastungen.

4.1.1 Direkte Schätzung von Schäden anhand von Betriebsbedingungen aus SCADA-Messungen

Im Rahmen dieses Projektes wurde ein Verfahren entwickelt und validiert [1], welches die schadensäquivalenten Lasten (engl. Damage Equivalent Loads (DEL)) während des Betriebs von WEA anhand der SCADA-Daten abschätzen kann. Hierfür wurden künstlich emulierte SCADA-Daten aus einem High-Fidelity Simulationsmodell verwendet. Die Referenzwindenergieanlage IEA 3,4 MW [5] wurde ausgewählt, um die Simulationen durchzuführen. Die Parameter der WEA sind in Tabelle 1 aufgelistet.

Tabelle 1: Parameter der Referenzwindenergieanlage IEA 3,4 MW [5]

| Parameter | Wert | Einheit |
|---------------------------------|--------|-----------------------------|
| Wind Klasse | IEC 3A | [-] |
| Aerodynamische Nennleistung | 3,6 | MW |
| Nabenhöhe | 110 | m |
| Einschaltwindgeschwindigkeit | 3 | $\frac{\text{m}}{\text{s}}$ |
| Ausschaltwindgeschwindigkeit | 25 | $\frac{\text{m}}{\text{s}}$ |
| Rotor Durchmesser | 130 | m |
| Nenn Drehzahl | 11,753 | rpm |
| Nennwindgeschwindigkeit | 9,8 | $\frac{\text{m}}{\text{s}}$ |
| Übersetzungsverhältnis Getriebe | 97 | [-] |

Für ein fortlaufendes Zeitfenster zum Zeitpunkt k können die DELs mit der Gleichung

$$\begin{aligned}
 DEL^{k-1 \rightarrow k} = f(& T_{LSS}^k, T_{LSS}^{k-1}, \mu_{T_{LSS}}^{k-1 \rightarrow k}, \sigma_{T_{LSS}}^{k-1 \rightarrow k}, \\
 & T_{Gen}^k, T_{Gen}^{k-1}, \mu_{T_{Gen}}^{k-1 \rightarrow k}, \sigma_{T_{Gen}}^{k-1 \rightarrow k}, \\
 & \omega_{Gen}^k, \omega_{Gen}^{k-1}, \mu_{\omega_{Gen}}^{k-1 \rightarrow k}, \sigma_{\omega_{Gen}}^{k-1 \rightarrow k}, \\
 & \theta^k, \theta^{k-1}, \mu_{\theta}^{k-1 \rightarrow k}, \sigma_{\theta}^{k-1 \rightarrow k}, \\
 & v_{wind}^k, v_{wind}^{k-1}, \mu_{v_{wind}}^{k-1 \rightarrow k}, \sigma_{v_{wind}}^{k-1 \rightarrow k}, \\
 & \phi_{wind}^k, \phi_{wind}^{k-1}, \mu_{\phi_{wind}}^{k-1 \rightarrow k}, \sigma_{\phi_{wind}}^{k-1 \rightarrow k})
 \end{aligned} \tag{1}$$

beschrieben werden.

T_{LSS} ist das aerodynamische Moment auf der langsamen Welle (engl. Low-Speed Shaft (LSS)), T_{Gen} ist das Generatormoment. ω_{Gen} ist die Generator Drehzahl. θ ist der Pitchwinkel. v_{wind} ist die Windgeschwindigkeit in Nabenhöhe. ϕ_{wind} ist die Windrichtung in Nabenhöhe. $(\bullet)^k$ ist die Messung (\bullet) am Zeitpunkt k . $\mu_{\bullet}^{k-1 \rightarrow k}$ ist die Standardabweichung der Messung (\bullet) im Zeitfenster $[k-1, k]$. $\sigma_{\bullet}^{k-1 \rightarrow k}$ ist die Standardabweichung der Messung \bullet im Zeitfenster $[k-1, k]$. $DEL^{k-1 \rightarrow k}$ ist die schadensäquivalente Last der untersuchten Komponente.

Die Daten wurden mit einem Mehrkörpersimulationsmodell erzeugt, das in der Software Simpack [65] aufgebaut wurde. Die Simulationen wurden mit der Referenzwindenergieanlage

IEA Task 37 3,4 MW durchgeführt. Das Getriebe wurde detailliert mit flexiblen Körpern und unter Auflösung der Zahnkontakte modelliert. Die Berechnung der aerodynamischen Kräfte am Rotor wurde durch die Koppelung der Blattelementimpulstheorie (engl. Blade Element Momentum (BEM)) mit dem Aerodyn-Code [66] realisiert. Turbulente Windfelder wurden mit Hilfe des Programms TurbSim [67] erzeugt. Abb. 9 zeigt den Ablauf der Datengenerierung und des Trainingsalgorithmus.

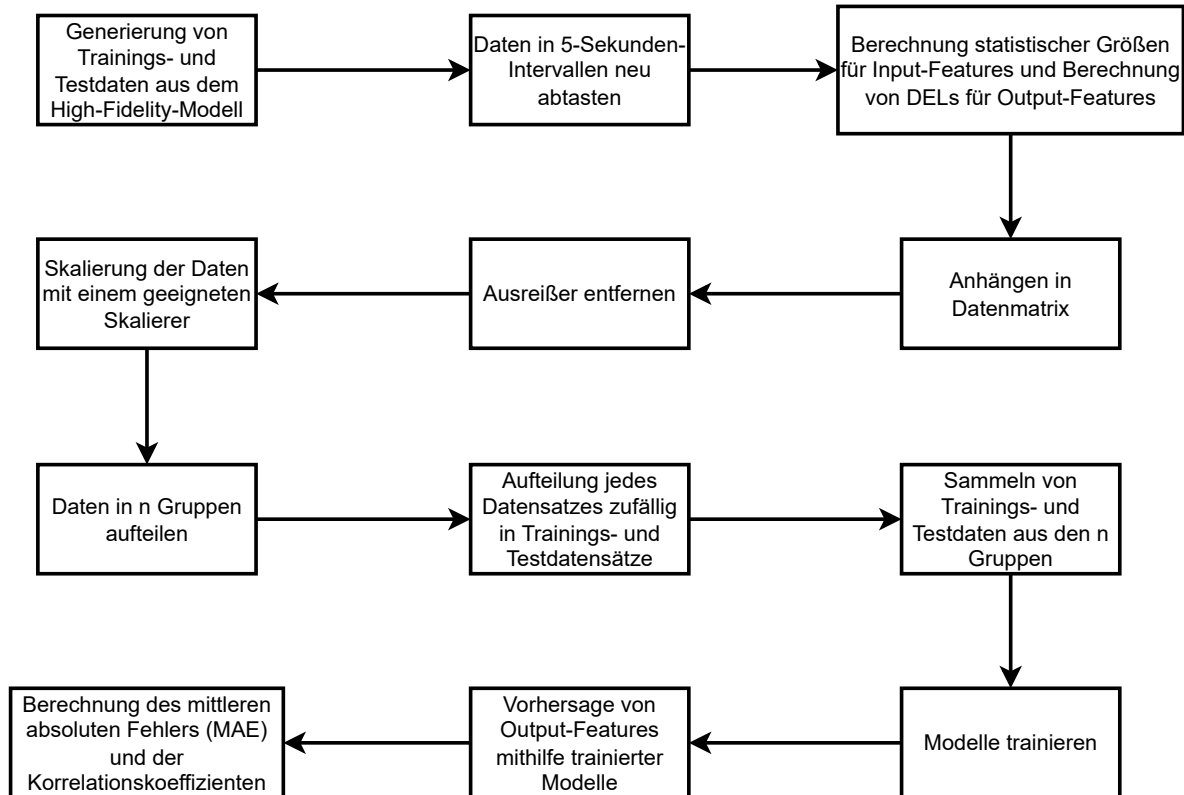
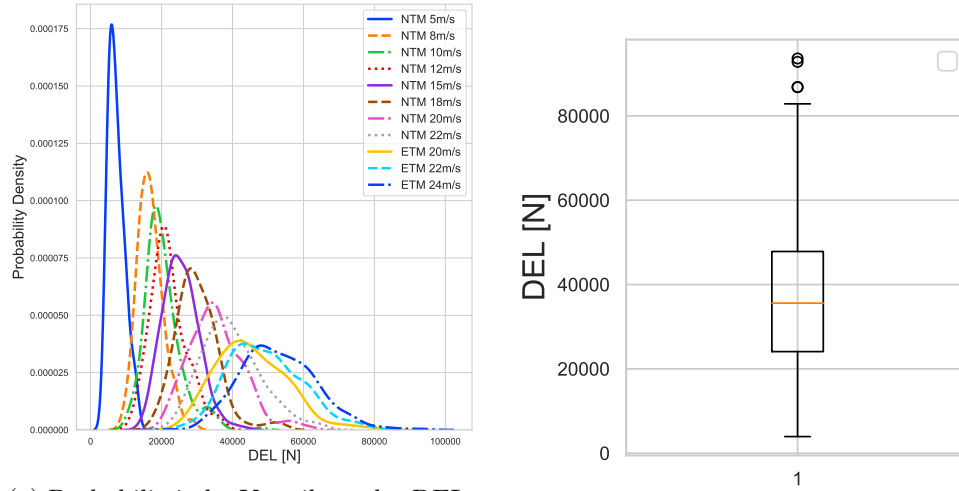


Abbildung 9: Workflow zum Aufbau des Verfahrens der Schätzung von DELs.

In *Simpack* wurden mehrere Lastfälle gemäß IEC 61400-1 [68] erzeugt. Die IEC-Norm definiert verschiedene Lastfälle für die Bewertung der Auslegung von Windenergieanlagen. Da der Schwerpunkt hier auf der Generierung von Daten liegt, die für die Berechnung von DELs für mechanische Komponenten relevant sind, wurden nur Lastfälle für die Stromerzeugung betrachtet, speziell die Design Load Cases (DLC) 1.2 und 1.3. DLC 1.2 simuliert eine Windenergieanlage, die in normalen Turbulenzbedingungen (engl. Normal Turbulence Model (NTM)) betrieben wird, während DLC 1.3 eine Windenergieanlage simuliert, die in extremen Turbulenzbedingungen (engl. Extreme Turbulence Model (ETM)) betrieben wird. Jede DLC-Berechnung erzeugt Zeitverläufe des gewählten Ausgangs (hier: vertikale Reaktion an der linken Drehmomentstütze), anhand derer die DELs mit Hilfe des Rainflow-Counting-Algorithmus [69] berechnet werden. Jeder DLC zeigt eine unterschiedliche probabilistische Verteilung der ermittelten DELs auf die Komponenten, siehe Abb. 10a. Die Abhängigkeit der Verteilung der DELs von der Windgeschwindigkeit und den Turbulenzmodellen wird hier ersichtlich.

Die von *Simpack* bereitgestellten Daten werden mit einer Frequenz von $f = 1000$ Hz abgetastet. Die Daten aus SCADA-Systemen werden in der Regel mit einer kleinen Frequenz aufgenommen. Daher werden die DELs in einem vordefinierten Zeitintervall von $\Delta t = 5$ s ausgewertet, um das Verhalten des SCADA-Systems zu imitieren.

Das Ausgangsgröße für den vorgeschlagenen Ansatz ist die DEL, welche vorab berechnet



(a) Probabilistische Verteilung der DELs von verschiedenen Windgeschwindigkeiten und Turbulenzmodellen.

(b) Boxplot von der Verteilung der DELs für DLC 1.2 & 1.3.

Abbildung 10: Statistics of DELs.

werden muss. Das `fatpack` Tool [70] wird für die Berechnung der Rainflow-Matrix verwendet und führt die Rainflow-Zählung zur Berechnung der DELs durch. Die DELs werden mit

$$\Delta S_{eq, N_{ref}, m} = \sqrt[m]{\frac{\sum_{i=1}^n \Delta S_i^m N_i}{N_{ref}}} \quad (2)$$

berechnet [69, 71], wobei n die Anzahl der Schwingbreiten ist, m ist der Wöhlerexponent, N_i ist die Anzahl der Rainflow Zyklen für die i^{th} Schwingbreite, N_{ref} ist die Referenzzahl der Rainflow-Zyklen, bei denen Schäden im Spannungsbereich auftreten, ΔS_i ist die i^{te} Schwingbreite, $\Delta S_{eq, N_{ref}, m}$ ist die akkumulierte linear schadensäquivalente Last für die betrachtete Lastzeitreihe.

Nach der Generierung und Verarbeitung der Daten aus der Simulation müssen die Daten so aufbereitet werden, dass sie mit dem maschinellen Lernverfahren verwendet werden können. Aus Abb. 10a ist ersichtlich, dass die Verteilung der DELs nicht einer Normalverteilung folgt. Die Lernalgorithmen arbeiten in den extremen Bereichen des gegebenen Datensatzes unzureichend, weshalb Ausreißer aus dem Datensatz entfernt werden. Die Interquartilsabstand-Methode (IQR) wird verwendet, um die Ausreißer innerhalb des Datensatzes zu entfernen (siehe Abb. 10b).

Der Datensatz wird dann mit dem Skalierer `MinMax()` skaliert, um die Input- und Output-Features des Modells zu normieren. Der skalierte Datensatz wird dann in n zufällige Teilmengen aufgeteilt und jede Teilmenge wird nach dem Zufallsprinzip in Trainings- und Testdaten aufgeteilt. Anschließend werden alle Trainings- und Testdaten zusammengefasst, um die Zufälligkeit des Datensatzes zu erhöhen und eine Überanpassung (engl. Overfitting) des Modells zu verhindern.

In dieser Arbeit wurde eine Palette von Regressionsalgorithmen implementiert und untersucht. Es wurden Algorithmen basierend auf Support Vector Regression (SVR), Gaussian Process Regression (GPR) mit Skalarprodukt- und White-Noise-Kernel, Decision Trees (sowohl normale als auch Ensemble Trees), Random Forest (RF) mit 100 Schätzern, Linearer Regression und Deep Neural Network (NN) entwickelt. Die zusätzlichen Trees werden als

Ensemble-gemittelte normale Decision Trees betrachtet, die die Vorhersagegenauigkeit verbessern und das Modell vor Überanpassung schützen. Die Verlustfunktion der datengetriebenen Modelle ist definiert als die Differenz zwischen den Referenzdatenpunkten und den prognostizierten Datenpunkten. Die Konvergenzkurve der Verlustfunktion beim Training neuronaler Netze ist in Abb. 11 beispielhaft dargestellt.

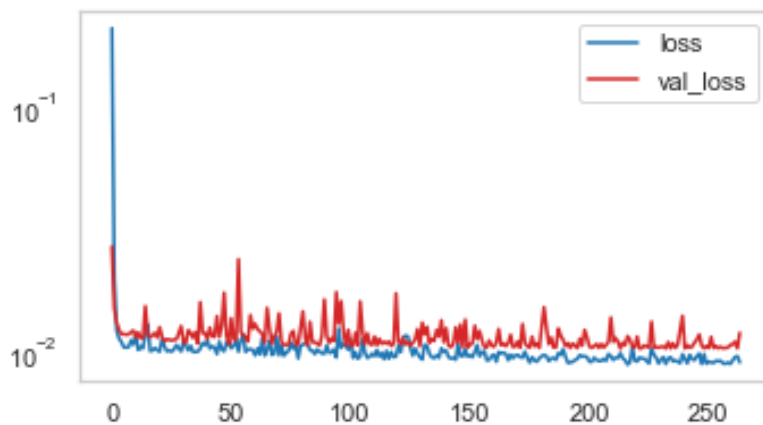


Abbildung 11: Verlustfunktionsverlauf vom neuronalen Netz (exemplarisch).

Zur Auswertung der Vorhersagequalität der angewandten Verfahren des maschinellen Lernens wurde der mittlere absolute Fehler bzgl. der Referenzdaten berechnet (s. Tabelle 2). Dieser liegt bei allen Verfahren außer der extra randomisierten Decision Trees bei unter 10%. Darüber hinaus wurde der Korrelationskoeffizient von Pearson für alle Algorithmen in Tabelle 3 ausgewertet. Die Koeffizienten sind größer als 80%, außer für extra randomisierte Trees.

Tabelle 2: Mittlerer absoluter Fehler der untersuchten Algorithmen.

| SVR | GPR | Tree | Extra Tree | RF | LR | NN |
|--------|--------|--------|------------|--------|--------|--------|
| 0.0741 | 0.0743 | 0.0943 | 0.1028 | 0.0731 | 0.0743 | 0.0801 |

Tabelle 3: Pearson's Korrelationskoeffizienten.

| SVR | GPR | Tree | Extra Tree | RF | LR | NN |
|-------|-------|-------|------------|-----|-------|-------|
| 88.8% | 88.8% | 81.8% | 78.3% | 89% | 88.8% | 89.1% |

Abb. 12 zeigt die probabilistische Verteilung der vorhergesagten DELs im Vergleich zur Verteilung der Referenzdaten. Neuronale Netze, SVR und LR zeigen eine Überschätzung um die Bereiche $DEL = 0,2N/N$ und $DEL = 0,6N/N$, was auf die Empfindlichkeit und Überanpassung der Algorithmen in Bezug auf die Trainingsdaten zurückzuführen ist. Random Trees und extra randomisierte Trees liefern eine sehr ähnliche probabilistische Verteilung wie die Referenzdaten. Die Vorhersagen weichen deutlich in Richtung der Extrembereiche ab, da die Anzahl der Beobachtungen im Extrembereich deutlich geringer ist (vgl. Abb. 10a und 10b).

4.1.2 Datengetriebene Schätzung der Zeitreihen von Belastungen Das vorliegende Problem befasst sich mit der Online-Schätzung der strukturellen Lasten, denen die Lager im Antriebsstrang von Onshore-Windenergieanlagen ausgesetzt sind. Als exemplarische Größe wird die Strukturbelastung auf das vordere Lager der Ritzelwelle des Antriebsstrangs (s. Abb. 16) betrachtet.

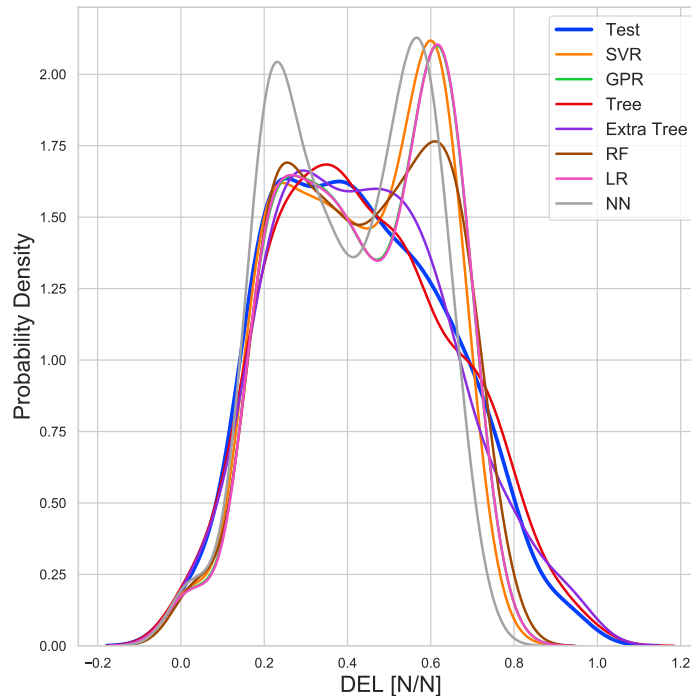


Abbildung 12: Probabilistische Verteilung der vorhergesagten DELs jedes der untersuchten Algorithmen [1].

Die Entwicklung von virtuellen Sensoren, die die Lasten abschätzen, ist mit der Erfüllung von definierten Anforderungen verbunden. Konkret sollte der virtuelle Sensor die folgenden Eigenschaften besitzen [72]:

- Herstellung einer Input-Output-Zustandsdiagnostik mit minimaler Beeinflussung des Nutzers,
- hohe Berechnungsgeschwindigkeit und Effizienz aufgrund der Notwendigkeit von Echtzeitschätzungen,
- minimal, d.h. es liefert nur die erforderlichen Informationen,
- kann die internen Zustände des Systems ableiten, die entweder nicht messbar oder nur aufwändig messbar sind (z. B. Kräfte und Drehmomente),
- ist ein mathematisches dynamisches System, das zeitlich vorwärts simuliert werden kann und für Was-wäre-wenn-Szenarien und Steuerungsanwendungen verwendet werden kann,
- ist ein mathematisch differenzierbares System, das in gradientenbasierte Optimierungsalgorithmen (z. B. Modellprädiktive Regelungsframeworks) integriert werden kann,
- ist robust und Fehler-tolerant gegenüber realen Fehlern, die in den installierten physischen Sensoren auftreten, die als Input für den virtuellen Sensor dienen.

Die Realisierung eines virtuellen Sensors unter Berücksichtigung der genannten Eigenschaften erfordert die Implementierung eines datenbasierten Modells reduzierter Ordnung (engl. Reduced Order Model (ROM)). Die Formulierung des vorgeschlagenen Konzepts basiert auf einer Zustandsraumformulierung reduzierter Ordnung, die eine lineare Annäherung an das vorliegende System darstellt. Diese wird mit einem neuronalen Netz ergänzt, das die Fehlanpassung des linearen Zustandsraummodells schätzt und damit nicht-lineare Effekte berücksichtigt.

Allgemein kann der Lastschätzer als nichtlineare Funktion der Modellzustände $\mathbf{x}(t)$ und der Inputs $\mathbf{u}(t)$ formuliert werden, um die Last $\mathbf{y}(t)$ (Output) auf das betrachtete mechanische Bauteil zu schätzen (siehe Gleichung (3)).

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{h}(t, \mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) \quad (3)$$

Im konkreten Fall ist der Lastschätzer als lineares Zustandsraummodell (engl. State-Space) implementiert, das durch ein nichtlineares neuronales Feed-Forward-Netzwerk ergänzt wird (siehe Abb. 13 und Gleichung (4)). Der Schätzer leitet die Lastzeitreihen als Funktion der Standardmessungen aus den SCADA- und Condition-Monitoring-Systemen (CMS) ab. Die vorgestellte Formulierung des virtuellen Sensors basiert daher auf der Annahme, dass das physikalische Verhalten des untersuchten dynamischen Systems mit Hilfe eines additiven Schätzers eines reduzierten Zustandsraumsystems (SS) und eines (datenbasierten) neuronalen Netzmodells reproduziert werden kann. Das kombinierte Modell lautet wie folgt

$$\begin{aligned} \widetilde{\mathcal{M}} &\cong \widehat{\mathcal{M}}, \\ \widetilde{\mathcal{M}} &= \mathcal{M}_{SS} + \mathcal{M}_{NN}, \end{aligned} \quad (4)$$

wobei $\widehat{\mathcal{M}}$ die Systemantwort des realitätsgetreuen physikalischen Modells (Referenz), $\widetilde{\mathcal{M}}$ die geschätzte Systemantwort unter Verwendung des virtuellen Sensors, \mathcal{M}_{SS} und \mathcal{M}_{NN} die Systemantworten des linearen Zustandsraum- bzw. des neuronalen Netzmodells sind. \mathcal{M}_{SS} kann aufgrund der reduktiven Natur der implementierten Formulierung nur die vorherrschende quasi-statische Antwort (sog. langsame Dynamik) des untersuchten Systems wiedergeben. \mathcal{M}_{NN} ist implementiert, um die Fehlanpassung zwischen dem linearen Zustandsraumsystem und der Referenz, d.h. die transiente Dynamik, die aus dynamischen Nichtlinearitäten höherer Ordnung, wie z.B. Anregung durch Zahnradkontakt, entsteht, abschätzen zu können. Die qualitative Systemantwort des Gesamtsystems ist in Abb. 13 dargestellt.

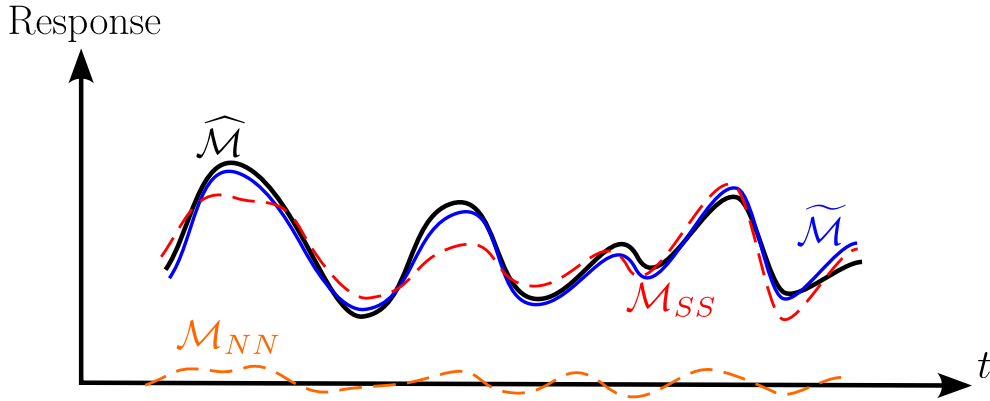


Abbildung 13: Qualitative Antwort des virtuellen Sensors gemäß Gleichung (4).

Der Ansatz der Zustandsraummodellierung basiert auf der kanonischen Darstellung eines linearen, zeitinvarianten dynamischen Systems mit m Eingängen, q Ausgängen und n Zustandsvariablen. Diese lautet

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u}, \end{aligned} \quad (5)$$

wobei $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ der Zustandsvektor, $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^q$ der Ausgangsvektor und $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^m$ der Eingangsvektor sind. $\mathbf{A}^{n \times n}$, $\mathbf{B}^{n \times m}$, $\mathbf{C}^{q \times n}$, $\mathbf{D}^{q \times m}$ sind die Zustands-, Eingangs-, Ausgangs- bzw. Durchgangsmatrizen. Bei dynamischen Systemen ist \mathbf{D} standardmäßig auf $\mathbf{0}^{q \times m}$ gesetzt, was bedeutet, dass das System keine Durchleitung hat.

Die Wahl der Modellordnung (Größe von $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ in Gleichung 5) erfolgt nach den Hankel-Singularwerten der verfügbaren Zeitdaten. Diese Singulärwerte definieren die „Energie“ eines jeden Zustands im System. Die Hankel-Singulärwerte sind definiert als [73]

$$\sigma_H = \sqrt{\lambda_i(PQ)}, \quad (6)$$

wobei P, Q die Beherrschbarkeits- und Beobachtbarkeitsgrammatiken des Systems sind und σ_H der zum Eigenwert λ_i gehörende Hankel-Singularwert ist. Im vorliegenden Fall erfassen die ersten höchsten sechs Hankel-Singularwerte mehr als 90% der Energie im Referenzsignal. Somit wurde die Ordnung des Modells im Bereich $n = 4 - 6$ gewählt, was einem Kompromiss zwischen der Qualität der Schätzungen und der Komplexität des identifizierten Modells entspricht. Neuronale Netze mit Feedforward-Funktion werden eingesetzt, um das zweite Element des virtuellen Sensors zu konstruieren. Neuronale Netze können nach dem universellen Approximationstheorem eine Vielzahl der zugrundeliegenden Funktionen darstellen, wenn geeignete Gewichte und interne Parameter gegeben sind [74, 75].

Das neuronale Netz wird nur zur Vorhersage der Fehlanpassung zwischen der Referenz und dem linearen Zustandsraumsystem verwendet, d. h.

$$\begin{aligned} e_{SS} &= \hat{\mathbf{y}} - \tilde{\mathbf{y}}_{SS} \\ \tilde{e}_{SS} &= f(\mathbf{u}, \tilde{\mathbf{y}}_{SS}), \end{aligned} \quad (7)$$

wobei $\hat{\mathbf{y}}$ die Referenz ist, $\tilde{\mathbf{y}}_{SS}$ die Schätzung der Outputs des Zustandsraumsystems ist, e_{SS} der Fehler zwischen der Referenz und der Zustandsraum-Systemschätzung ist, \tilde{e}_{SS} der geschätzte Fehler unter Verwendung des neuronalen Netzes ist und f das trainierte nichtlineare neuronale Netz ist.

Neuronale Feed-Forward-Netze sind von Natur aus nicht in der Lage, das Verhalten dynamischer Systeme zu reproduzieren, da es keine Zustandsableitungen und/oder keine Historie der Eingänge oder Ausgänge gibt. Jedoch kann die Berücksichtigung der Zeithistorie über exogene Eingangsparameter in der Form vollzogen werden:

$$y^k = f(\mathbf{u}^k, \mathbf{u}^{k-1}, \dots, \mathbf{u}^{k-n}), \quad (8)$$

wobei y^k die Ausgabe zum Zeitschritt k ist, $\mathbf{u}^k, \mathbf{u}^{k-1}, \dots, \mathbf{u}^{k-n}$ die Eingaben zu den Zeitschritten $k, k-1, \dots, k-n$ sind, in denen n vorherige Zeitschritte berücksichtigt werden. Dieser Ansatz ist sehr einfach im Vergleich zu anderen Ansätzen, die von Natur aus mit der Zeitabhängigkeit dynamischer Systeme umgehen, wie z. B. rekurrente neuronale Netze (RNN), gated recurrent units (GRU) und Netze mit Langzeit-Kurzzeitgedächtnis (LSTM), die komplexer und weniger robust beim Training und Einsatz sind.

Nach der Untersuchung der Auswirkungen einer zeitlichen Verschiebung der Eingaben und ihrer exogenen Einspeisung in das Netzwerk wurde ein flaches (einschichtiges) neuronales Feed-Forward-Netzwerk mit Lag = 2 ($\mathbf{u}^{k-1}, \mathbf{u}^{k-2}$ in Gleichung 8) und 10 Neuronen mit sigmoider Aktivierungsfunktion trainiert und anschließend eingesetzt.

Die beiden Bausteine, Zustandsraummodell und neuronales Netz, werden dann in einem Graybox-Modell kombiniert, um den virtuellen Sensor zu konstruieren, wie in Abb. 14 und Gleichung 9 dargestellt.

$$\tilde{\mathbf{y}}^k = \tilde{\mathbf{y}}_{SS}^k(\mathbf{u}^k) + \tilde{e}_{SS}(\tilde{\mathbf{y}}_{SS}^k, \mathbf{u}^k, \mathbf{u}^{k-1}, \mathbf{u}^{k-2}). \quad (9)$$

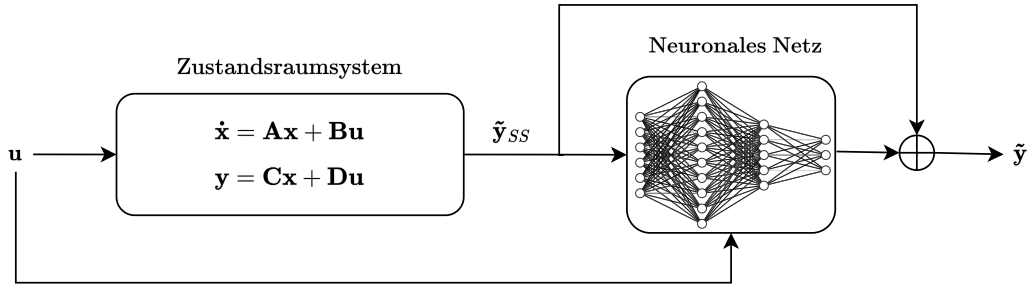


Abbildung 14: Gray-Box-Modell im Einsatz mit einem Beispiel für ein neuronales Netz.

Der vorgeschlagene Ansatz wird zur Abschätzung der Axialkraft auf das vordere Lager der Ritzelwelle im Antriebsstrang, $F_{PS,F,x}$, verwendet.

Die Simulationen in dieser Studie wurden mit dem IEA Task 37 3,4 MW Onshore Windenergieanlage [5] durchgeführt. Dazu wurde ein Mehrkörpersystem (MKS) Simulationsmodell mit dem kommerziellen MKS-Programm Simpack [65] erstellt und verschiedene Lastfälle unter simulierten turbulenten Windbedingungen gemäß der Norm IEC 61400-1 [68] untersucht. Simpack wurde im Vergleich zu anderen Programmen wie FAST, HAWC2 z.B. in [76, 77] validiert.

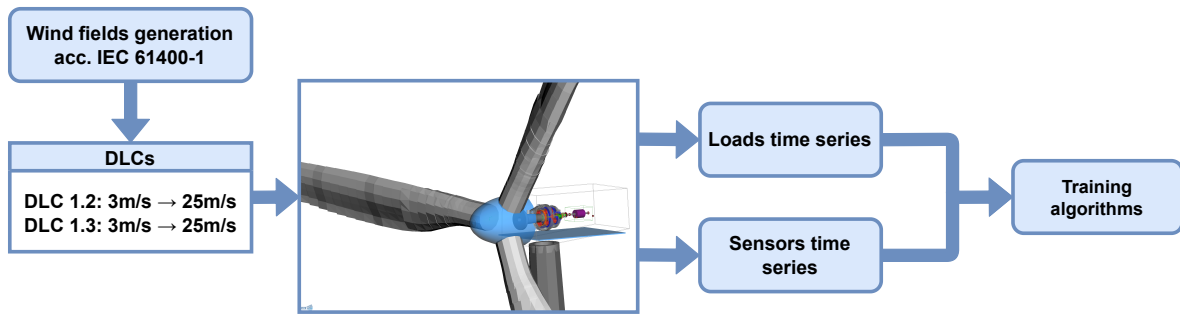


Abbildung 15: Workflow zur Datengenerierung für den vorgeschlagenen Ansatz.

Das MKS-Modell wird verwendet, um eine Zeitreihe der Inputs und Referenz-Outputs des Modells zu generieren, die anschließend beim Training und der Anpassung der entsprechenden Datenmodelle verwendet werden. In Abb. 15 ist der Prozess der Datengenerierung zusammengefasst. Abb. 16 zeigt das detaillierte Modell des Antriebsstrangs mit der betrachteten Komponente (Vorderes Lager der Ritzelwelle) und dem entsprechenden Koordinatensystem.

Das MKS-Modell zeichnet sich durch eine flexible Modellierung des Turms, der Blätter, der langsam laufenden Welle und der schnell laufenden Welle mittels linearer finiter Elemente aus. Der flexible Kontakt zwischen den Zahnrädern wird analytisch mit der Steiner-Methode [78] berücksichtigt. Die Rotor aerodynamik wird mit Hilfe der Blattelementimpulstheorie durch die Kopplung des AeroDyn-Lösers [66] berechnet. Die Lager der Wellen werden mit linearen Steifigkeits- und Dämpfungselementen modelliert. Das MKS-Modell liefert Daten mit einer Abtastfrequenz von 1000Hz.

Für die Datengenerierung werden die Bedingungen der Auslegungslastfälle für die Stromerzeugung (DLC 1.2 & 1.3) nach [68] berücksichtigt. Windprofile mit normaler Turbulenz (NTM) für DLC 1.2 und extremer Turbulenz (ETM) für DLC 1.3 wurden mit dem Programm TurbSim [67] erzeugt. Dabei sind jeweils zwei Zufallsrealisierungen für jeden DLC und für die Windgeschwindigkeiten $[3, 6, 9, 12, 15, 18, 21, 23, 25] \frac{\text{m}}{\text{s}}$ erstellt worden. Bei der Simulation werden zusätzlich veränderte Anströmbedingungen durch eine Gierfehlstellung von $\pm 8\text{deg}$ bei Nennwindgeschwindigkeit untersucht. Dies ergibt insgesamt 40 Simulationen mit einer Dauer von

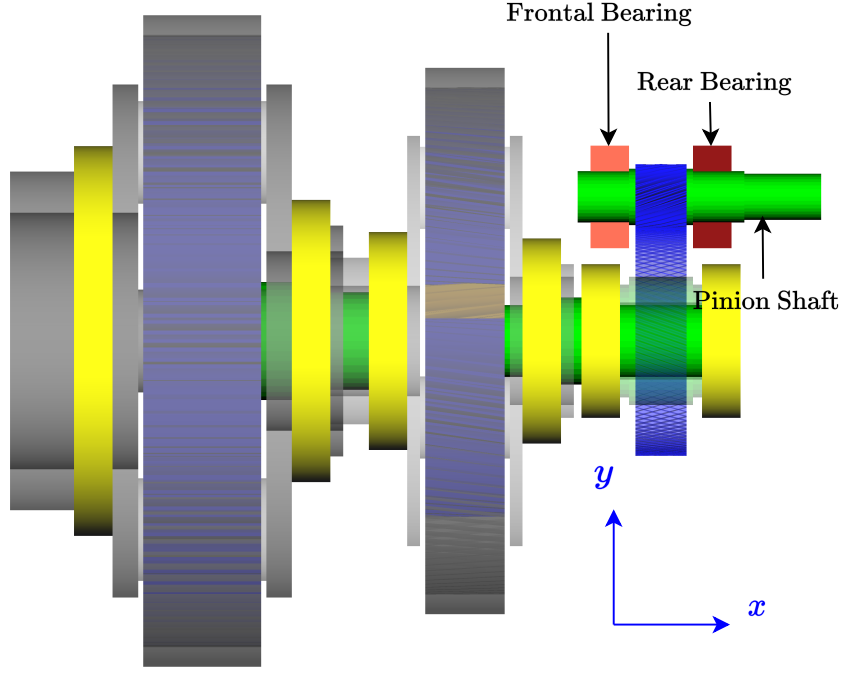


Abbildung 16: 2D-Skizze des Getriebemodells mit Darstellung der Lager der Ritzelwelle.

Tabelle 4: Zusammenfassung der Lastfälle.

| DLC | Mittlere Windgeschwindigkeit [$\frac{m}{s}$] | Turbulenz | Anzahl der Seeds | Anmerkungen der Simulationen | Gesamtanzahl Simulationen |
|-----|--|-----------|------------------|------------------------------|---------------------------|
| 1.2 | 3, 6, 9, 12, 15, 18, 21, 23, 25 | NTM | 2 | - | 18 |
| 1.2 | 9.8 | NTM | 2 | Gierversatz = $\pm 8^\circ$ | 4 |
| 1.3 | 3, 6, 9, 12, 15, 18, 21, 23, 25 | ETM | 2 | - | 18 |

jeweils 600 s, welche in Tabelle 4 zusammengefasst sind.

Für das Training und die Anpassung der Zustandsraum- und neuronalen Netzmodelle wurde die erste Zufallsrealisierung des Windfeldes verwendet, während die zweite Zufallsrealisierung für Test- und Validierungszwecke verwendet wurde. Drei Zustandsraummodelle wurden anhand des Datensatzes aus DLC 1.3 mit den Windgeschwindigkeiten $[3, 12, 21] \frac{m}{s}$ trainiert. Die trainierten Modelle wurden unter Verwendung statistisch gewichteter Mittelwerte der Parameter der einzelnen Modelle zu einem Zustandsraummodell kombiniert. Die Kombination erfolgte unter Verwendung der Kovarianzmatrizen der Matrizen $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$ der einzelnen Zustandsraummodelle jedes DLC, wobei diese Kovarianzmatrizen die Unsicherheit der einzelnen Modelle angeben. Die Anpassung und das Training des neuronalen Netzes erfolgte unter Verwendung der anderen DLCs, die nicht für das Training der Zustandsraummodelle verwendet wurden, um Datenverluste und Überanpassung zu vermeiden.

Die für die untersuchte Outputgröße $F_{PS,F,x}$ berücksichtigten Inputs für den virtuellen Sensor sind $\mathbf{u} = [\omega_{Gen} \ P_{elec} \ \mathbf{a}_{PS,F} \ \mathbf{a}_{TT} \ \alpha_{PS,F,x}]$, bei denen es sich typischerweise um die

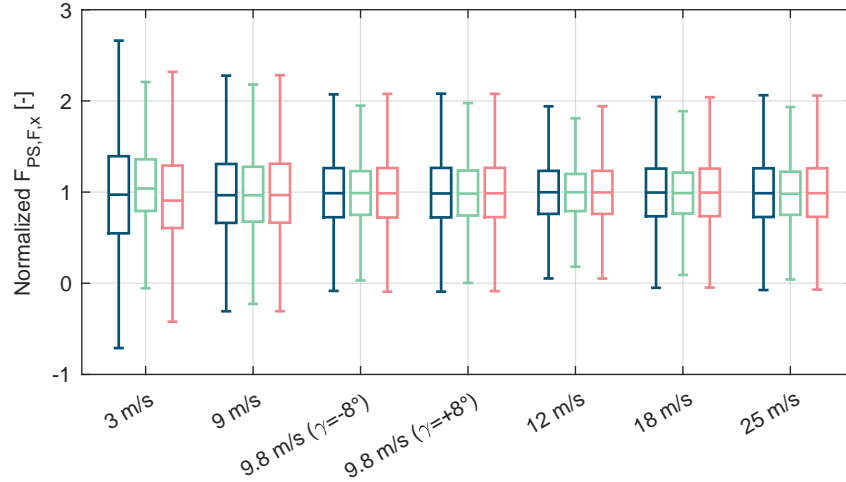


Abbildung 17: Statistischer Boxplot von DLC 1.2 für verschiedene Windgeschwindigkeiten und Gierbedingungen der normierten Output-Größe $F_{PS,F,x}$ [Farbcodierung: **Simpack Referenz**, **Lineares Zustandsraummodell**, **Lineares Zustandsraummodell erweitert mit neuronalem Netz (Vorgeschlagener Ansatz)**].

verfügbaren und zugänglichen physikalischen Messungen aus den SCADA- und CMS-Systemen handelt. Dabei sind ω_{Gen} die Generatordrehzahl, P_{elec} die erzeugte elektrische Leistung, $\mathbf{a}_{PS,F}$ die gemessenen Translationsbeschleunigungen am vorderen Lager der Ritzelwelle in den Richtungen x, y, z , \mathbf{a}_{TT} die Translationsbeschleunigung der Turmspitze in den Richtungen x, y, z und $\alpha_{PS,F,x}$ die Rotationsbeschleunigung des vorderen Lagers der Ritzelwelle um die Rotationsachse x .

Die hier untersuchten Konzepte (lineares Zustandsraummodell, lineares Zustandsraummodell erweitert mit einem neuronalen Netz) wurden anhand der hoch-aufgelösten Simpack Simulationen validiert. Dazu wurden die Ergebnisse der Konzepte mit den Referenz-Daten der Simpack Simulationen verglichen.

Abb. 17 zeigt die statistische Verteilung der Größe $F_{PS,F,x}$ für die Referenzzeitreihendaten, die Vorhersagen aus dem Zustandsraummodell sowie dem erweiterten Zustandsraummodell. Die Daten sind auf den Mittelwert der Referenzzeitreihendaten $\hat{F}_{PS,F,x}$ normiert.

Das Zustandsraummodell kann in den meisten Fällen den Median der Verteilung genau wiedergeben, jedoch weichen die 25th- und 75th- Perzentile systematisch ab, während das erweiterte Zustandsraummodell den Median, die 25th- und 75th- Perzentile sowie die minimalen und maximalen Bereiche der Daten mit minimalen Abweichungen genau wiedergeben kann.

Um ein besseres Verständnis der Qualität des vorgeschlagenen Konzepts zu erhalten, wird die Korrelation der Regression untersucht. Der Korrelationskoeffizient von Pearson wird als Analysegröße verwendet, der als Maß für die Stärke einer Beziehung zwischen zwei Variablen definiert ist und wie folgt lautet

$$r_{xy} = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \mu_x)(y_i - \mu_y)}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \mu_x)^2} \sqrt{\sum_{i=1}^n (y_i - \mu_y)^2}}, \quad (10)$$

wobei x_i und y_i die Stichprobenpunkte sind, n die Anzahl der Stichproben in der Population ist und μ_x, μ_y der Mittelwert der Population ist.

Die Regression von zwei Lastfällen ist in Abb. 18 dargestellt, wobei ein Korrelationskoeffizient von 99% erreicht wurde.

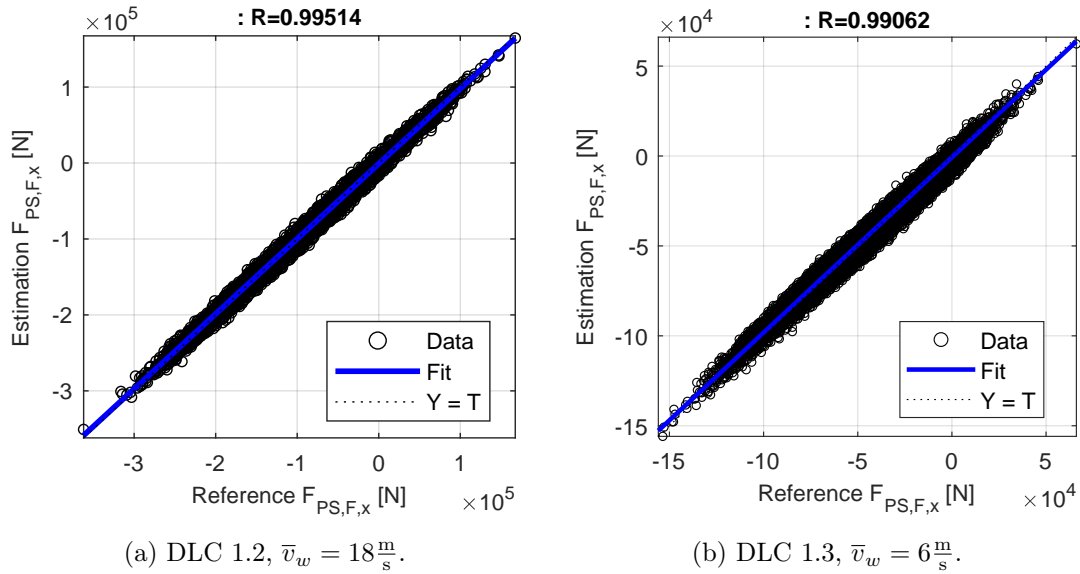


Abbildung 18: Korrelation zwischen Schätzungen und Referenzsignalen für 2 DLCs, die x-Achse stellt das Referenzsignal und die y-Achse die Schätzungen des virtuellen Sensors dar.

Die Analyse der Signale im Zeit- und Frequenzbereich hilft, ein besseres Verständnis über die vorherzusagende Größe zu erhalten. Abb. 19 zeigt den Vergleich der Zeitreihen der Referenzdaten und der mit den Modellen vorhergesagten Daten für eine Windgeschwindigkeit von $\bar{v}_w = 9 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ im Lastfall DLC 1.2. Es wird ersichtlich, dass erst die Erweiterung des linearen Zustandsraummodells um ein neuronales Netzwerk zu einer guten Übereinstimmung mit den Referenzdaten führt. Diese Beobachtung wird bei der Analyse im Frequenzbereich in Abb. 20 bestätigt. Hier wird die Leistungsspektraldichte von zwei Lastfällen (DLC 1.2 bei Nennwindgeschwindigkeit $\bar{v}_w = 9,8 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ mit Gierversatz $\gamma = -8^\circ$ und DLC 1.3 mit Windgeschwindigkeit $\bar{v}_w = 21 \frac{\text{m}}{\text{s}}$) gezeigt. Der virtuelle Sensor ist in der Lage, den kompletten Frequenzgang des dynamischen Systems mit minimaler Fehlanpassung zu erfassen.

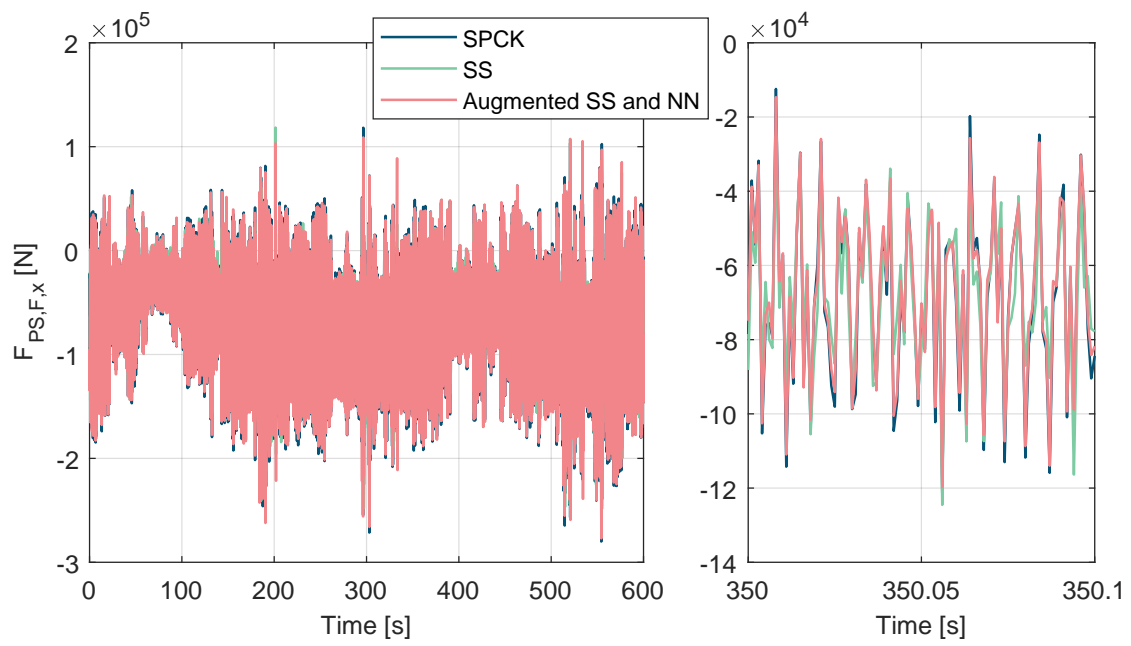
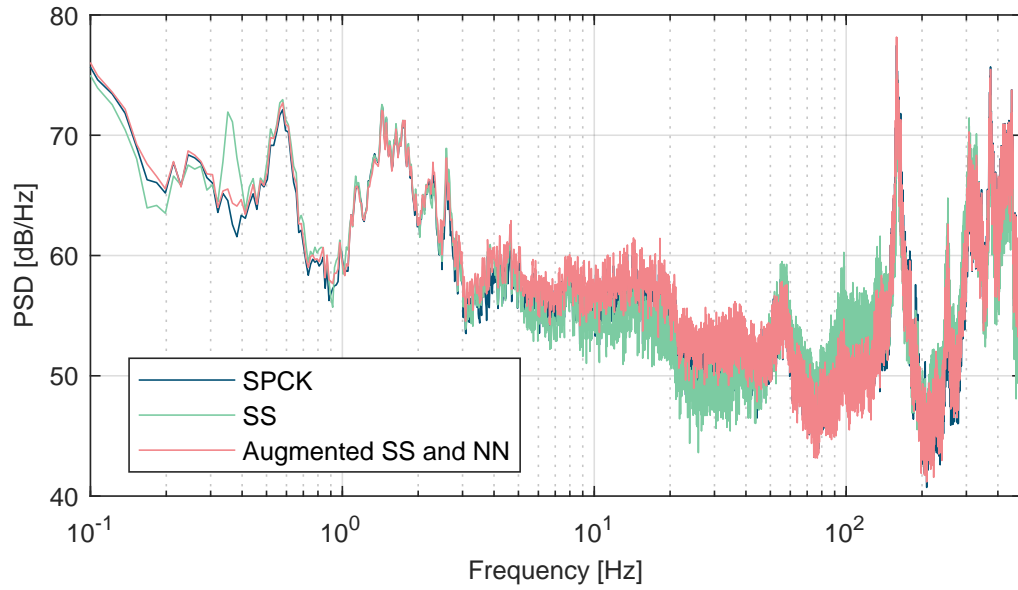
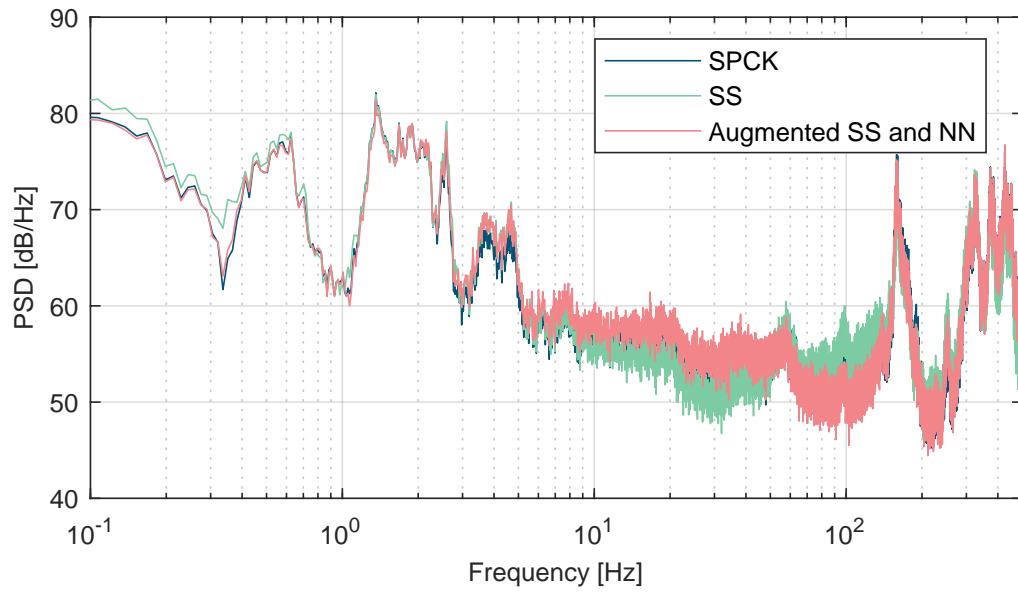


Abbildung 19: Schätzung vs. Grundwahrheit im Zeitbereich. DLC 1.2, $\bar{v}_w = 9 \frac{\text{m}}{\text{s}}$.



(a) DLC 1.2, rated wind speed at $\gamma = -8^\circ$.



(b) DLC 1.3, $\bar{v}_w = 21 \frac{\text{m}}{\text{s}}$.

Abbildung 20: Leistungsspektraldichte der Schätzung im Vergleich zur Grundwahrheit.

4.2 Generator- und netz-seitige Modellierung, Identifikation und Regelung

Digitale Zwillinge erneuerbarer Energiesysteme, wie z.B. Windenergieanlagen, basieren auf der Modellierung der Generator- und Netz-seitigen Komponenten. Zur Demonstration und Validierung der Modellierung sowie zur Entwicklung neuer Systemidentifikationsmethoden, Steuerungs- und Regelungsverfahren oder Betriebsführungsstrategien sind kleinskalige Prototypen bzw. Prüfstände im Labor der HM aufgebaut worden.

In Abb. 21 sind die maschinenseitigen Prüfstände dargestellt, die sich unter anderem zur Emulation von Windenergieanlagen eignen. Beispielsweise emuliert eine der zwei mechanisch gekoppelten Maschinen die Windturbine (Lastmaschine), während die andere Maschine als Generator (Prüfling) betrieben wird. Außerdem wurden zusätzliche Sensoren, z. B. zur Temperatur- und Drehmomentmessung, verbaut. Beispielsweise ist der zwischen zwei Maschinen installierte blaue Drehmomentsensor in realen Windenergieanlagen üblicherweise nicht verbaut, die Messung des Drehmoments bzw. der mechanischen Leistung ist jedoch zur Identifikation und Modellvalidierung essentiell. Die Maschinen werden über Umrichter angesteuert, die so modifiziert wurden, dass direkt Schaltsignale vom Realzeitsystem (dSPACE) vorgegeben werden können.



Abbildung 21: Aufbau des maschinenseitigen Prüfstands im LMRES mit Prüfling (DFIM, rechte vordere graue Maschine), Last (PMSM, linke vordere rote Maschine), Drehmomentsensor (mittig, blau) und Schaltschränken (Hintergrund) bzw. mit Ansicht eines geöffneten Schaltschranks (rechts), in dem das Realzeitsystem (dSPACE, oben) und zwei Umrichter (darunter) verbaut sind.

Abb. 22 zeigt den netzseitigen Teil des Prüfstandes. Der Netzemulator emuliert gemäß der Vorgaben durch das dSPACE-SCALEXIO Echtzeitsystem gewünschte (z.B. auch mit Fehlern behaftete) Netzspannungen am Netzeinspeisepunkt (NEP). Im Gegenzug werden die gemessenen Spannungssignale an das dSPACE-System gesendet, wo die digitalen Zwillinge und Regelungsverfahren des netzseitigen Umrichters implementiert sind und online (in Echtzeit) ausgeführt werden. Für die Tests und Validierung werden die Schaltzustände des Umrichters von dSPACE mithilfe einer neuartigen 3D-Vektormodulation gesteuert. Die Netzsynchronisation erfolgt mithilfe eines neu entwickelten und generischen „Frequency Adaptive Observers“. Die Umrichter- als auch Netzströme fließen über einen LCL-Filter und werden mithilfe eines

neuartigen Zustandsreglers geregelt. Der LCL-Filter ist zwischen dem Ausgang des Umrichters und dem Netzemulator geschaltet, um hochfrequente Spannungskomponenten durch den Umrichter zu reduzieren.



Abbildung 22: Aufbau des netzseitigen Prüfstands im LMRES mit 1. Spitzberger Spies Netzemulator; 2. dSPACE-SCALEXIO Echtzeitsystem; 3. LCL-Filter; 4. Zweistufiger SEW-Umrichter und 5. Host-Rechner.

Die Prüfstände des LMRES ermöglichen Implementierung, Test und Validierung neuer Steuerungs-, Regelungs- und Beobacherverfahren auf Rapid-Prototyping-Systemen und somit auch die experimentelle Umsetzung von digitalen Zwillingen für maschinen- und netzseitige Komponenten. Zusammenfassend dienen alle vorgestellten Ergebnisse als Grundlage für das Referenzszenario 2 (siehe Abschnitt 5.2), in dem ein System von digitalen Zwillingssystemen zur Trägheitsemulation und zum Trägheitsmonitoring implementiert und in Verbindung mit dem Software-Framework getestet wurde. Die in den folgenden Unterabschnitten erläuterten Forschungsergebnisse wurden in [27, 27, 28, 49, 79–81] veröffentlicht und werden zunächst auf der Generator- bzw. Maschinenseite und anschließend auf der Netzseite vorgestellt. In Abschnitt 4.2.1 wird die intelligente Regelung bzw. optimale Betriebsführung elektrischer Maschinen am Beispiel einer doppelt-gepeisten Asynchronmaschine [engl. „Doubly-Fed Induction Machine (DFIM)“] zur Steigerung der Drehmomentgenauigkeit und Maximierung der Effizi-

enz von Windenergieanlagen während des Betriebs vorgestellt; die Berechnung der optimalen rotorseitigen Sollströme ist dabei neuartig, da sie auf einem generischen Maschinenmodell basiert, das den nichtlinearen Zusammenhang zwischen den Strömen und magnetischen Flüssen einer Asynchronmaschine berücksichtigt. Anschließend werden in Abschnitt 4.2.2 Verfahren und Ergebnisse zur Vermessung und Identifikation elektrischer Maschinen vorgestellt; unter anderem werden dabei die Temperaturbedingungen berücksichtigt und ein neuartiger ganzheitlicher Ansatz zur Modellierung und Identifikation der nichtlinearen elektromagnetischen Zusammenhänge zur Extraktion von Flusskarten vorgestellt und validiert.

Die folgenden Abschnitte 4.2.3, 4.2.4 und 4.2.5 behandeln die Netzseite. Zunächst wird in Abschnitt 4.2.3 ein neues und generisches Verfahren zur Netzzustandsüberwachung und Netzsynchrisation vorgestellt. Der vorgeschlagene Frequenz-adaptive Beobachter [engl. „Frequency Adaptive Observer (FAO)“] schätzt Amplituden, Phasen und Frequenzen der Grundschwingung als auch aller Oberschwingungen inklusive Gleichtaktanteil. Er ist dabei deutlich schneller als herkömmliche Verfahren und konvergiert mindestens innerhalb einer Netzperiode und erlaubt damit eine schnellere und robustere Netzsynchrisation als konventionelle Verfahren (wie z.B. die weitverbreiteten Phase-Locked Loop-Ansätze). In Abschnitt 4.2.4 wird der FAO zusammen mit einer Stromzustandsregelung der netzseitigen Ströme zur Steuerung von Wirk- und Blindleistung eingesetzt. Die Implementierung als geschlossener Regelkreis bestätigt die gute Performanz des FAO auch in dieser Anwendung. Abschließend wird in Abschnitt 4.2.5 ein Zukunftsszenario betrachtet bei dem beliebig viele netzseite Umrichtersysteme eines DC-Bussystems parallelgeschaltet werden können. Die Umrichtersysteme besitzen eine spezielle Zwischenkreisanordnung und sind jeweils mithilfe eines LC-Filters an das Netz angebunden. Die vorgeschlagene Umrichtertopologie erlaubt es mithilfe eines speziellen 3D-Modulationsverfahrens drei unabhängig von einander einstellbare Spannungen zu erzeugen. In Verbindung mit einer erweiterten Regelung können somit auch Gleichtaktstörungen und Kreisströme unterdrückt werden, unabhängig von der erforderlichen Funktionalität des netzseitigen Umrichters als netzeinprägende, netzstützende oder netzbildende Einheit.

4.2.1 Effizienzsteigerung durch optimale Drehmomentvorsteuerung

Etwa 50 % bis 70 % des globalen elektrischen Energieverbrauchs wird durch elektrische Maschinen und davon der überwiegende Anteil von etwa 90 % durch Asynchronmaschinen verursacht [82]. Außerdem werden über Umrichter betriebene Asynchronmaschinen zur Energieerzeugung verwendet, wie z. B. doppelt-gespeiste Asynchronmaschinen [engl. “doubly-fed induction machines” (DFIMs)] für Windenergieanlagen [engl. “wind energy conversion systems” (WECSs)] [83], die im Folgenden betrachtet werden. Bei DFIMs wird der dreiphasige Stator direkt an das Netz bzw. einen Transformator angeschlossen, während ein Umrichter den dreiphasigen Rotor speist (siehe Abb. 23). Im Allgemeinen kann der folgende generische Ansatz jedoch auch für andere Typen von Asynchronmaschinen angewendet werden, wie z. B. Asynchronmaschinen mit Käfigläufer [84].

Die höchste Priorität der optimalen Drehmomentvorsteuerung [engl. “optimal feedforward torque control” (OFTC)] ist, mithilfe der Umrichter-basierten Maschinenstromregelung das Soll-Drehmoment bereitzustellen, aber gleichzeitig die Verluste zu minimieren. In den meisten Betriebsbereichen existieren (unendlich viele) verschiedene Kombinationen an Soll-Strömen, die das gleiche Drehmoment erreichen. Daher ist eine Berechnung der optimalen Soll-Ströme [engl. “optimal reference current calculation” (ORRC)] wünschenswert, die die stromabhängigen Verluste minimiert bei gleichzeitiger Einhaltung des Soll-Drehmoments und unter Berücksichtigung der Betriebsgrenzen, die von den Strom- und Spannungsgrenzen abhängen. In diesem Projekt wurde daher eine neuartige analytische ORRC basierend auf einem physikalischen nichtlinearen Modell der DFIM entwickelt [85], die im Folgenden genauer vorgestellt wird.

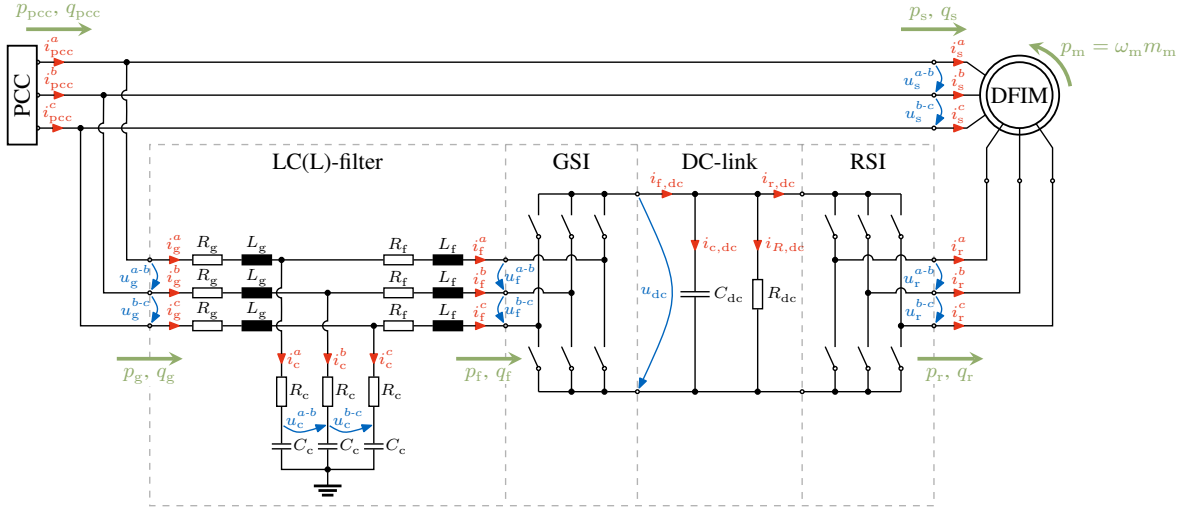


Abbildung 23: Elektrisches Ersatzschaltbild einer Windenergieanlage mit doppelt-gespeister Asynchronmaschine (doubly-fed induction machine, DFIM), Rotor-seitigem Umrichter (rotor-side inverter, RSI), DC-Zwischenkreis (DC-link), netz-seitigem Umrichter (grid-side inverter, GSI), Netzfilter (LCL-filter) und Netzanschlusspunkt (Point of Common Coupling, PCC).

Nichtlineares DFIM Modell im dq -Koordinatensystem: Unter der Annahme, dass das dq -Koordinatensystem im quasi-stationären Zustand synchron mit der Netzfrequenz rotiert, vereinfacht die zugrunde liegende Park-Transformation die Maschinengleichungen, da letztere nur mit Hilfe von (zeitabhängigen) Gleichgrößen statt Wechselgrößen dargestellt werden können.¹ Die Maschine mit der Polpaarzahl n_p rotiert mit der mechanischen Winkelgeschwindigkeit ω_m . Im elektrischen dq -Koordinatensystem, ausgerichtet nach dem Winkel ϕ_p der Park-Transformation, rotiert der Stator mit der Winkelgeschwindigkeit $\omega_s := -\omega_p := -\frac{d}{dt}\phi_p$ und der Rotor mit der Winkelgeschwindigkeit $\omega_r := n_p\omega_m - \omega_p$. Mit den Spannungen $\mathbf{u}_s^{dq} := (u_s^d, u_s^q)^\top$, $\mathbf{u}_r^{dq} := (u_r^d, u_r^q)^\top$, den magnetischen Flüssen $\boldsymbol{\psi}_s^{dq} := (\psi_s^d, \psi_s^q)^\top$, $\boldsymbol{\psi}_r^{dq} := (\psi_r^d, \psi_r^q)^\top$ und den Strömen $\mathbf{i}_s^{dq} := (i_s^d, i_s^q)^\top$, $\mathbf{i}_r^{dq} := (i_r^d, i_r^q)^\top$ des Stators bzw. des Rotors im dq -Koordinatensystem, ist das elektromagnetische Maschinenverhalten gegeben durch²

$$\begin{aligned}
 \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{u}_s^{dq} \\ \mathbf{u}_r^{dq} \end{pmatrix}}_{=:\mathbf{u}^{dq}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{R}_s^{dq} & \mathbf{O}_{2 \times 2} \\ \mathbf{O}_{2 \times 2} & \mathbf{R}_r^{dq} \end{bmatrix}}_{=:\mathbf{R}^{dq}} \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{i}_s^{dq} \\ \mathbf{i}_r^{dq} \end{pmatrix}}_{=:\mathbf{i}^{dq}} + \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{pmatrix} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} \\ \boldsymbol{\psi}_r^{dq} \end{pmatrix}}_{=:\boldsymbol{\psi}^{dq}} - \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_s & 0 \\ 0 & \omega_r \end{bmatrix}}_{=:\boldsymbol{\Omega}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{J} & \mathbf{O}_{2 \times 2} \\ \mathbf{O}_{2 \times 2} & \mathbf{J} \end{bmatrix}}_{=:\mathbf{J}_2} \underbrace{\begin{pmatrix} \boldsymbol{\psi}_s^{dq} \\ \boldsymbol{\psi}_r^{dq} \end{pmatrix}}_{=:\boldsymbol{\psi}^{dq}} \\
 &= \mathbf{R}^{dq} \mathbf{i}^{dq} - \boldsymbol{\Omega} \mathbf{J}_2 \boldsymbol{\psi}^{dq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}^{dq}.
 \end{aligned} \tag{11}$$

Des Weiteren bezeichnen \mathbf{R}_s^{dq} , \mathbf{R}_r^{dq} die Widerstandsmatrizen (beide $\in \mathbb{R}^{2 \times 2}$) des Stators bzw. des Rotors, die sich unter der Annahme symmetrischer, fehler-freier Wicklungen zu $\mathbf{R}_s^{dq} = R_s \mathbf{I}_2$, $\mathbf{R}_r^{dq} = R_r \mathbf{I}_2$ vereinfachen. Unter Verwendung gleicher Vorzeichenkonventionen für ω_m und für das Maschinen-Drehmoment m_m , ist letzteres gegeben durch

$$m_m = -\kappa_p n_p (\mathbf{i}_r^{dq})^\top \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_r^{dq} \tag{12}$$

¹Aufgrund der betrachteten Sternschaltungen mit isoliertem Sternpunkt ist ein zweidimensionales Koordinatensystem ohne zusätzliche γ -Komponente ausreichend.

²Die für WECS typische DFIM wird hier betrachtet, aber das generische Modell lässt sich auch für andere Typen von Asynchronmaschinen anwenden, z. B. für Asynchronmaschinen mit Käfigläufer durch Nullsetzen der Rotorspannung (Kurzschluss), d. h. $\mathbf{u}_r^{dq} := \mathbf{0}_2$. Analog gilt dies auch für Synchronmaschinen, siehe [86].

mit dem Leistungsfaktor $\kappa_p := \frac{2}{3\kappa^2}$, der von dem Skalierungsfaktor der Clarke Transformation κ abhängt (z. B. $\kappa := \frac{2}{3}$ für Amplituden-korrekte Transformation) [87]. Unter Vernachlässigung der Eisenverluste sind die DFIM Verluste

$$p_{m,L} := p_{Cu} := \underbrace{\kappa_p (\mathbf{i}_s^{dq})^\top \mathbf{R}_s^{dq} \mathbf{i}_s^{dq}}_{=: p_{s,Cu}} + \underbrace{\kappa_p (\mathbf{i}_r^{dq})^\top \mathbf{R}_r^{dq} \mathbf{i}_r^{dq}}_{=: p_{r,Cu}}. \quad (13)$$

durch die Stromwärmeverluste oder Kupferverluste p_{Cu} im Stator und Rotor gegeben.

Problemformulierung: Das Ziel des OFTCs ist es, unter Berücksichtigung der Strom- und Spannungsgrenzen die rotorseitigen Soll-Ströme $\mathbf{i}_{r,\text{ref}}^{dq}$ zu bestimmen, die das Soll-Drehmoment $m_{m,\text{ref}}$ mit minimalen DFIM-Verlusten erreichen. Daraus lässt sich das folgende Optimierungsproblem ableiten

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{i}_{r,\text{ref}}^{dq} &:= \arg \min_{\mathbf{i}_r^{dq} \in \mathbb{S}} p_{m,L}(\mathbf{i}_r^{dq}), \\ \text{sodass } m_m &= \bar{m}_{m,\text{ref}} := \text{sat}_{m_{m,\text{min}}, m_{m,\text{max}}}^m(m_{m,\text{ref}}) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

mit der zulässigen Lösungsmenge

$$\mathbb{S} := \left\{ \mathbf{i}_{r,\text{ref}}^{dq} \in \mathbb{R}^2 \mid \begin{aligned} \frac{2}{3\kappa} \|\mathbf{i}_s^{dq}\| &\leq \hat{v}_{s,\text{max}} \wedge \frac{2}{3\kappa} \|\mathbf{i}_r^{dq}\| \leq \hat{v}_{r,\text{max}} \wedge \\ \frac{2}{3\kappa} \|\mathbf{u}_s^{dq}\| &\leq \hat{u}_{s,\text{max}} \wedge \frac{2}{3\kappa} \|\mathbf{u}_r^{dq}\| \leq \hat{u}_{r,\text{max}} \end{aligned} \right\},$$

beschränkt durch die Strom- und Spannungsgrenze. Die entsprechenden maximal zulässigen Werte sind mit dem Subskript ‘max’ gekennzeichnet.

Entwickelte Lösung: Um das nichtlineare Optimierungsproblem (14) mit Nebenbedingungen zu lösen, wird der Ansatz des Sequential Quadratic Programming (SQP) [88] verfolgt. Angelehnt an die in [89, 90] vorgestellten Verfahren für OFTC bei Synchronmaschinen besteht jede Sequenz aus den folgenden drei Schritten: (i) Quadratische Approximation der Verlustfunktion und der Nebenbedingungen im aktuellen Arbeitspunkt, (ii) Anwendung des Verfahrens der Lagrange-Multiplikatoren zur Lösung der quadratischen Probleme (QPs), (iii) Auswahl der optimalen Lösung und des Arbeitspunktes für die nächste Iteration. Diese Abfolge wird beendet, wenn die Lösungen der QPs zum optimalen Arbeitspunkt konvergiert sind.

Zur Bestimmung der quadratischen Näherungen werden analytische differenzierbare Funktionen benötigt. Allerdings sind die magnetischen Flussverkettungen aufgrund von Sättigungseffekten nichtlineare und im Allgemeinen unbekannte Funktionen der Maschinenströme, d. h. $\boldsymbol{\psi}^{dq} = \boldsymbol{\psi}^{dq}(\mathbf{i}_s^{dq}, \mathbf{i}_r^{dq})$. Daher basiert hier das Model der Asynchronmaschine auf sogenannten Flusskarten (vgl. Abb. 24), die beispielsweise mit Hilfe von Messungen oder FEM-Simulationen bestimmt werden können. Bei der DFIM hängen die Statorströme von den Rotorströmen ab. Daher können die magnetischen Flussverkettungen im quasi-stationären Zustand nur in Abhängigkeit von den Rotorströmen ausgedrückt werden, d. h.

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \tilde{\boldsymbol{\psi}}_s^{dq}(\mathbf{i}_r^{dq}) \\ \tilde{\boldsymbol{\psi}}_r^{dq}(\mathbf{i}_r^{dq}) \end{pmatrix}}_{=: \tilde{\boldsymbol{\psi}}^{dq}(\mathbf{i}_r^{dq})} := \underbrace{\begin{pmatrix} \boldsymbol{\psi}_s^{dq}(\mathbf{i}_s^{dq}(\mathbf{i}_r^{dq}), \mathbf{i}_r^{dq}) \\ \boldsymbol{\psi}_r^{dq}(\mathbf{i}_s^{dq}(\mathbf{i}_r^{dq}), \mathbf{i}_r^{dq}) \end{pmatrix}}_{=: \boldsymbol{\psi}^{dq}(\mathbf{i}_s^{dq}(\mathbf{i}_r^{dq}), \mathbf{i}_r^{dq})}, \quad (15)$$

sodass die Linearisierung der magnetischen Flussverkettungen durch

$$\boldsymbol{\psi}^{dq} = \tilde{\boldsymbol{\psi}}^{dq}(\mathbf{i}_r^{dq}) \approx \underbrace{\tilde{\boldsymbol{\mathcal{L}}}^{dq}}_{=: \Delta \mathbf{i}_r^{dq}} (\mathbf{i}_r^{dq} - \bar{\mathbf{i}}_r^{dq}) + \underbrace{\tilde{\boldsymbol{\psi}}^{dq}(\bar{\mathbf{i}}_r^{dq})}_{=: \bar{\boldsymbol{\psi}}^{dq}} \quad (16)$$

mit der quasi-stationären differentiellen Induktivitätsmatrix

$$\underline{\tilde{\mathcal{L}}}^{dq} := \begin{bmatrix} \underline{\tilde{\mathcal{M}}}_{s,r}^{dq} \\ \underline{\tilde{\mathcal{L}}}_r^{dq} \end{bmatrix} := \left\| \begin{array}{l} \frac{\partial \tilde{\psi}_s^{dq}(\mathbf{i}_r^{dq})}{\partial (\mathbf{i}_r^{dq})^\top} \\ \frac{\partial \tilde{\psi}_r^{dq}(\mathbf{i}_r^{dq})}{\partial (\mathbf{i}_r^{dq})^\top} \end{array} \right\| \in \mathbb{R}^{4 \times 2} \quad (17)$$

$$\mathbf{i}_r^{dq} = \bar{\mathbf{i}}_r^{dq}$$

gegeben ist. Dabei ist zu beachten, dass der Oberstrich (bzw. bei Symbolen mit Tilde der Unterstrich) kennzeichnet, dass die entsprechende Größe im aktuellen Arbeitspunkt ausgewertet wird. Beispielhaft sind die Rotor-seitigen magnetischen Flussverkettungen und die entsprechenden quasi-stationären differentiellen Induktivitäten in Abb. 24 und Abb. 25 dargestellt.

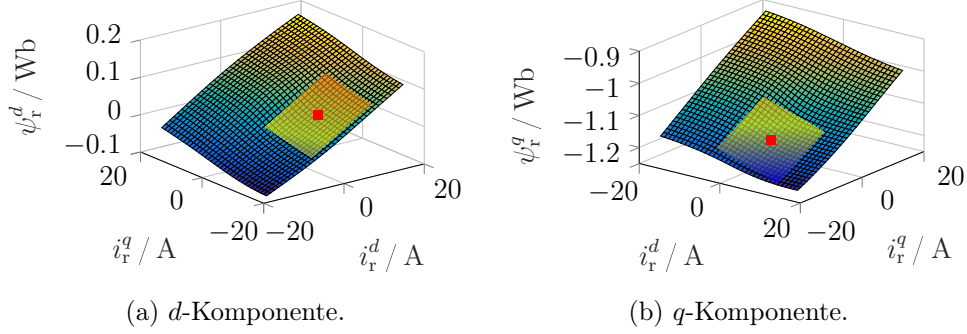


Abbildung 24: Nichtlineare magnetische Rotor-seitige Flussverkettung ψ_r^{dq} im Statorspannungs-orientierten dq -Koordinatensystem, d. h. $u_s^q = 0$, der realen DFIM mit Tangentialebene [■] in einem beispielhaften Arbeitspunkt $\bar{\mathbf{i}}_r^{dq}$ [■].

Maschinen-Quadriken: Die Taylorreihenentwicklung zweiter Ordnung³

$$f(\mathbf{x}) \approx f(\bar{\mathbf{x}}) + \left(\frac{df(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}} \Big|_{\bar{\mathbf{x}}} \right)^\top (\mathbf{x} - \bar{\mathbf{x}}) + \frac{1}{2} (\mathbf{x} - \bar{\mathbf{x}})^\top \left[\frac{d^2 f(\mathbf{x})}{d\mathbf{x} d\mathbf{x}^\top} \Big|_{\bar{\mathbf{x}}} \right] (\mathbf{x} - \bar{\mathbf{x}}) \quad (18)$$

wird angewandt, um alle relevanten Funktionen des Optimierungsproblems (14) in impliziter Form näherungsweise als Quadriken zu formulieren. Die zugehörige Menge einer beliebigen Quadrik mit $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$, $\mathbf{a} \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$, $\alpha \in \mathbb{R}$ und $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$ wird wie folgt definiert

$$\mathbb{Q}_A := \{ \mathbf{x} \in \mathbb{R}^2 \mid (\mathbf{x})^\top \mathbf{A} \mathbf{x} + 2\mathbf{a}^\top \mathbf{x} + \alpha = 0 \}. \quad (19)$$

Die relevanten Quadriken sind in Tab. 5 zusammengefasst; dabei kennzeichnet ∂ die Mengen der Arbeitspunkte an den Grenzen des zulässigen Bereichs (Mengenrand), der durch die Nebenbedingungen definiert wird. Beispielsweise enthält die Menge $\partial \mathbb{I}_r \subset \mathbb{I}_r$ alle Arbeitspunkte \mathbf{i}_r^{dq} , bei denen die Nebenbedingung zur Rotorstrombegrenzung aktiv ist, d. h. $\frac{2}{3\kappa} \|\mathbf{i}_r^{dq}\| = \hat{i}_{r,\max}$. Zur vollständigen Herleitung und Angabe der Maschinen-Quadriken, sowie zur Parametrierung mit den Daten der realen DFIM, siehe [85].

Das nichtlineare Optimierungsproblem (14) wird mit Hilfe der Maschinen-Quadriken durch das folgende QP approximiert

$$\left. \begin{array}{l} \mathbf{i}_{r,\text{ref}}^{dq} := \arg \min_{\mathbf{i}_r^{dq} \in \bar{\mathbb{S}}} \left(\mathbf{i}_r^{dq} \right)^\top \bar{\mathbf{L}}_{\text{Cu}} \mathbf{i}_r^{dq} + 2\bar{\mathbf{l}}_{\text{Cu}}^\top \mathbf{i}_r^{dq} + \bar{\rho}_{\text{Cu}} \right\}, \quad (20) \\ \text{s. t. } \left(\mathbf{i}_r^{dq} \right)^\top \bar{\mathbf{T}} \mathbf{i}_r^{dq} + 2\bar{\mathbf{t}}^\top \mathbf{i}_r^{dq} + \bar{\tau}(m_{m,\text{ref}}) = 0 \end{array} \right\}$$

³Für beliebige $\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $\mathbf{g}(\mathbf{x}) \in \mathbb{R}^n$ and $\mathbf{h}(\mathbf{x}) \in \mathbb{R}^m$, die Näherung zweiter Ordnung der skalaren Funktion $f(\mathbf{x}) := \mathbf{g}(\mathbf{x})^\top \mathbf{M} \mathbf{h}(\mathbf{x})$ ist gegeben durch (18) mit dem Gradient $\left(\frac{df(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}} \right)^\top = \mathbf{h}(\mathbf{x})^\top \mathbf{M}^\top \left[\frac{d\mathbf{g}(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}} \right] + \mathbf{g}(\mathbf{x})^\top \mathbf{M} \left[\frac{d\mathbf{h}(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}} \right]$ und der symmetrischen Hesse-Matrix $\left[\frac{d^2 f(\mathbf{x})}{d\mathbf{x} d\mathbf{x}^\top} \right] \approx \left[\frac{d\mathbf{h}(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}} \right]^\top \mathbf{M}^\top \left[\frac{d\mathbf{g}(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}} \right] + \left[\frac{d\mathbf{g}(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}} \right]^\top \mathbf{M} \left[\frac{d\mathbf{h}(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}} \right]$, wobei $\frac{d}{d\mathbf{x}} \left[\frac{d\mathbf{g}(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}} \right]$ und $\frac{d}{d\mathbf{x}} \left[\frac{d\mathbf{h}(\mathbf{x})}{d\mathbf{x}} \right]$ vernachlässigt werden (für Details siehe [86]).

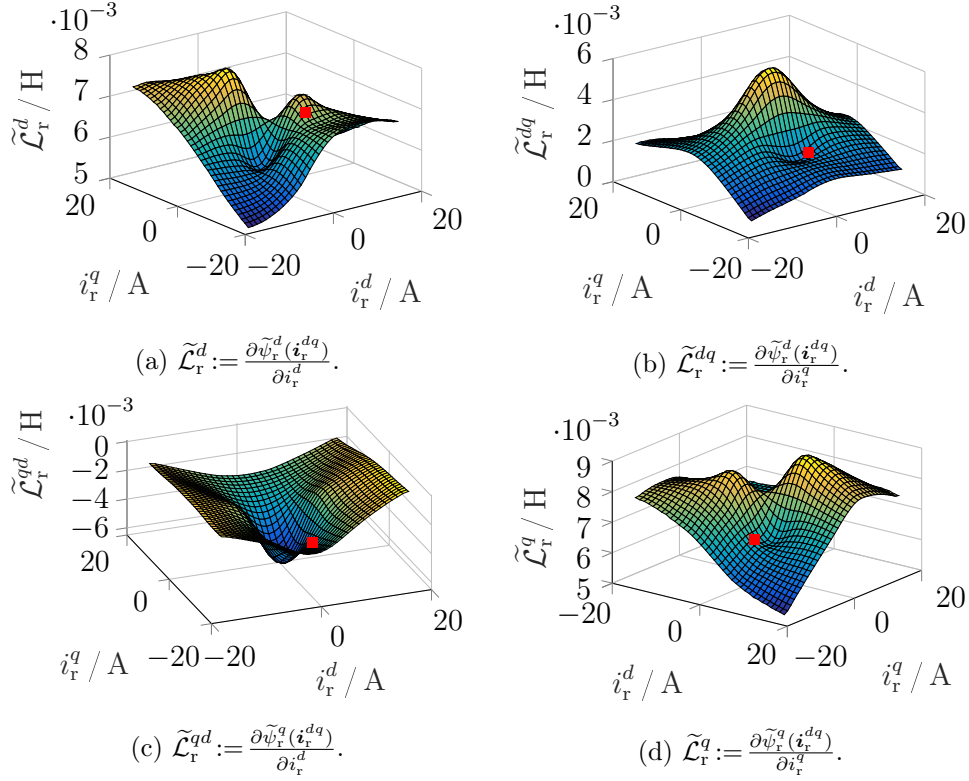


Abbildung 25: Nichtlineare quasi-stationäre differenzielle Induktivitäten bzw. Einträge der Matrix $\tilde{\mathcal{L}}_r^{dq}(\mathbf{i}_r^{dq})$ der realen DFIM mit einem beispielhaften Arbeitspunkt $\bar{\mathbf{i}}_r^{dq}$ [■].

wobei $\bar{\mathbb{S}}$ die im betrachteten Arbeitspunkt genäherte zulässige Lösungsmenge beschreibt. Aufstellen der Lagrange Funktion

$$\stackrel{(20)}{\Rightarrow} g(\mathbf{i}_r^{dq}, \lambda) := (\mathbf{i}_r^{dq})^\top \bar{\mathbf{L}}_{\text{Cu}} \mathbf{i}_r^{dq} + 2\bar{\mathbf{t}}_{\text{Cu}}^\top \mathbf{i}_r^{dq} + \bar{\rho}_{\text{Cu}} + \lambda \left((\mathbf{i}_r^{dq})^\top \bar{\mathbf{T}} \mathbf{i}_r^{dq} + 2\bar{\mathbf{t}}^\top \mathbf{i}_r^{dq} + \bar{\tau}(m_{\text{m,ref}}) \right) \quad (21)$$

mit dem Lagrange-Multiplikator λ liefert die drei Gleichungen $\frac{\partial g}{\partial i_r^d} = \frac{\partial g}{\partial i_r^q} = \frac{\partial g}{\partial \lambda} = 0$, die aus der notwendigen Bedingung für ein Optimum $\frac{\partial g}{\partial (\mathbf{i}_r^{dq}, \lambda)} = \mathbf{0}_3$ folgen. Wird zusätzlich die hinreichende Bedingung für ein Minimum $0 < \frac{\partial^2 g}{\partial (\mathbf{i}_r^{dq}, \lambda)^2} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ berücksichtigt, kann eine analytische Lösung \mathbf{i}_r^{dq*} für den optimalen Arbeitspunkt gefunden werden (siehe A.1 in [89]). Diese Lösung ist allerdings nur gültig für $\mathbf{i}_r^{dq*} \in \bar{\mathbb{S}}$, da (21) nur die Drehmoment-Gleichheitsbedingung, nicht jedoch die Betriebsgrenzen in (20) bzw. die Ungleichheitsbedingungen in (14) berücksichtigt. Aus diesem Grund werden zunächst nur die beiden Gleichungen $\frac{\partial g}{\partial i_r^d} = \frac{\partial g}{\partial i_r^q} = 0$ verwendet, um λ zu eliminieren und eine implizite Lösung – wieder in Form einer Quadrik – zu erhalten (vgl. A.2 in [89]). Letztere Quadrik enthält die Menge aller Lösungen für die sogenannte *Maximum Torque per (copper) Losses* (MTPL_{Cu}) Strategie. Werden die gesamten Kupferverluste in (20) bzw. (21) nur durch die Rotorkupferverluste (vgl. Tab. 5) ersetzt, erhält man analog die sogenannte *Maximum Torque per (rotor) Current* (MTPC_r) Strategie.

Schließlich ist der optimale Arbeitspunkt bzw. die optimale Lösung \mathbf{i}_r^{dq*} durch den Schnittpunkt zweier Quadriken gegeben, d. h. $\mathbf{i}_{\text{ref}}^{dq} = \mathbb{Q}_A \cap \mathbb{Q}_B$. Die möglichen Quadriken sind in Tab. 5 gelistet. Für die analytische Berechnung der Schnittpunkte wird auf [89] verwiesen. Die Wahl von \mathbb{Q}_A und \mathbb{Q}_B hängt davon ab, welche Nebenbedingungen *aktiv* sind, d. h. welche Nebenbedingungen für die gewünschte Drehmomentanforderung und unter den aktuellen

Betriebsbedingungen relevant sind, wie im Folgenden genauer vorgestellt wird.

Tabelle 5: Definition der (approximierten) Maschinen-Quadriken.

| Maschinen-Quadrik | Q_A bzw. Q_B | $\mathbf{A}, \mathbf{a}, \alpha$ |
|------------------------------|---|--|
| Stator-Kupferverluste | $\bar{\mathbb{L}}_{s,Cu}$ | $\bar{\mathbf{L}}_{s,Cu}, \bar{\mathbf{l}}_{s,Cu}, \bar{\rho}_{s,Cu}$ |
| Rotor-Kupferverluste | $\bar{\mathbb{L}}_{r,Cu}$ | $\bar{\mathbf{L}}_{r,Cu}, \mathbf{0}^\top, \rho_{r,Cu}$ |
| Gesamte Kupferverluste | $\bar{\mathbb{L}}_{Cu}$ | $\bar{\mathbf{L}}_{Cu}, \bar{\mathbf{l}}_{Cu}, \bar{\rho}_{Cu}$ |
| Drehmomentanforderung | $\bar{\mathbb{T}}(m_{m,ref})$ | $\bar{\mathbf{T}}, \bar{\mathbf{t}}, \bar{\tau}(m_{m,ref})$ |
| Stator-Stromgrenze | $\partial\bar{\mathbb{I}}_s(\hat{i}_{s,max})$ | $\bar{\mathbf{C}}_s, \bar{\mathbf{c}}_s, \bar{\iota}_s(\hat{i}_{s,max})$ |
| Rotor-Stromgrenze | $\partial\bar{\mathbb{I}}_r(\hat{i}_{r,max})$ | $\mathbf{C}_r, \mathbf{0}^\top, \iota_r(\hat{i}_{r,max})$ |
| Rotor-Spannungsgrenze | $\partial\bar{\mathbb{V}}(\hat{u}_{r,max})$ | $\bar{\mathbf{V}}, \bar{\mathbf{v}}, \bar{\nu}(\hat{u}_{r,max})$ |
| MTPL _{Cu} Strategie | $\bar{\mathbb{M}}\bar{\mathbb{T}}\bar{\mathbb{P}}\bar{\mathbb{L}}_{Cu}$ | $\bar{\mathbf{M}}_{L_{Cu}}, \bar{\mathbf{m}}_{L_{Cu}}, \bar{\mu}_{L_{Cu}}$ |
| MTPC _r Strategie | $\bar{\mathbb{M}}\bar{\mathbb{T}}\bar{\mathbb{P}}\bar{\mathbb{C}}_r$ | $\bar{\mathbf{M}}_{C_r}, \bar{\mathbf{m}}_{C_r}, \bar{\mu}_{C_r}$ |

Betriebsmanagement: Ohne aktive Nebenbedingung oder Saturierung des Drehmoments sind die optimalen Rotorströme durch den Schnittpunkt $\bar{\mathbb{M}}\bar{\mathbb{T}}\bar{\mathbb{P}}\bar{\mathbb{L}}_{Cu} \cap \bar{\mathbb{T}}(m_{m,ref})$ [■] gegeben.

Wie in Abb. 26 (a) illustriert, stellt die MTPL_{Cu} Strategie [—] den optimalen Kompromiss zwischen den stator-seitigen Kupferverlusten [---] und den Rotor-seitigen Kupferverlusten [----] dar, sodass die Kupferverluste der Maschine insgesamt [—] minimal sind. Das Drehmoment hängt hauptsächlich von i_r^d ab, sodass sich die Drehmoment-Quadrik $\bar{\mathbb{T}}$ mit zu- bzw. abnehmendem Drehmoment nach links bzw. rechts bewegt. Im Gegensatz zu der MTPL_{Cu} Strategie, minimiert die MTPC_r Strategie nur die Rotor-seitigen Kupferverluste, sodass der Schnittpunkt $\bar{\mathbb{M}}\bar{\mathbb{T}}\bar{\mathbb{P}}\bar{\mathbb{C}}_r \cap \bar{\mathbb{T}}$ [■] nur eine suboptimale Lösung darstellt.

Bei hohen Drehmomentanforderungen im Generatorbetrieb sind die Nebenbedingungen für die Stromgrenzen aktiv, während die Spannungsgrenzen der betrachteten DFIM für OFTC nicht relevant sind. Wird nur die Rotorstromgrenze berücksichtigt, ergibt sich das maximale bzw. minimale Drehmoment durch die Schnittpunkte der Quadrik $\bar{\mathbb{M}}\bar{\mathbb{T}}\bar{\mathbb{P}}\bar{\mathbb{C}}_r$ [—] mit der Quadrik für die Rotorstromgrenze $\partial\bar{\mathbb{I}}_r$ [—] bei $\bar{\mathbb{M}}\bar{\mathbb{T}}\bar{\mathbb{P}}\bar{\mathbb{C}}_r \cap \partial\bar{\mathbb{I}}_r$ [●/■]. Tatsächlich muss jedoch auch die Statorstromgrenze berücksichtigt werden, sodass das maximal bzw. minimal zulässige Drehmoment sich durch die Schnittpunkte der Quadriken für die Statorstromgrenze $\partial\bar{\mathbb{I}}_s$ [—] und für die Rotorstromgrenze $\partial\bar{\mathbb{I}}_r$ bei $\partial\bar{\mathbb{I}}_s \cap \partial\bar{\mathbb{I}}_r$ [●/■] ergibt.

Das maximal bzw. minimal zulässige Drehmoment der MTPL_{Cu} Strategie wird beim Schnittpunkt $\bar{\mathbb{M}}\bar{\mathbb{T}}\bar{\mathbb{P}}\bar{\mathbb{L}}_{Cu} \cap \partial\bar{\mathbb{I}}_r$ [●/■] erreicht. Für höhere Beträge des Drehmoments wird die zuvor optimale Lösung $\bar{\mathbb{M}}\bar{\mathbb{T}}\bar{\mathbb{P}}\bar{\mathbb{L}}_{Cu} \cap \bar{\mathbb{T}}(m_{m,ref})$ [■] unzulässig, stattdessen ist die optimale zulässige Lösung nun durch den Schnittpunkt $\partial\bar{\mathbb{I}}_r \cap \bar{\mathbb{T}}$ [■] gegeben (siehe Fig. 26 (b)). Diese sogenannte *Maximum (rotor) Current* (MC_{r,ext}) Strategie hält die Amplitude der Rotorströme maximal und damit die Rotor-seitigen Kupferverluste konstant. Allerdings muss die Amplitude der Statorströme erhöht werden, um den maximalen Betrag des Drehmoments bei $\partial\bar{\mathbb{I}}_s \cap \partial\bar{\mathbb{I}}_r$ [●/■] zu erreichen, sodass die stator-seitigen Kupferverluste in diesem Arbeitspunkt maximal sind.

Mit Hilfe des erlangten Wissens über die DFIM-Charakteristika und das OFTC-Problem ist ein optimales Betriebsmanagement entworfen worden, das im Folgenden anhand des in Abb. 27 dargestellten Entscheidungsbaums erläutert wird. Die initialen Input-Parameter sind das Soll-Drehmoment $m_{m,ref}$, das zunächst als saturiertes Soll-Drehmoment übernommen wird, d. h. $\bar{m}_{m,ref} := m_{m,ref}$, und die (gemessenen) Rotorströme i_r^{dq} , die den initialen Stromarbeitspunkt bestimmen, d. h. $\bar{i}_r^{dq} := i_r^{dq}$. Die magnetischen Flussverkettungen $\tilde{\psi}^{dq}(\bar{i}_r^{dq})$, die quasi-stationäre

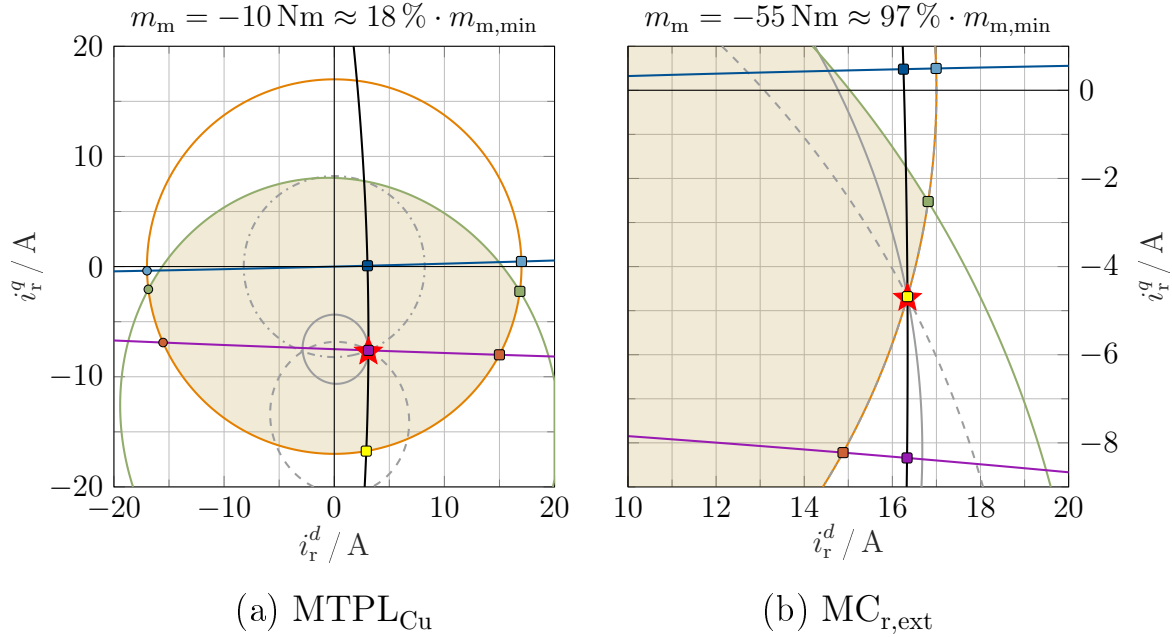


Abbildung 26: Stromortskurven für verschiedene Drehmomente mit den Quadriken $\bar{\mathbb{L}}_{s,Cu}$ [---], $\bar{\mathbb{L}}_{r,Cu}$ [-·-·-], $\bar{\mathbb{L}}_{Cu}$ [—], $\bar{\mathbb{T}}$ [—], $\partial\bar{\mathbb{L}}_s$ [—], $\partial\bar{\mathbb{L}}_r$ [—], $\bar{\mathbb{M}}TPL_{Cu}$ [—], $\bar{\mathbb{M}}TPC_r$ [—], dem zulässigen Betriebsbereich $\bar{\mathbb{S}} := \bar{\mathbb{L}}_s \cap \bar{\mathbb{L}}_r$ [■] und dem Soll-Rotorstromvektor $\bar{\mathbf{i}}_{r,ref}^{dq}$ [★].

differenzielle Induktivitätsmatrix $\tilde{\mathcal{L}}^{dq}(\bar{\mathbf{i}}_r^{dq})$ (und optional weitere Parameter, wie z. B. die Widerstandsmatrix $\bar{\mathbf{R}}^{dq}$) werden anhand des Stromarbeitspunktes (und optional anhand weiterer Betriebsbedingungen, wie z. B. Temperaturänderungen) aktualisiert.

In den folgenden Schritten wird das Soll-Drehmoment saturiert, d. h. die Drehmomentanforderung wird durch das minimal bzw. maximal zulässige Drehmoment $\bar{m}_{m,min}$, $\bar{m}_{m,max}$ begrenzt. Die genährten Lösungen für diese Grenzen sind abhängig vom Stromarbeitspunkt und den Betriebsbedingungen, sodass die Drehmoment-Saturierung nach jedem Parameter-Update erneut durchgeführt wird. Zunächst werden die Drehmomente in den Schnittpunkten $\bar{\mathbb{M}}TPC_r \cap \partial\bar{\mathbb{L}}_r$ berechnet. Sind die Lösungen nicht zulässig, d. h. $\bar{\mathbf{i}}_r^{dq*} \notin \bar{\mathbb{S}}$, sind die Grenzen des Drehmoments stattdessen durch die Schnittpunkte $\partial\bar{\mathbb{L}}_s \cap \partial\bar{\mathbb{L}}_r$ gegeben. Falls das Soll-Drehmoment die Grenzen überschreitet, wird dieses durch $\bar{m}_{m,ref} := \text{sat}_{\bar{m}_{m,min}}^{\bar{m}_{m,max}}(\bar{m}_{m,ref})$ saturiert und der neue Arbeitspunkt wird zu der Lösung der relevanten Grenze (bzw. der aktiven Nebenbedingung) gesetzt, d. h. $\bar{\mathbf{i}}_r^{dq} := \bar{\mathbf{i}}_r^{dq*}$, bevor erneut beim Parameter-Update-Schritt gestartet wird. Andernfalls, d. h. falls sich das Soll-Drehmoment in der aktuellen Iteration innerhalb der Grenzen befindet, folgt eine weitere Prüfung der Saturierung durch $\bar{m}_{m,ref} = \text{sat}_{\bar{m}_{m,min}}^{\bar{m}_{m,max}}(m_{m,ref})$. Sollte letztere Bedingung nicht erfüllt sein, wurde $\bar{m}_{m,ref}$ durch Verschiebungen des Arbeitspunktes in vorherigen Iterationen stärker begrenzt als im aktuellen Arbeitspunkt nötig. In diesem Fall wird $\bar{m}_{m,ref}$ anhand der aktuell gültigen Grenzen und des ursprünglichen Soll-Drehmoments $m_{m,ref}$ zurückgesetzt, d. h. $\bar{m}_{m,ref} := \text{sat}_{\bar{m}_{m,min}}^{\bar{m}_{m,max}}(m_{m,ref})$.

Nach der Drehmoment-Saturierung wird die verlustoptimale Lösung im aktuellen Arbeitspunkt bestimmt. Dazu wird zunächst der Schnittpunkt $\bar{\mathbb{M}}TPL_{Cu} \cap \bar{\mathbb{T}}$ gemäß der $\bar{\mathbb{M}}TPL_{Cu}$ Strategie berechnet. Falls die Lösung $\bar{\mathbf{i}}_r^{dq*}$ nicht zulässig ist, wird der Schnittpunkt $\partial\bar{\mathbb{L}}_r \cap \bar{\mathbb{T}}$ gemäß der $\bar{\mathbb{M}}C_{r,ext}$ Strategie berechnet und als Lösung übernommen. Die zuvor genannten Schritte werden wiederholt und als Arbeitspunkt jeweils die Lösung der vorherigen Iteration verwendet. Sobald der aktuelle Arbeitspunkt $\bar{\mathbf{i}}_r^{dq}$ zu der optimalen Lösung $\bar{\mathbf{i}}_r^{dq*}$ konvergiert ist,

d. h. $\|\mathbf{i}_r^{dq*} - \bar{\mathbf{i}}_r^{dq}\| \leq \epsilon$ mit einem kleinen Grenzwert ϵ , wird die Schleife schließlich beendet und man erhält die optimalen Soll-Rotorströme $\mathbf{i}_{r,\text{ref}}^{dq} := \mathbf{i}_r^{dq*}$ [★].

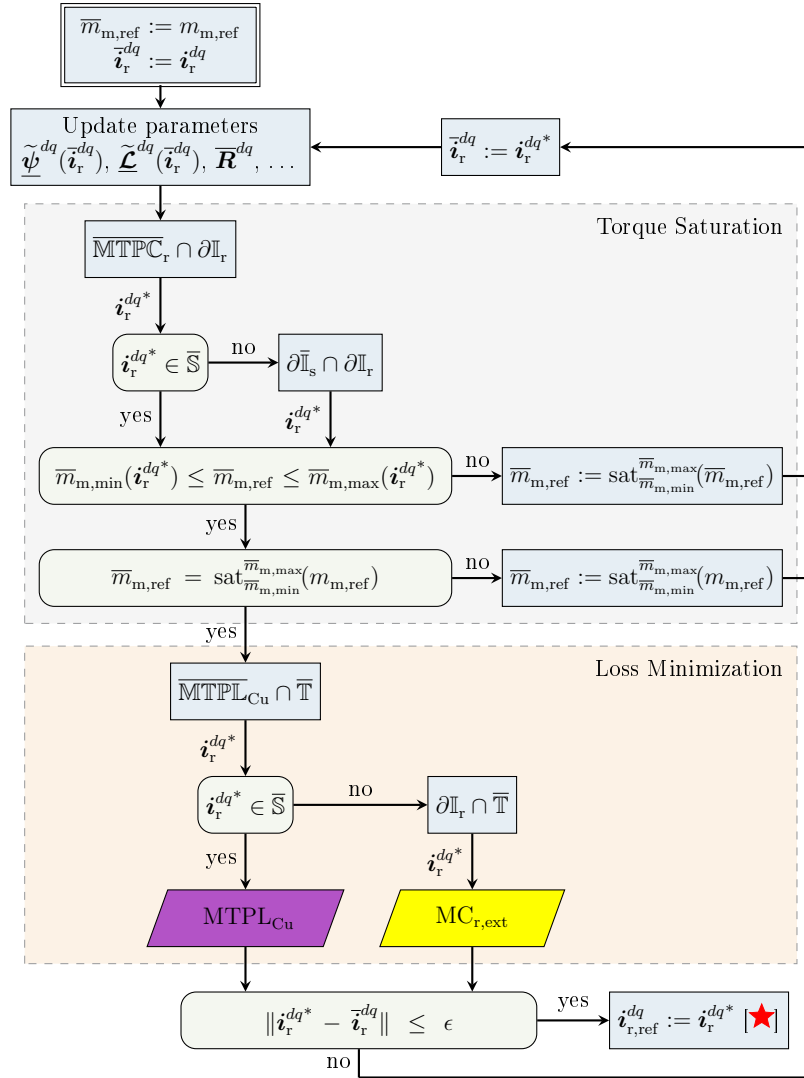


Abbildung 27: DFIM-Betriebsmanagement für *Optimal Feedforward Torque Control* (OFTC).

Erzielte Effizienzsteigerung: Der Wirkungsgrad der DFIM wird im Generatorbetrieb als das Verhältnis von der Summe der elektrischen Ausgangsleistungen an den Wicklungsklemmen der Stators und Rotors zu der mechanischen Eingangsleistung definiert, d. h. $\eta_{\text{OFTC}} := \frac{p_s + p_r}{p_m}$. Abb. 28 vergleicht den Wirkungsgrad für OFTC mit dem Wirkungsgrad für konventionelle Drehmoment-Vorsteuerung⁴ mit $i_s^q = 0$ bzw. $i_r^q = 0$. Für $i_s^q = 0$ wird ein hoher negativer q -Rotorstrom benötigt (vgl. Abb. 26), sodass das Drehmoment aufgrund der Rotorstromgrenze stark limitiert wird (siehe $m_{m,\text{min}} \approx -29 \text{ Nm}$ in Abb. 28). Für $i_r^q = 0$ wird das Drehmoment hingegen durch die Statorstromgrenze auf $m_{m,\text{min}} \approx -50,5 \text{ Nm}$ limitiert. Letzterer Wert entspricht ungefähr dem Drehmomentwert, bei dem das Betriebsmanagement für OFTC von der MTPLCu zu der $\text{MC}_{r,\text{ext}}$ Strategie wechselt. Mit der $\text{MC}_{r,\text{ext}}$ Strategie kann ein höherer Drehmomentbetrag von bis zu $m_{m,\text{min}} \approx -56,7 \text{ Nm}$ erreicht werden. Allerdings steigen die sta-

⁴Tatsächlich kann der geforderte Blindstrom bzw. die geforderte Blindleistung am Netzeinspeisepunkt von der Netzspannung abhängen; dennoch wird üblicherweise ein Betrieb mit konstantem DFIM-Leistungsfaktor $\cos \varphi = 1$ betrachtet [91]. Der netzseitige Umrichter kann gegebenenfalls zusätzlich Blindleistung bereitstellen bzw. für OFTC die Blindleistung der DFIM entsprechend kompensieren.

torseitigen Kupferverluste bei der $MC_{r,ext}$ Strategie rapide an, da sich der Arbeitspunkt mit steigendem Drehmoment von der $MTPL_{Cu}$ Stromortskurve entfernt, siehe Abb. 26, sodass eine zunehmende Krümmung am linken Ende der η_{OFTC} -Kurve in Abb. 28 (a) zu erkennen ist.

Abb. 28 (b) zeigt die Differenz $\Delta\eta$ zwischen dem Wirkungsgrad für OFTC und dem Wirkungsgrad für Drehmoment-Vorsteuerung mit $i_s^q = 0$ bzw. $i_r^q = 0$. Durch OFTC wird der Wirkungsgrad im gesamten zulässigen Drehmomentbereich um mehr als 1 % gesteigert. Im Teillastbetrieb mit $m_m \geq -10 \text{ Nm} \approx 18\% \cdot m_{m,min}$ wird der Wirkungsgrad um mehr als $\Delta\eta > 3\%$ gesteigert. Für weitere Ergebnisse bei dynamischen Drehzahl- und Drehmomentänderungen wird auf [85] verwiesen. Zu beachten ist, dass bei Anlagen im MW-Bereich bereits Effizienzsteigerungen von wenigen Prozentpunkten zu enormen positiven Auswirkungen hinsichtlich der verfügbaren elektrischen Energie führen.

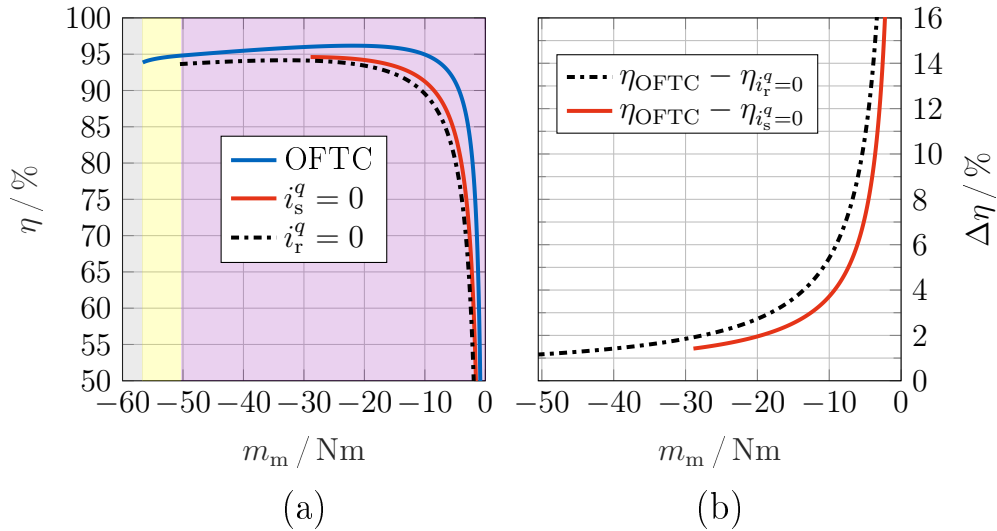


Abbildung 28: Bei 30% Schlupf (über-synchroner Betrieb der DFIM): (a) OFTC-Wirkungsgrad $\eta_{OFTC} := \frac{p_s + p_r}{p_m}$ mit unzulässigem Betriebsbereich [■], Betriebsbereich der $MTPL_{Cu}$ Strategie [■] und Betriebsbereich der $MC_{r,ext}$ Strategie [■], sowie Wirkungsgrad konventioneller Drehmoment-Vorsteuerung mit $i_s^q = 0$ bzw. $i_r^q = 0$, und (b) Steigerung des Wirkungsgrads $\Delta\eta := \eta_{OFTC} - \eta_{i_s^q=0/i_r^q=0}$.

4.2.2 Systemidentifikation von elektrischen Maschinen Die Modellierung von elektrischen Maschinen ist die Grundlage für deren optimalen Betrieb. Sowohl die Stromregelung [92] als auch die überlagerten optimalen Betriebsstrategien (siehe Abschnitt 4.2.1) hängen von den Modellparametern ab. Im folgenden werden Verfahren zur Systemidentifikation und Parameterextraktion vorgestellt.

Modellierung und Kompensation der nichtlinearen Umrichtereigenschaften: Für eine exakte Maschinenidentifikation müssen zunächst die nichtlinearen Eigenschaften des Umrichters, wie z.B. Verriegelungszeiten, Halbleiter-Spannungsabfälle und durch parasitäre Kapazitäten hervorgerufene transiente Effekte, bei der Spannungsauswertung berücksichtigt werden. Basierend auf Vorarbeiten von Studentenprojekten wurde aus einem detaillierten dynamischen aber nichtlinearen Umrichtermodell ein Mittelwert-Modell abgeleitet, das den Spannungsabfall am Umrichter für jeden Schaltzustand bzw. für jede Verriegelungszeit in Abhängigkeit von den Phasenströmen approximiert. Zur Validierung des Modells wurden für verschiedene Pulsweiten und Ströme mit Hilfe eines Oszilloskops die Ströme und Spannungspulse der Umrichter vermessen. Zusätzlich wurden parallel Messungen mithilfe des Realzeitsystems (dSPACE-

System) aufgezeichnet und der ohmsche Lastanteil mit Hilfe eines hochpräzisen Ohmmeters bestimmt. Anschließend wurden die Messungen mit den Simulationsergebnissen des Umrichtermodells verglichen, das mit den Nennwerten aus den Datenblättern parametrisiert wurde. Die Abweichungen zwischen Simulationen und Messungen wurden hauptsächlich auf die Parameterunsicherheiten zurückgeführt. Die relevanten Parameter wurden identifiziert und durch Optimierungsverfahren so angepasst, dass der Fehler zwischen Simulationen und Messungen für alle Pulsweiten insgesamt minimal wurde. Auf diese Weise konnten die Umrichtermodelle der rotor- und maschinenseitigen Umrichter erfolgreich parametrisiert und validiert werden. Der digitale Zwilling des Umrichters für z.B. die Maschinenvermessung oder die Zustandsüberwachung des Umrichters soll nur Messdaten im Realzeitsystem verwenden, die auch die Sensoren industrieller Energieanlagen zur Verfügung stellen, sodass nach Parametrisierung des digitalen Zwillings keine aufwendigen oder weiteren Messungen mit zusätzlicher Hardware (wie beispielsweise mit einem Oszilloskop) nötig sind.

Leerlaufmessungen: Anhand von Leerlaufmessungen bei verschiedenen Drehzahlen und Drehrichtungen wird der Encoder (Drehgeber) zur Positionsbestimmung der elektrischen Maschine (hier DFIM) ausgerichtet. Darüber hinaus können anhand der Leerlaufmessungen die Reibungsverluste und die (Stator-seitigen) Eisenverluste bestimmt werden. Die verwendeten Inkrementaldrehgeber sind mechanisch mit dem Rotor verbunden und am Ende der elektrischen Maschinen montiert (siehe z. B. linkes Ende der roten PMSM in Abb. 21).

Eine genaue Ausrichtung des DFIM-Encoders mit dem Rotor-seitigen Dreiphasensystem bzw. mit der α_r -Achse des Rotors ist essenziell, da der Positionswinkel ϕ_{enc} die Ausrichtung des dq -Koordinatensystem festlegt. Letzteres Koordinatensystem wird sowohl zur Modellierung als auch zur Regelung verwendet, sodass Ungenauigkeiten bzw. Abweichungen $\Delta\phi_{\text{enc}}$ zu entsprechenden Fehlern führen. Zunächst erfolgt eine (grobe) Ausrichtung im Stillstand, indem hohe (Gleich-)Ströme im Stator in α -Richtung bzw. im Rotor in α_r -Richtung eingepreßt werden. Allerdings verbleibt ein geringes Spiel, d. h. die Maschinenwelle lässt sich z. B. per Hand noch merklich aus der Ruhelage drehen, ohne vollständig zur vorigen Ruhelage zurückzukehren. In den folgenden Messungen wird eine elektrische Winkelabweichung nach der Ausrichtung im Stillstand von $n_p\Delta\phi_{\text{enc}} \approx -3^\circ$ festgestellt. Zur genauen Ausrichtung wurde daher das in [93] für eine PMSM vorgestellte Verfahren für die betrachtete DFIM erweitert.

Bei den Leerlaufmessungen wird Rotor-seitig ein (Gleich-)Strom von $i_r^d = 10$ A eingepreßt, während der Stator abgeklemmt wird, d. h. die Statorklemmen sind offen und werden nur mit den im Schaltschrank verbauten Spannungssensoren verbunden. Ausgehend von $2250 \frac{1}{\text{min}}$ wird der Drehzahlsollwert der Lastmaschine (PMSM) schrittweise um $50 \frac{1}{\text{min}}$ bis zur minimalen Drehzahl von $-2250 \frac{1}{\text{min}}$ verringert. Nach jedem Schritt wird die Drehzahl kurzzeitig konstant gehalten und die im Stator induzierte Spannung u_s^{dq} innerhalb eines Messfensters von 1 s gemessen. Die Grundidee ist es, anhand der Lage des gemessenen Statorspannungsvektors u_s^{dq} die Lage des Rotorstromvektors i_r^{dq} und somit die Lage des Encoders zu bestimmen. Unter vereinfachten Annahmen (z. B. Vernachlässigung der Eisenverluste) eilt die induzierte Statorspannung u_s^{dq} dem Rotorstrom i_r^{dq} um $\frac{\pi}{2}$ voraus, vgl. Abb. 33 für $i_{s,\text{Fe}}^{dq} = \mathbf{0}_2$, sodass eine einzelne Messung bei einer beliebigen Drehzahl (ungleich null) ausreichend wäre. Um jedoch eine genaue Ausrichtung ohne vereinfachte Annahmen zu erzielen, wird ein Verfahren vorgeschlagen, das auf Leerlaufmessungen bei unterschiedlichen Drehrichtungen basiert. Zudem wird eine Vielzahl unterschiedlicher Winkelgeschwindigkeiten betrachtet, um das Verfahren und dessen Allgemeingültigkeit zu validieren.

Der Rotor-seitig angeschlossene Zwei-Level-Umrichter verursacht hochfrequente Schwankungen (Rippel) im Rotorstrom, die wiederum Rippel in der induzierten Statorspannung hervorrufen. Aufgrund der begrenzten Bandbreite der Stator-seitigen Spannungssensoren wurden Vergleichsmessungen bei unterschiedlicher Schaltfrequenz und unter Verwendung eines

LC-Filter zur Glättung durchgeführt. Der LC-Filter wird zwischen dem Umrichter und den Rotorklemmen angeschlossen. Abb. 30–31 zeigen die Ergebnisse der folgenden vier Messungen: (i) Messung vor der finalen Encoder-Ausrichtung ohne Filter bei einer Schaltfrequenz von 8 kHz, (ii) Messung vor der finalen Encoder-Ausrichtung ohne Filter bei einer Schaltfrequenz von 4 kHz, (iii) Messung vor der finalen Encoder-Ausrichtung mit LC-Filter bei einer Schaltfrequenz von 4 kHz, (iv) Messung nach der finalen Encoder-Ausrichtung (anhand der vorigen drei Leerlaufmessungen) mit LC-Filter bei einer Schaltfrequenz von 4 kHz. Alle Messpunkte basieren auf den über das Messfenster von 1 s gemittelten Werten. Zu beachten ist außerdem, dass in Abb. 31 sowohl die Ergebnisse für die positive Drehrichtung ω_m^+ als auch für die negative Drehrichtung ω_m^- über dem Betrag der mechanischen Winkelgeschwindigkeit $|\omega_m|$ dargestellt sind.

Zur Analyse der Leerlaufmessungen wird das nichtlineare DFIM-Modell (11) um elektrische Stator- bzw. Rotor-seitige Eisenverlustkreise erweitert, die für die Leerlaufmessungen relevant sind (vgl. dritte und vierte Gleichung in (22)). Diese Modellierung ist physikalisch durch sogenannte Wirbelstromverluste motiviert, d. h. das rotierende Magnetfeld induziert Ströme die sich z. B. in den Elektroblechen des Stators kurzschließen und elektrische Verluste verursachen. Andere Arten von Eisenverlusten (wie z. B. Hystereseverluste) werden indirekt über einen variablen (Stator-seitigen) Eisenverlustwiderstand $R_{s,Fe}$ modelliert. Unter der Betrachtung der Leerlaufmessungen im quasi-stationären Zustand mit offenen Statorklemmen (kein Statorstrom) und Rotor-seitigem Gleichstrom in d -Richtung folgt (vgl. Abb. 29)

$$\left. \begin{aligned}
 \mathbf{u}_s^{dq} &= \mathbf{R}_s^{dq} \underbrace{\mathbf{i}_s^{dq}}_{=\mathbf{0}_2} - \omega_s \mathbf{J} \psi_s^{dq} + \underbrace{\frac{d}{dt} \psi_s^{dq}}_{=\mathbf{0}_2} = -\omega_s \mathbf{J} \psi_s^{dq} = n_p \omega_m \mathbf{J} \psi_s^{dq} \\
 \mathbf{u}_r^{dq} &= \mathbf{R}_r^{dq} \underbrace{\begin{pmatrix} i_r^d \\ 0 \end{pmatrix}}_{=\mathbf{i}_r^{dq}} - \underbrace{(\omega_p - n_p \omega_m)}_{=\omega_r=0} \mathbf{J} \psi_r^{dq} + \underbrace{\frac{d}{dt} \psi_s^{dq}}_{=\mathbf{0}_2} = \begin{pmatrix} R_r i_r^d \\ 0 \end{pmatrix} \\
 \mathbf{0}_2 &= \mathbf{R}_{s,Fe}^{dq} \mathbf{i}_{s,Fe}^{dq} - \omega_s \mathbf{J} \psi_{s,Fe}^{dq} + \underbrace{\frac{d}{dt} \psi_{s,Fe}^{dq}}_{=\mathbf{0}_2} = \mathbf{R}_{s,Fe}^{dq} \mathbf{i}_{s,Fe}^{dq} + n_p \omega_m \mathbf{J} \psi_s^{dq} \\
 \mathbf{0}_2 &= \mathbf{R}_{r,Fe}^{dq} \mathbf{i}_{r,Fe}^{dq} - \underbrace{(\omega_p - n_p \omega_m)}_{=\omega_r=0} \mathbf{J} \psi_{s,Fe}^{dq} + \underbrace{\frac{d}{dt} \psi_{r,Fe}^{dq}}_{=\mathbf{0}_2} \Rightarrow \mathbf{i}_{r,Fe}^{dq} = \mathbf{0}_2
 \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

wobei angenommen wird, dass die verketteten magnetischen Flüsse des Stators (Wicklungen) und des Statoreisens (Elektrobleche etc.) identisch sind, d. h. $\psi_{s,Fe}^{dq} = \psi_s^{dq} = \psi_{s,m}^{dq} + \psi_{s,\sigma}^{dq}$. Offensichtlich sind die Rotor-seitigen Eisenverluste bei den Leerlaufmessungen null, da der Schlupf null ist (siehe die vierte Gleichung in (22)). Einsetzen der ersten in die dritte Gleichung von (22) führt zum (Stator-seitigen) Eisenverluststrom als Funktion von der gemessenen Statorspannung \mathbf{u}_s^{dq} und vom noch unbekanntem Eisenwiderstand $R_{s,Fe}$, d. h.

$$\mathbf{u}_s^{dq} = n_p \omega_m \mathbf{J} \psi_s^{dq} = -\mathbf{R}_{s,Fe}^{dq} \mathbf{i}_{s,Fe}^{dq} \Rightarrow \mathbf{i}_{s,Fe}^{dq} = -(\mathbf{R}_{s,Fe}^{dq})^{-1} \mathbf{u}_s^{dq} = -\frac{\mathbf{u}_s^{dq}}{R_{s,Fe}}. \quad (23)$$

Der Eisenwiderstand lässt sich mit der Eisenverlustleistungsbetrachtung bestimmen, d. h.

$$p_{s,Fe} = \kappa_p \underbrace{R_{s,Fe} (\mathbf{i}_{s,Fe}^{dq})^\top}_{=-(\mathbf{u}_s^{dq})^\top} \mathbf{i}_{s,Fe}^{dq} \stackrel{(23)}{=} \kappa_p \frac{(\mathbf{u}_s^{dq})^\top \mathbf{u}_s^{dq}}{R_{s,Fe}} \Rightarrow R_{s,Fe} = \kappa_p \frac{(\mathbf{u}_s^{dq})^\top \mathbf{u}_s^{dq}}{p_{s,Fe}} = \frac{\kappa_p (\hat{u}_s)^2}{-\omega_m m_m}, \quad (24)$$

wobei $m_m = m_{s,Fe}$ hier dem gemessenen elektromagnetischen (reibungsfreien) Drehmoment

entspricht.⁵ Zu beachten ist außerdem das negative Vorzeichen in (24), d. h. die positive Verlustleistung $p_{s,Fe} = \kappa_p R_{s,Fe} (\hat{v}_{s,Fe})^2 > 0$ führt zu $m_m \leq 0$ für $\omega_m \geq 0$ und somit zu einer negativen (generatorischen/bremsenden) Maschinenleistung $p_m = \omega_m m_m < 0$. Die Größen bzw. Modellparameter des elektrischen Eisenverlustkreises sind mit Hilfe der Näherungen für die induzierte Spannung und das elektromagnetische Drehmoment berechnet worden (siehe $\hat{u}_s, m_{s,Fe}$ im ersten bzw. vierte Diagramm von Abb. 31 und Abb. 32).

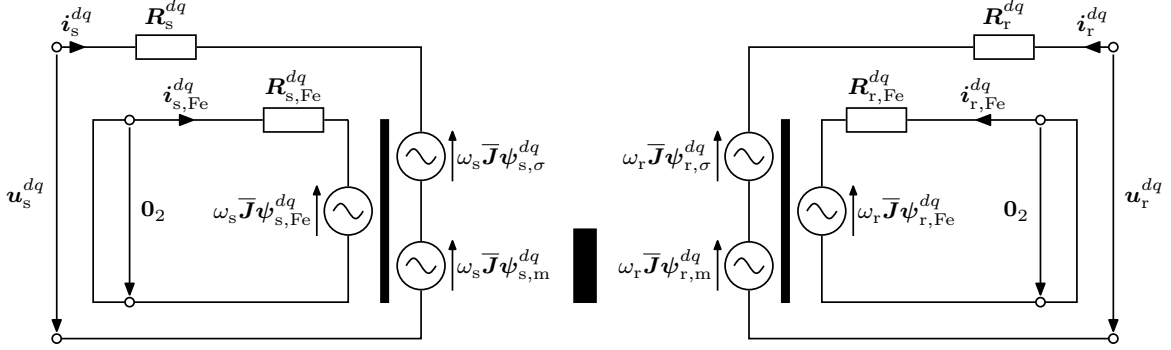


Abbildung 29: Ersatzschaltbild der doppelt-gespeisten Asynchronmaschine (DFIM) mit Eisenverlusten im quasi-stationären Zustand, d. h. $\frac{d}{dt} \psi^{dq} = \frac{d}{dt} \mathbf{i}^{dq} = \mathbf{0}_2$.

Die Eisenverluste beeinflussen die Lage des induzierten Spannungsvektors, wie im Folgenden hergeleitet wird. Wegen $\mathbf{i}_s^{dq} = \mathbf{0}_2$ setzt sich die magnetische Flussverkettung im Stator ψ_s^{dq} ausschließlich aus der vom Rotorstrom \mathbf{i}_r^{dq} induzierten Flussverkettung $\psi_{s,r}^{dq}$ und der vom Statoreisenstrom $\mathbf{i}_{s,Fe}^{dq}$ induzierten Flussverkettung $\psi_{s,s,Fe}^{dq}$ zusammen, d. h.

$$\psi_s^{dq} = \psi_{s,r}^{dq} + \psi_{s,s,Fe}^{dq} = M_{s,r} \mathbf{i}_r^{dq} + M_{s,Fe} \mathbf{i}_{s,Fe}^{dq} \quad (25)$$

mit Koppelinduktivität $M_{s,r}$ zwischen Stator und Rotor, und Koppelinduktivität $M_{s,Fe}$ zwischen Stator (Wicklungen) und Statoreisen. Im resultierenden Vektordiagramm in Abb. 33 ist insbesondere zu beachten, dass $\mathbf{i}_{s,Fe}^{dq}$ gemäß (23) in die entgegengesetzte Richtung von \mathbf{u}_s^{dq} zeigt, was zum induzierten Spannungsanteil $u_s^d > 0$ führt.

Bei Betrachtung von Abb. 33 wird deutlich, dass der Ausrichtungsfehler anhand zweier Leerlaufmessungen mit unterschiedlicher Drehrichtung aber gleichem Betrag der Winkelgeschwindigkeit ω_m bestimmt werden kann, da Folgendes gilt

$$\omega_m^+ > 0, \omega_m^- < 0, \omega_m^+ = -\omega_m^- \quad \Rightarrow \quad n_p \Delta \phi_{enc} = \Delta \phi_{u_s}^{dq} := \frac{\phi_{u_s}^{dq}(\omega_m^+) + \phi_{u_s}^{dq}(\omega_m^-)}{2}, \quad (26)$$

wobei das dq -Koordinatensystem jeweils nach der (fehlerhaften) Encoder Position ausgerichtet wird (siehe graue d -Achsen in Abb. 33). Im zweiten Diagramm in Abb. 31 sinkt $|\phi_{u_s}^{dq}|$ mit $|\omega_m|$ aufgrund zunehmender Eisenverluste, trotzdem bleibt der Ausrichtungsfehler erwartungsgemäß näherungsweise konstant (siehe auch drittes Diagramm in Abb. 31), d. h. $\Delta \phi_{u_s}^{dq} \approx -3^\circ$ (außer für kleine Drehzahlen, da die induzierten Spannungen kleiner und damit die relativen Messfehler größer sind). Nach der genauen Ausrichtung (“Meas. 4”) ist der Ausrichtungsfehler erwartungsgemäß vernachlässigbar, d. h. $\Delta \phi_{u_s}^{dq} \approx 0^\circ$. Darüber hinaus führen alle drei Messungen vor der finalen Ausrichtung (“Meas. 1–3”) bei hohen Drehzahlen zu einer nahezu identischen Statorwinkelabweichung $\Delta \phi_{u_s}^{dq} = -3^\circ$ (siehe zweite Diagramm in Abb. 31), sodass der Einfluss von

⁵Tatsächlich wird immer das mechanische Drehmoment inklusive Reibungsdrehmoment gemessen. In (24) wird allerdings davon ausgegangen, dass das Reibungsdrehmoment anhand von stromfreien Leerlaufmessungen identifiziert und entsprechend kompensiert wurde (siehe viertes Diagramm in Abb. 31).

einer unterschiedlichen Schaltfrequenz vernachlässigbar bzw. die Verwendung eines LC-Filters irrelevant ist. In anderen Worten ist die vorgeschlagene Ausrichtung des Encoders anhand der Auswertung von Leerlaufmessungen sowohl für unterschiedliche Schaltfrequenzen als auch ohne zusätzlichen LC-Filter gültig.

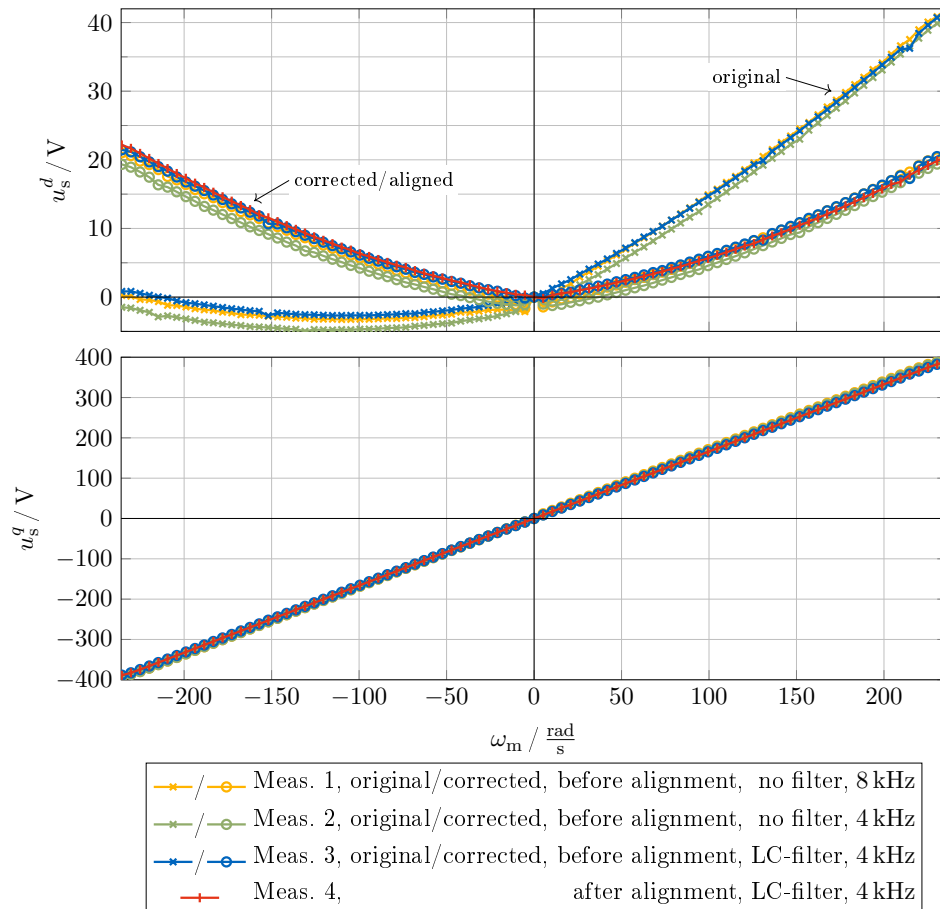


Abbildung 30: Leerlaufmessungen: Induzierte Statorspannung im nach dem Rotor (Encoder) ausgerichteten dq -Koordinatensystem.

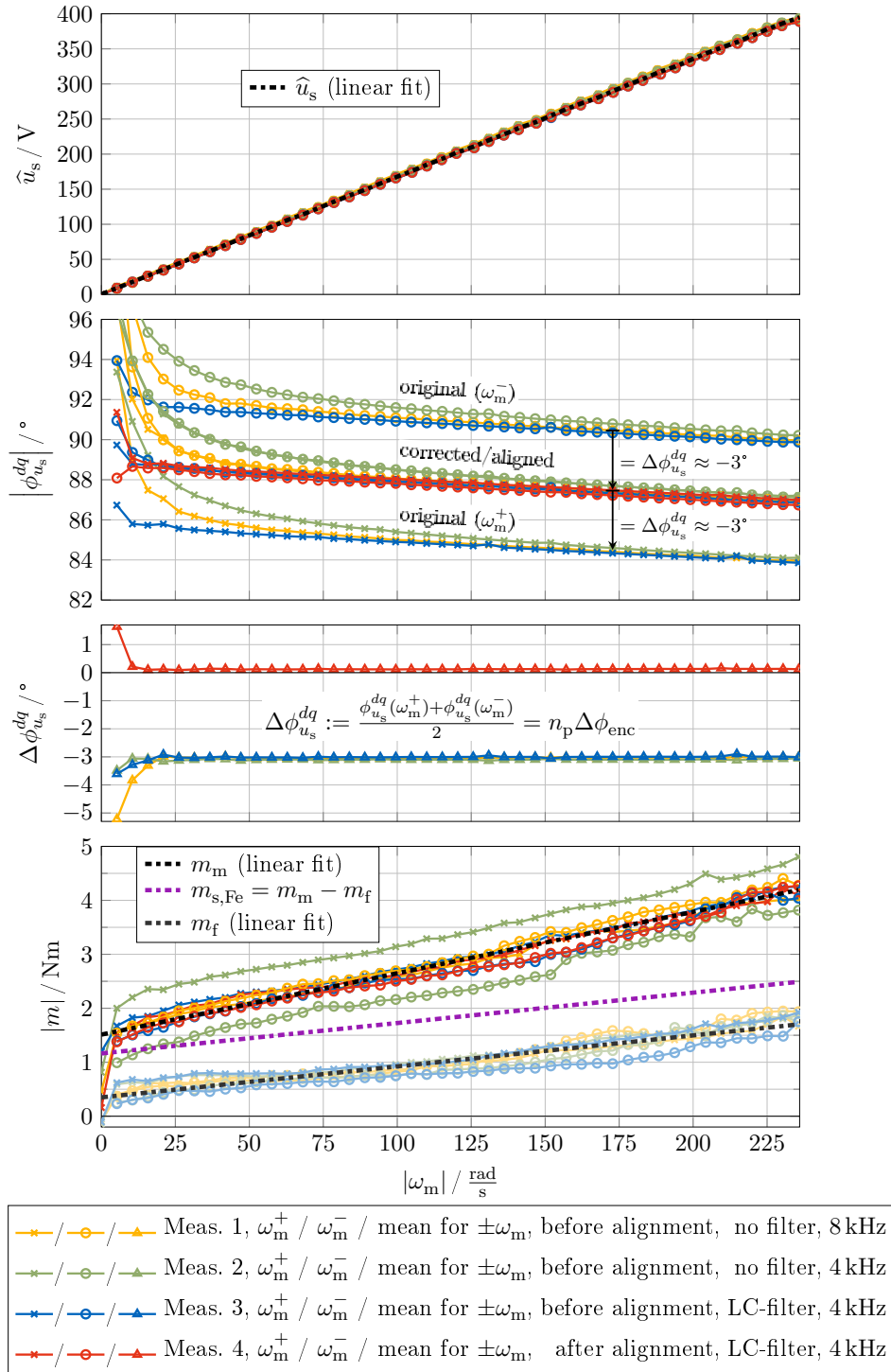


Abbildung 31: Leerlaufmessungen: Amplitude \hat{u}_s und Winkel $\phi_{u_s}^{dq}$ der induzierten Statorspannung \mathbf{u}_s^{dq} im nach dem Rotor (Encoder) ausgerichteten dq -Koordinatensystem, sowie Ausrichtungsfehler $\Delta\phi_{u_s}^{dq} = n_p \Delta\phi_{enc}$, Drehmomentbetrag $|m_m|$, approximiertes Reibungsdrehmoment m_f anhand von Messungen ohne Rotorstrom ($i_r^d = 0$) und approximiertes (Stator-seitiges) Eisenverlustdrehmoment $m_{s,Fe} = m_m - m_f$. Kreuze bzw. Kreise markieren die Messpunkte für positive ω_m^+ bzw. negative Drehrichtung ω_m^- ; Dreiecke markieren Mittelwerte über Messpaare mit gleichem Drehzahlbetrag aber unterschiedlicher Drehrichtung, d. h. $|\omega_m^+| = |\omega_m^-|$.

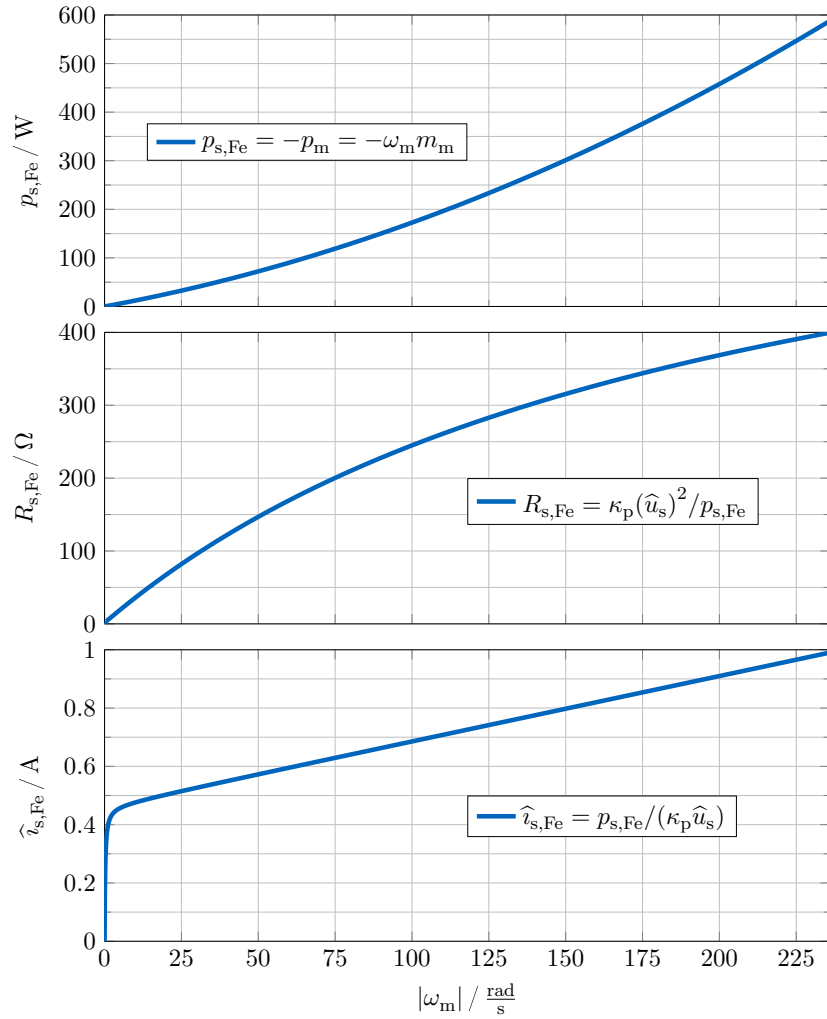


Abbildung 32: Leerlaufmessungen: (Stator-seitige) Eisenverlustleistung $p_{s,Fe,L}$, Eisenwiderstand $R_{s,Fe}$ und Eisenstrom $\hat{i}_{s,Fe}$ wobei m_m hier das elektromagnetische (reibungsfreie) Drehmoment bezeichnet (entspricht $m_{s,Fe}$ in Abb. 31).

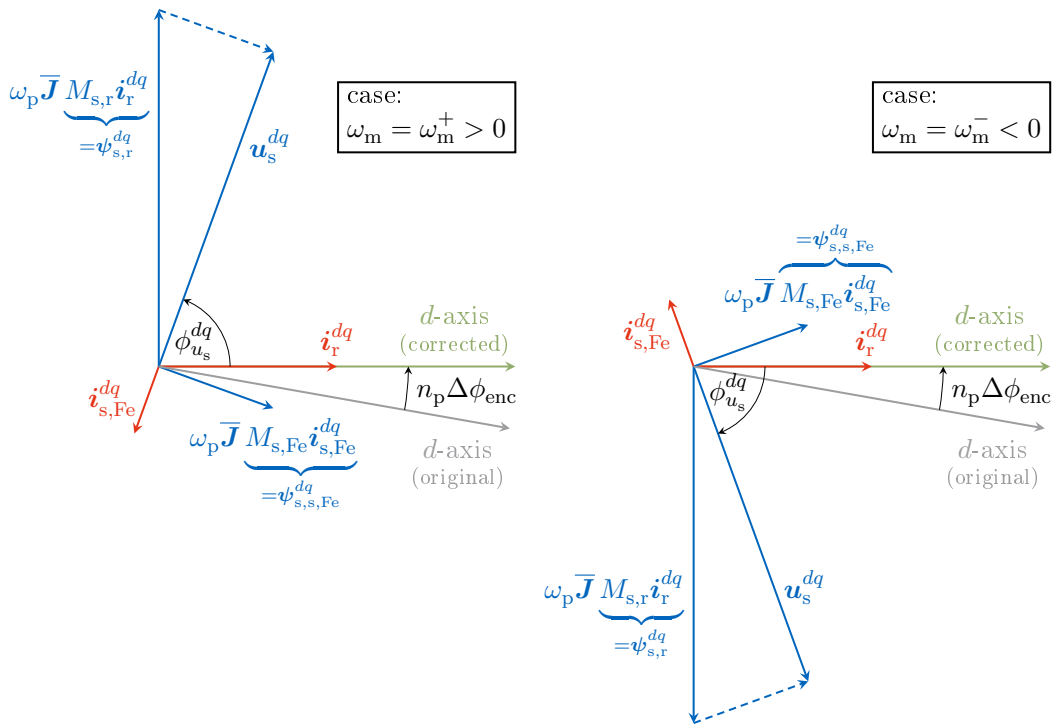


Abbildung 33: Leerlaufmessungen: Beispielhaftes Zeigerdiagramm für positive (links) und negative (rechts) Drehzahlen bei einem Encoder Ausrichtungsfehler $\Delta\phi_{\text{enc}}$ (bei offenen Stator клемmen).

Vermessung der Flusskarten mit Temperaturkompensation: Die magnetischen Flussverkettungen ψ_s^{dq} , ψ_r^{dq} einer elektrischen Maschine (hier DFIM) hängen von den Strömen i_s^{dq} , i_r^{dq} im Stator bzw. Rotor ab. Die Zusammenhänge bzw. die entsprechenden Funktionen sind im Allgemeinen unbekannt und nichtlinear, z. B. aufgrund von magnetischen Sättigungseffekten. Die nichtlinearen Funktionen werden daher mit Hilfe von Lookup-Tabellen (LUTs) oder sogenannten Flusskarten angenähert. Die Flusskarten charakterisieren das elektromagnetische Verhalten und werden daher sowohl zur Stromregelung [92] als auch zum optimalen Betriebsmanagement (vgl. Gleichung (15) und Abb. 24) benötigt. Darüber hinaus sind insbesondere für die Stromregelung die differentiellen Induktivitäten (bzw. die Matrix $\mathcal{L}^{dq} := \partial\psi^{dq}/\partial i^{dq}$) relevant [92]. Die Bestimmung bzw. Messung der Flusskarten ist somit wesentlicher Bestandteil der Maschinenidentifikation.

Zunächst wird das Verfahren aus [92] betrachtet, bei dem eine konstante Amplitude und Frequenz der Netzspannung angenommen wird. Die Lastmaschine (siehe rote PMSM, links in Abb. 21) wird über einen Umrichter auf eine konstante Drehzahl geregelt, die jedoch nicht synchron zur Netzfrequenz ist, sodass die DFIM (rechts in Abb. 21) asynchron (unter-synchron) rotiert. In die Prüflingsmaschine (DFIM) werden verschiedene (Rotor- & Stator-)Ströme eingepreßt und die magnetischen Flussverkettungen anhand der induzierten Spannungen bzw. anhand der benötigten Umrichterspannungen bestimmt, wie später genauer erläutert wird (siehe Gleichung (27)). In Abb. 34a ist das Raster der Rotorstrompaare $i_r^{dq} = (i_r^d, i_r^q)^\top$ dargestellt, die mit Hilfe des Rotor-seitigen Umrichters eingepreßt werden, wohingegen der Stator-seitige Umrichter den Netzanschluss mit der Nennspannung $u_s^{dq} = (\hat{u}_{s,R}, 0)^\top$ emuliert. Das Raster für die Flusskarte wird bereits vor den Messungen festgelegt. Die Rotorstromgrenze ist bereits vor den Messungen bekannt, weshalb die äußeren schwarzen Messpunkte in Abb. 34a nicht außerhalb der magentafarbenen Rotorstromgrenze liegen. Die rote Statorstromgrenze ist jedoch nicht vor den Messungen genau bekannt, da sich die in den Messpunkten einstellenden Statorströme von den vorher nicht genau bekannten Statorinduktivitäten abhängen. Daher wird das Raster vor den Messungen nur anhand der Rotorstromgrenze festgelegt. Während der Messung wird das Raster in einer inneren Schleife für einen gegebenen i_r^d von $i_r^d = 0$ aus in positive bzw. negative d -Richtung durchlaufen und in einer äußeren Schleife von $i_r^q = -\hat{i}_{r,\max}$ (hier $\hat{i}_{r,\max} := \hat{i}_{r,R}$) in positive q -Richtung durchlaufen. Sobald ein Überschreiten der Statorstromgrenze $\hat{i}_{s,\max}$ (hier $\hat{i}_{s,\max} := \hat{i}_{s,R}$) detektiert wird, wird die entsprechende Iteration in diese Richtung abgebrochen. In wie weit die Statorstromgrenze während der Vermessung überschritten werden kann, hängt somit von der gewählten Rasterschrittweite ab (vgl. schwarze Messpunkte in Abb. 34a), die außerhalb der roten Statorstromgrenze liegen.

Für jedes Rotorstrompaar wird ein Messzyklus mit insgesamt fünf Messfenstern durchlaufen, wie z. B. in Abb. 35 illustriert. Im ersten Messfenster [■] wird der Rotorstrom i_r^{dq} auf den durch das Raster vorgegebenen Sollwert $i_{r,\text{ref}}^{dq}$ geregelt, während Stator-seitig (noch) keine Stromregelung erfolgt, sondern der sich im Arbeitspunkt bei Statornennspannung einstellende Statorstrom i_s^{dq} gemessen wird. Im ermittelten Stromarbeitspunkt $(i_s^d, i_s^q, i_r^d, i_r^q)$ werden in den folgenden vier Messfenstern [■] die differentiellen Induktivitäten bestimmt, indem jede der vier Stromkomponenten $i_s^d, i_s^q, i_r^d, i_r^q$ mit $\Delta i = 1$ A variiert wird, während die verbleibenden drei Komponenten konstant gehalten werden. Dazu wird nun der Stator-seitige Umrichter zur Stromregelung mit dem Sollwert $i_{s,\text{ref}}^{dq}$ verwendet, d. h. die Statorspannung variiert und ist nicht mehr konstant wie im ersten Messfenster. Im quasi-stationären Zustand mit $\frac{d}{dt}\psi^{dq} = \mathbf{0}_2$ werden die magnetischen Flussverkettungen ψ_s^{dq}, ψ_r^{dq} mit Hilfe der gemessenen bzw. vorgegebenen Spannungen, Ströme bzw. Winkelgeschwindigkeiten wie folgt berechnet (vgl. drittes Diagramm in Abb. 35):

$$\frac{d}{dt}\psi_s^{dq} = \frac{d}{dt}\psi_r^{dq} = \mathbf{0}_2 \quad \stackrel{(11)}{\Rightarrow} \quad \psi_s^{dq} = \frac{1}{\omega_s} \mathbf{J} \left(\mathbf{u}_s^{dq} - R_s i_s^{dq} \right), \quad \psi_r^{dq} = \frac{1}{\omega_r} \mathbf{J} \left(\mathbf{u}_r^{dq} - R_r i_r^{dq} \right) \quad (27)$$

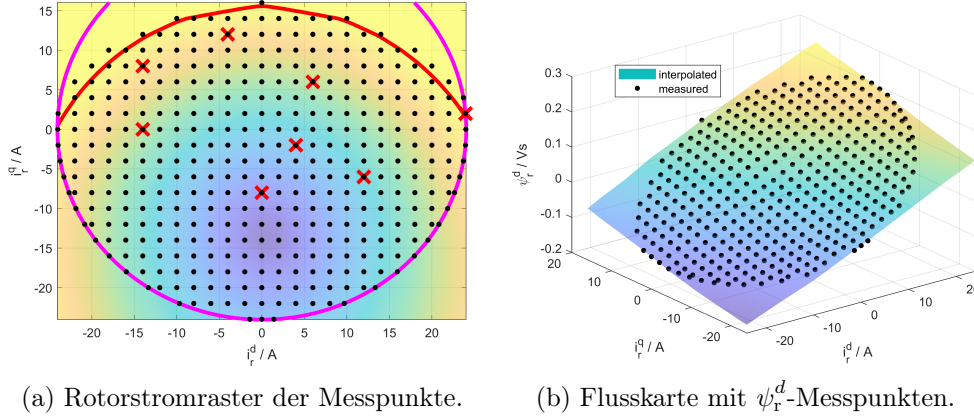


Abbildung 34: Flusskartenmessungen: (a) Eingeprägte Rotorstrompaare $\mathbf{i}_r^{dq} = (i_r^d, i_r^q)^\top$ (schwarze Messpunkte) mit der Rotorstromgrenze (magenta), der Statorstromgrenze (rot), der Hintergrundfarbe bestimmt durch die Statorstromamplitude \hat{i}_s und roten Kreuzen bei den Messpunkten, bei denen die Hysterese-temperaturregelung aktiv ist (vgl. grüne Bereiche in Abb. 36); (b) Beispielhafte Flusskarte für die Rotor-seitige d -Komponente mit schwarzen Messpunkten und Inter-/Extrapolation.

wobei die Widerstände R_s und R_r zuvor in separaten Messungen bestimmt worden sind. Für weitere Details bzw. zur Berechnung der differentiellen Induktivitäten wird auf [92] verwiesen.

Das Verfahren zur Messung der Flusskarten aus [92] wurde erweitert, um den Einfluss von Temperaturänderungen zu berücksichtigen. Die Temperaturhöhe und Verteilung beeinflusst das Maschinenverhalten. Um die DFIM bei unterschiedlichen Stromarbeitspunkten, aber gleichen Temperaturbedingungen zu vermessen, werden in Stator und Rotor – nach Erreichen des eigentlichen Arbeitspunktes – entsprechende Kompensationsströme eingepreßt, sodass der die Temperatur bestimmende Stromeffektivwert (RMS), definiert als

$$\hat{i}_{\text{rms}} := \sqrt{\frac{1}{t} \int_{t_0}^t \hat{i}(\tau)^2 d\tau} \approx \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=k_0}^n \hat{i}[k]^2} \stackrel{!}{=} \hat{i}_{\text{ref},\vartheta} \quad (28)$$

mit Zeit(schritt) zu Periodenbeginn t_0 (k_0), Zeit(schritt) t (n) und Sollwert $\hat{i}_{\text{ref},\vartheta}$, näherungsweise konstant ist, wenn für die Temperatur relevante Periodendauern von einigen zehn Sekunden betrachtet werden. Beispielsweise beginnen die in Abb. 35 Temperaturperioden mit Dauer $T_{r,\vartheta}$ bei $t_0 = 0,76\text{s}$ für den Rotor bzw. mit Dauer $T_{s,\vartheta}$ bei $t_0 = 0\text{s}$ für den Stator. Da die RMS-Ströme nach dem letzten Messfenster [■] geringer sind als ihr Sollwert, d. h. $\hat{i}_{\text{rms}} < \hat{i}_{\text{ref},\vartheta}$ (für Rotor und Stator), werden anschließend die Heizströme $\hat{i}_{r,\text{ref},\text{heat}}$ bzw. $\hat{i}_{s,\text{ref},\text{heat}}$ eingepreßt, bis jeweils bei Erreichen von $\hat{i}_{\text{rms}} = \hat{i}_{\text{ref},\vartheta}$ die Temperaturkompensation [■] beendet wird. In Abb. 35 wird die Temperaturkompensation im Stator früher (bei $t_0 + T_{s,\vartheta} = 9,47\text{s}$ im zweiten Diagramm) als im Rotor (bei $t_0 + T_{r,\vartheta} = 9,86\text{s}$ im ersten Diagramm) beendet. Entsprechend beginnen die Temperaturperioden im nächsten Messzyklus im Stator früher als im Rotor, ähnlich wie bei dem in Abb. 35 betrachteten Messzyklus (siehe den Zeitversatz zwischen dem Beginn von $T_{r,\vartheta}$ und $T_{s,\vartheta}$ im ersten bzw. zweiten Diagramm). Die Zeit nach dem Ende der Temperaturkompensation und vor dem ersten Messfenster (siehe $0,76\text{s} < t < 2,76\text{s}$ im ersten Diagramm) wird benötigt, um (i) alle Ströme zunächst zu null zu regeln, um dann von Stator-seitiger Stromregelung auf Spannungsregelung umzuschalten, (ii) die Statorspannung auf Nennspannung zu rampen, (iii) die Rotorströme zum gewünschten Arbeitspunkt gemäß des Messrasters zu rampen, und (iv) auf den stationären Zustand zu warten, da u. a. $\frac{d}{dt}\omega_m = 0$ für (27) erfüllt sein muss.

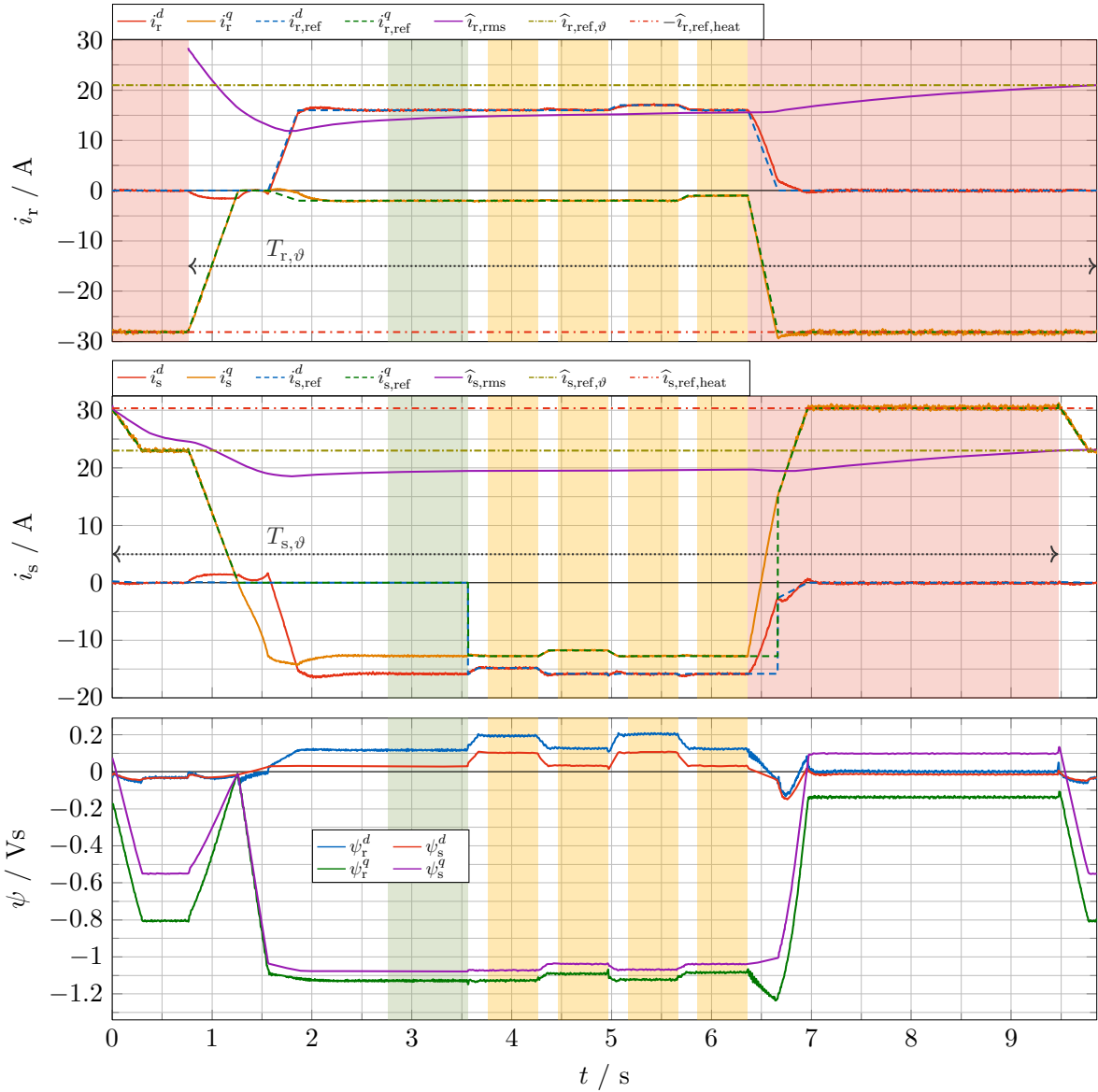


Abbildung 35: Flusskartenmessungen: Beispielhafter Messzyklus für das Rotorstrompaar $\hat{i}_{r,ref}^{dq} = (16, -2)^T A$ mit dem Messfenster im Arbeitspunkt [■] und vier weiteren Messfenstern [■] mit kleinen Stromänderungen zur Bestimmung der differentiellen Induktivitäten. Die roten Bereiche [■] markieren die aktive Temperaturkompensation (in diesem Fall Heizphasen). Am Ende des Rotor- bzw. Stator-seitigen Temperaturzyklus mit Periodendauer $T_{r,\vartheta}$ bzw. $T_{s,\vartheta}$ stimmen die RMS-Ströme $\hat{i}_{r,rms}$ bzw. $\hat{i}_{s,rms}$ mit den Sollwerten $\hat{i}_{r,ref,\vartheta}$ bzw. $\hat{i}_{s,ref,\vartheta}$ überein.

Bei der Betrachtung der RMS-Werte in (28) wird angenommen, dass die zur Erwärmung führenden Maschinenverluste quadratisch von den Maschinenströmen abhängen. Diese Annahme ist für die dominanten Kupferverluste zutreffend [vgl. (13)], allerdings nicht für Eisenverluste, weshalb zusätzlich eine Hysteresregelung der Maschinentemperatur zur Flusskartenmessung bei nahezu konstanten Bedingungen vorgesehen wurde. Dazu wurden Temperaturfühler an verschiedenen Stellen des Stators eingebaut und vom Realzeitsystem ausgewertet. Vor den eigentlichen Flusskartenmessungen sind die Referenzströme $\hat{i}_{s,ref,\vartheta}$ bzw. $\hat{i}_{r,ref,\vartheta}$ in Stator bzw. Rotor über einen längeren Zeitraum eingepreßt worden, um die sich stationär einstellende Maschinentemperatur zu bestimmen, die anschließend als Sollwert (reference) für die Hyste-

reseregung dient. In Abb. 36 ist der Verlauf der Temperatur (measured) über die gesamte Dauer einer Flusskartenmessung dargestellt. Die Hystereseregung wird in den grünen Bereichen aktiv, d. h. sobald die Temperatur mehr als 2 K (Kelvin) von ihrem Sollwert abweicht, werden die Maschinenströme zu null reduziert und die Messungen werden erst fortgesetzt, sobald die Temperatur wieder ihren Sollwert erreicht hat. Die Arbeitspunkte, nach denen die Hystereseregung aktiv wird, sind in Abb. 34a mit roten Kreuzen markiert. Offensichtlich ist die Hystereseregung nur nach wenigen Arbeitspunkten aktiv, dennoch ist sie zur Temperaturüberwachung bzw. zur genauen Vermessung der Flusskarten essentiell, da sie allmähliche Temperaturdrifts verhindert.

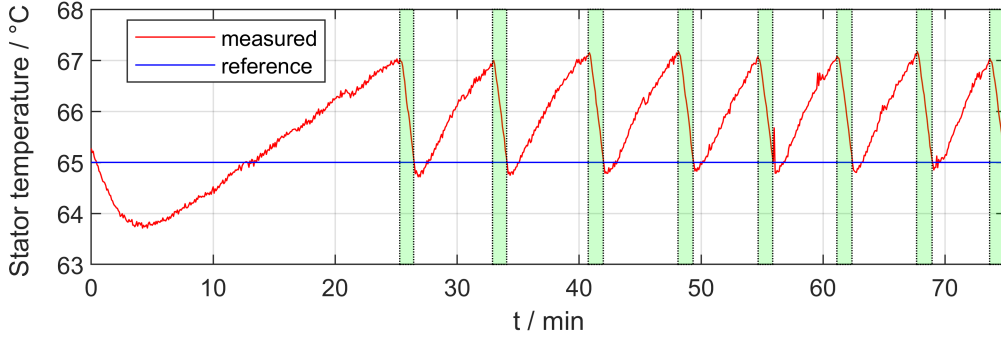


Abbildung 36: Flusskartenmessungen: Mess- und Sollwert der Statortemperatur sowie grüne Bereiche, in denen die Hystereseregung aktiv ist (vgl. rote Kreuze in Abb. 34).

Wie z. B. aus Abb. 35–36 ersichtlich, hängt die Zeit zur Temperaturkompensation und damit die Gesamtdauer zur Flusskartenvermessung sowohl von der Solltemperatur bzw. dem entsprechenden Stromsollwert $\hat{i}_{\text{ref},\vartheta}$ (jeweils für Stator und Rotor) als auch vom Stromsollwert zum Heizen $\hat{i}_{\text{ref,heat}}$ bzw. zum Kühlen $\hat{i}_{\text{ref,cool}}$ ab. Da neben den zulässigen Stromgrenzen auch die Spannungsgrenzen zu berücksichtigen sind, ist die Wahl der genannten Stromsollwerte für eine zeiteffiziente Temperaturkompensation nicht trivial, wie im Folgenden diskutiert wird. Der Ausgangspunkt der Temperaturkompensation ist die Betrachtung der thermischen Energie, die über eine Periodendauer T_ϑ (bzw. bis zum Schritt k_ϑ) durch Stromwärmeverluste erzeugt wird, d. h. mit einem elektrischen Widerstand R folgt

$$R \cdot (\hat{i}_{\text{ref},\vartheta})^2 T_\vartheta \stackrel{!}{=} \int_{t_0}^{t_0+T_\vartheta} R \cdot \hat{i}(t)^2 dt \Rightarrow \int_{t_0}^{t_0+T_\vartheta} \hat{i}(t)^2 dt \approx \sum_{k=k_0}^{k_\vartheta} \hat{i}[k]^2 \Delta t \stackrel{!}{=} (\hat{i}_{\text{ref},\vartheta})^2 T_\vartheta, \quad (29)$$

woraus die RMS-Betrachtung in (28) folgt. Die Periode wird unterteilt in eine erste Phase mit Dauer T_{pre} , die nach dem letzten Messfenster endet, und eine zweite Phase mit Dauer T_{comp} (vgl. [■] in Abb. 35), in der die Temperaturkompensation erfolgt, d. h.

$$T_\vartheta = T_{\text{pre}} + T_{\text{comp}}. \quad (30)$$

Am Ende der ersten Phase (T_{pre}) wird entschieden, ob in der zweiten Phase (T_{comp}) mit $\hat{i}_{\text{ref,comp}} := \hat{i}_{\text{ref,cool}}$ gekühlt oder mit $\hat{i}_{\text{ref,comp}} := \hat{i}_{\text{ref,heat}}$ geheizt wird, d. h.

$$\stackrel{(29)}{\Rightarrow} \underbrace{(\hat{i}_{\text{ref},\vartheta})^2 (t - t_0)}_{=: n \Delta t} \stackrel{!}{=} \sum_{k=k_0}^n \hat{i}[k]^2 \Delta t \Rightarrow \hat{i}_{\text{ref,comp}} := \left\{ \begin{array}{ll} \hat{i}_{\text{ref,cool}}, & \text{if } \sum_{k=k_0}^n \hat{i}[k]^2 \geq (\hat{i}_{\text{ref},\vartheta})^2 n \\ \hat{i}_{\text{ref,heat}}, & \text{otherwise} \end{array} \right\}.$$

mit $t = t_0 + T_{\text{pre}}$ und $0 \leq \hat{i}_{\text{ref,cool}} < \hat{i}_{\text{ref},\vartheta} < \hat{i}_{\text{ref,heat}} \leq \hat{i}_{\text{max}}$. Die zweite Phase (T_{comp}) bzw. die gesamte Periode (T_ϑ) ist beendet, sobald die Temperaturkompensation abgeschlossen ist, d. h.

sobald die Bedingungen

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{k=k_0}^n \widehat{i}[k]^2 \leq (\widehat{i}_{\text{ref},\vartheta})^2 n, \quad \text{for cooling} \\ \sum_{k=k_0}^n \widehat{i}[k]^2 \geq (\widehat{i}_{\text{ref},\vartheta})^2 n, \quad \text{for heating} \end{array} \right\}$$

erfüllt sind. Anschließend startet eine neue Periode bei $t = t_0$. Zu beachten ist, dass Temperaturkompensation im Stator früher als im Rotor beendet sein kann (oder andersherum). Ist dies der Fall wird in der Zwischenzeit der Sollstrom $\widehat{i}_{\text{s,ref},\vartheta}$ im Stator (bzw. $\widehat{i}_{\text{r,ref},\vartheta}$ im Rotor) eingepreßt, bevor zum nächsten zu vermessenden Arbeitspunkt iteriert wird.

Die Zeit zur Temperaturkompensation hängt vom Stromsollwert-Parametervektor

$$\boldsymbol{\theta}_{\vartheta} := \begin{pmatrix} \widehat{i}_{\text{s,ref},\vartheta} \\ \widehat{i}_{\text{r,ref},\vartheta} \\ \widehat{i}_{\text{s,ref,heat}} \\ \widehat{i}_{\text{r,ref,heat}} \end{pmatrix} \quad \text{mit den zulässigen Strombegrenzungen } \boldsymbol{\theta}_{\vartheta,\text{max}} := \begin{pmatrix} \widehat{i}_{\text{s,R}} \\ \widehat{i}_{\text{r,R}} \\ \widehat{i}_{\text{s,max}} \\ \widehat{i}_{\text{r,max}} \end{pmatrix}$$

ab, wobei die Kühlstromsollwerte nicht im Parametervektor enthalten sind, da diese später in Abhängigkeit der Heizstromsollwerte bestimmt werden können (vgl. Gleichung (33)). Zu beachten ist, dass $(\widehat{i}_{\text{s,ref},\vartheta}, \widehat{i}_{\text{r,ref},\vartheta})$ nicht größer als die Nennströme $(\widehat{i}_{\text{s,R}}, \widehat{i}_{\text{r,R}})$ sein dürfen, wohingegen die (kurzzeitigen) Heizströme etwas größer, jedoch nicht größer als die instantanen Stromgrenzen $(\widehat{i}_{\text{s,max}}, \widehat{i}_{\text{r,max}})$, gewählt werden dürfen.

Die Dauer der Temperaturkompensation hängt natürlich nicht nur von $\boldsymbol{\theta}_{\vartheta}$, sondern auch von den Strömen in den Messpunkten ab, die jedoch unbekannt sind, da z. B. die sich in den Arbeitspunkten einstellenden Statorströme ohne Flusskarten vor den Messungen unbekannt sind. Daher wird nur der Worst-Case-Messzyklus mit maximaler Kompensationsdauer $T_{\text{comp,max}}$ betrachtet, wobei dieser Worst-Case später anhand der Nennstromgrenzen $\widehat{i}_{\text{s,R}}$ bzw. $\widehat{i}_{\text{r,R}}$ bestimmt werden kann, vgl. (34)–(37). Das Optimierungsproblem zur zeiteffiziente Temperaturkompensation wird somit wie folgt formuliert

$$\left. \begin{array}{l} \boldsymbol{\theta}_{\vartheta} := \arg \min_{\boldsymbol{\theta}_{\vartheta}} T_{\text{comp,max}}(\boldsymbol{\theta}_{\vartheta}) \\ \text{s. t. } \quad \mathbf{0}_4 \leq \boldsymbol{\theta}_{\vartheta} \leq \boldsymbol{\theta}_{\vartheta,\text{max}}, \\ \quad \widehat{u}_{\text{s}}(\boldsymbol{\theta}_{\vartheta}) \leq \widehat{u}_{\text{s,max}}, \\ \quad \widehat{u}_{\text{r}}(\boldsymbol{\theta}_{\vartheta}) \leq \widehat{u}_{\text{r,max}}, \end{array} \right\} \quad (31)$$

wobei die letzte Nebenbedingung im betrachteten Fall nicht relevant ist, da die beim maximalen Schlupf von 30% im Rotor induzierte Spannung deutlich kleiner ist als die Rotorspannungsgrenze $\widehat{u}_{\text{r,max}}$. Mit $\frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{\text{s}}^{dq} = \mathbf{0}_2$, $i_{\text{r}}^d = i_{\text{s}}^d = 0$ während der Temperaturkompensation (vgl. [] in Abb. 35), und unter der Annahme von $R_{\text{s}} i_{\text{s}}^q \ll \widehat{u}_{\text{s}}$, lässt sich die Nebenbedingung für die Statorspannungsgrenze $\widehat{u}_{\text{s,max}}$ wie folgt vereinfachen

$$\begin{array}{l} \stackrel{(11)}{\Rightarrow} \\ \stackrel{(31)}{\Rightarrow} \end{array} \quad -\widehat{u}_{\text{s,max}} \leq u_{\text{s}}^d \approx -\omega_{\text{p}} \psi_{\text{s}}^q = -\omega_{\text{p}} (L_{\text{s}} i_{\text{s}}^q + M_{\text{s,r}} i_{\text{r}}^q) \leq \widehat{u}_{\text{s,max}}. \quad (32)$$

Falls zur Temperaturkompensation sowohl im Stator als auch im Rotor gleichzeitig geheizt werden soll, werden die q -Ströme entgegengesetzt eingepreßt, d. h. $i_{\text{s,ref,comp}}^q := \widehat{i}_{\text{s,ref,heat}}$ und $i_{\text{r,ref,comp}}^q := -\widehat{i}_{\text{r,ref,heat}}$, um die Spannungsgrenze $\widehat{u}_{\text{s,max}}$ in (32) einzuhalten. Falls sowohl im Stator als auch im Rotor gleichzeitig gekühlt werden soll, werden die Ströme zu null gesetzt. Für die verbleibenden beiden Fälle, dass im Stator geheizt und im Rotor gekühlt werden soll (oder umgekehrt), wird der Kühlstrom ebenfalls zu null gesetzt (soweit möglich). Eventuell muss jedoch in den letzten beiden Fällen gemäß (32) ein Strom mit einer Amplitude größer

als null zur Feldschwächung eingepreßt werden, um die Statorspannungsgrenze $\hat{u}_{s,\max}$ einzuhalten. Die Sollströme zur Temperaturkompensation für die beschriebenen vier Fälle werden zusammengefasst durch

$$\left(\begin{array}{l} i_{s,\text{ref,comp}}^q \\ i_{r,\text{ref,comp}}^q \end{array} \right) \stackrel{(32)}{:=} \left\{ \begin{array}{ll} \mathbf{0}_2 & \text{for stator/rotor cooling,} \\ \left(\min \left(0, \frac{\hat{i}_{s,\text{ref,heat}}}{\hat{u}_{s,\max} - \omega_p L_s \hat{i}_{s,\text{ref,heat}}} \right) \right) & \text{for stator heating, rotor cooling,} \\ \left(\max \left(0, \frac{\omega_p M_{s,r} \hat{i}_{r,\text{ref,heat}} - \hat{u}_{s,\max}}{\omega_p L_s} \right) \right) & \text{for stator cooling, rotor heating,} \\ \left(\begin{array}{l} \hat{i}_{s,\text{ref,heat}} \\ -\hat{i}_{r,\text{ref,heat}} \end{array} \right) & \text{for stator/rotor heating.} \end{array} \right\}. \quad (33)$$

mit $i_{s,\text{ref,comp}}^q = \hat{i}_{s,\text{ref,comp}}$, $|i_{r,\text{ref,comp}}^q| = \hat{i}_{r,\text{ref,comp}}$.

Allgemein lässt sich das Verhältnis von der Temperaturkompensationsdauer T_{comp} zur gesamten Periodendauer T_ϑ unter Vernachlässigung der Zeitintervalle mit (Soll-)Stromänderungen (vgl. Rampen in Abb. 35) beschreiben durch

$$\begin{aligned} & (\hat{i}_{\text{ref},\vartheta})^2 T_\vartheta \stackrel{!}{=} \frac{1}{(29)} \max \{i(t)\}^2 T_{\text{pre}} + (\hat{i}_{\text{ref,comp}})^2 T_{\text{comp}} \\ \text{(Max. Kühlzeitverhältnis)} \quad & \Rightarrow \quad \frac{T_{\text{comp}}}{T_\vartheta} = \frac{(\hat{i}_{\text{ref},\vartheta})^2 - (\hat{i}_{\text{R}})^2}{(\hat{i}_{\text{ref,comp}})^2 - (\hat{i}_{\text{R}})^2} \end{aligned} \quad (34)$$

$$\begin{aligned} & (\hat{i}_{\text{ref},\vartheta})^2 T_\vartheta \stackrel{!}{=} \frac{1}{(29)} \min \{i(t)\}^2 T_{\text{pre}} + (\hat{i}_{\text{ref,comp}})^2 T_{\text{comp}} \\ \text{(Max. Heizzeitverhältnis)} \quad & \Rightarrow \quad \frac{T_{\text{comp}}}{T_\vartheta} = \frac{(\hat{i}_{\text{ref},\vartheta})^2}{(\hat{i}_{\text{ref,comp}})^2} \end{aligned} \quad (35)$$

mit $T_{\text{pre}} = T_\vartheta - T_{\text{comp}}$ und $\min \{i(t)\} = 0$ bzw. $\max \{i(t)\} = \hat{i}_{\text{R}}$, d. h. es wird angenommen, dass in der Messphase T_{pre} der gesamte Nennstrombereich, begrenzt durch die Nennstromamplitude \hat{i}_{R} , vermessen wird. Dies ist eine zulässige Annahme, da die Flusskarten über den gesamten zulässigen Strombereich vermessen werden sollen.

Um das Optimierungsproblem (31) zu lösen werden alle Fälle von (33) in (34)–(35) eingesetzt mit $(\hat{i}_{\text{ref,comp}})^2 = (i_{s,\text{ref,comp}}^q)^2$ für den Stator bzw. $(\hat{i}_{\text{ref,comp}})^2 = (i_{r,\text{ref,comp}}^q)^2$ für den Rotor. Tatsächlich bestimmen nur der zweite und dritte Fall in (33) den Worst-Case, d. h. die beiden kritischen Fälle sind

$$\begin{array}{l} \text{Stator heating, rotor cooling:} \\ \xrightarrow{(33)} \\ \xrightarrow{(34)} \\ \xrightarrow{(35)} \end{array} \left\{ \begin{array}{l} T_{s,\text{heat}} := \frac{(\hat{i}_{s,\text{ref},\vartheta})^2}{(\hat{i}_{s,\text{ref,heat}})^2} T_\vartheta \\ T_{r,\text{cool}} := \frac{(\hat{i}_{r,\text{ref},\vartheta})^2 - (\hat{i}_{r,\text{R}})^2}{(\hat{i}_{r,\text{ref,cool}})^2 - (\hat{i}_{r,\text{R}})^2} T_\vartheta \end{array} \right\} \quad (36)$$

$$\begin{array}{l} \text{Stator cooling, rotor heating:} \\ \xrightarrow{(33)} \\ \xrightarrow{(34)} \\ \xrightarrow{(35)} \end{array} \left\{ \begin{array}{l} T_{r,\text{heat}} := \frac{(\hat{i}_{r,\text{ref},\vartheta})^2}{(\hat{i}_{r,\text{ref,heat}})^2} T_\vartheta \\ T_{s,\text{cool}} := \frac{(\hat{i}_{s,\text{ref},\vartheta})^2 - (\hat{i}_{s,\text{R}})^2}{(\hat{i}_{s,\text{ref,cool}})^2 - (\hat{i}_{s,\text{R}})^2} T_\vartheta \end{array} \right\} \quad (37)$$

mit

$$\hat{i}_{r,\text{ref,cool}} \stackrel{(33)}{:=} \left| \min \left(0, \frac{\hat{u}_{s,\max} - \omega_p L_s \hat{i}_{s,\text{ref,heat}}}{\omega_p M_{s,r}} \right) \right|, \quad (38)$$

$$\hat{i}_{s,\text{ref,cool}} \stackrel{(33)}{:=} \max \left(0, \frac{\omega_p M_{s,r} \hat{i}_{r,\text{ref,heat}} - \hat{u}_{s,\max}}{\omega_p L_s} \right). \quad (39)$$

Sofern die gewählten Stromsollwerte zulässig sind, soll der Maximalwert der vier Zeitkonstanten in (36)–(37) minimiert werden, d. h. mit der Menge

$$\mathbb{T}_{\text{comp}} \stackrel{(36)}{:=} \stackrel{(37)}{=} \{T_{\text{s,heat}}, T_{\text{r,cool}}, T_{\text{r,heat}}, T_{\text{s,cool}}\}$$

wird die die maximale (worst-case) Kompensationszeit $T_{\text{comp,max}}$ in (31) definiert als

$$T_{\text{comp,max}} := \left\{ \begin{array}{ll} \max \mathbb{T}_{\text{comp}} & \text{if } \forall T \in \mathbb{T}_{\text{comp}} : 0 \leq T/T_{\vartheta} < 1 \\ \infty & \text{and } |\omega_p (L_s \hat{i}_{\text{s,ref,heat}} - M_{\text{s,r}} \hat{i}_{\text{r,ref,heat}})| \stackrel{(32)}{\leq} \hat{u}_{\text{s,max}}; \\ & \text{otherwise.} \end{array} \right\} \quad (40)$$

wobei z. B. $\hat{i}_{\text{s,ref},\vartheta} > \hat{i}_{\text{s,ref,heat}}$ zu $T_{\text{s,heat}}/T_{\vartheta} > 1$ führen würde, weshalb bei unzulässigen Stromsollwerten $T_{\text{comp,max}}$ in (40) zu unendlich gesetzt wird.

Schließlich wird das Optimierungsproblem (31) numerisch gelöst, indem in zwei Stufen bzw. Schleifen nach den optimalen Parametern θ_{ϑ} gesucht wird:

1. In der inneren Schleife wird nach dem Tupel $(\hat{i}_{\text{s,ref,heat}}, \hat{i}_{\text{r,ref,heat}})$ gesucht, das $T_{\text{comp,max}}$ in (40) für ein gegebenes Tupel $(\hat{i}_{\text{s,ref},\vartheta}, \hat{i}_{\text{r,ref},\vartheta})$ minimiert.
2. In der äußeren Schleife wird nach dem Tupel $(\hat{i}_{\text{s,ref},\vartheta}, \hat{i}_{\text{r,ref},\vartheta})$ gesucht, das das Ergebnis für $T_{\text{comp,max}}$ aus der inneren Schleife minimiert.

Offensichtlich entfällt der zweite Schritt bzw. die äußere Schleife, falls die Flusskarte für bestimmte Temperaturen bzw. für bestimmte RMS-Sollströme $(\hat{i}_{\text{s,ref},\vartheta}, \hat{i}_{\text{r,ref},\vartheta})$ gemessen werden soll. In Abb. 37 sind die Kompensationszeiten (36)–(37) sowie das Ergebnis $(\hat{i}_{\text{s,ref,heat}}, \hat{i}_{\text{r,ref,heat}})$ der inneren Optimierungsschleife visualisiert. Das Optimum (Solution) ergibt sich aus dem Kompromiss zwischen der Zeitdauer zum Heizen des Stators (bzw. des Rotors) und der Zeitdauer zum gleichzeitigen Kühlen des Rotors (bzw. des Stators). Beispielsweise steigt die Zeitdauer zum Kühlen des Rotor (Rotor Cooling) mit zunehmendem $\hat{i}_{\text{s,ref,heat}}$ (Stator heating current) in Abb. 37 signifikant an, da im Rotor ein dem Statorheizstrom entgegengesetzter Strom eingepreßt werden muss, um das magnetische Feld zu schwächen bzw. um die Statorspannungsgrenze (32) einzuhalten, vgl. (38). Dementsprechend muss die Amplitude des Rotorkühlstrom größer als null gewählt werden, weshalb die Zeitdauer zum Kühlen ansteigt.

Zusammenfassend müssen für eine zulässige und zeiteffiziente Temperaturkompensation nicht nur die Stromgrenzen, sondern auch die Spannungsgrenzen berücksichtigt werden. Für die betrachtete DFIM führt die Statorspannungsgrenze (32) in manchen Fällen dazu, dass die Amplituden der optimalen Heizströme kleiner als die zulässigen Stromgrenzen bzw. die Amplituden der optimalen Kühlströme größer als null zu wählen sind.

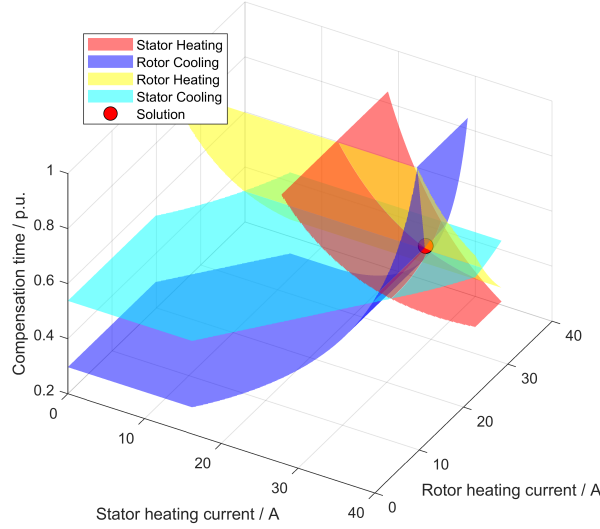


Abbildung 37: Flusskartenmessungen: Auswahl der Heizströme für den Stator $\hat{i}_{s,\text{ref,heat}}$ (Stator heating current) und für den Rotor $\hat{i}_{r,\text{ref,heat}}$ (Rotor heating current) für zeiteffiziente Temperaturkompensation im Optimum (Solution) anhand des maximalen worst-case Heizzeit- bzw. Kühlzeitverhältnisses $\frac{T_{\text{comp}}}{T_{\vartheta}}$ (Compensation time), vgl. [(34) – (35)]. Die beiden für die Temperaturkompensation kritischen Fälle (i) Heizen des Stators (Stator Heating) bei gleichzeitigem Kühlen des Rotors (Rotor Cooling) sowie (ii) Heizen des Rotors (Rotor Heating) bei gleichzeitigem Kühlen des Stators (Stator Cooling) führen zu den für die Optimierung relevanten Kompensationszeiten $T_{s,\text{heat}}, T_{r,\text{cool}}, T_{r,\text{heat}}, T_{s,\text{cool}}$, vgl. [(36) – (37)].

Neues Messverfahren zur Bestimmung holistischer Flusskarten: Bisher sind die Flusskarten unter der Annahme von netz- bzw. Stator-seitiger Nennspannung bestimmt worden und die so bestimmten Flusskarten werden im Folgenden als Nennflusskarten bezeichnet. Tatsächlich kann die Amplitude und Frequenz der Netzspannung variieren, weshalb ein ganzheitlicher Ansatz zur Identifizierung holistischer Flusskarten vollständiger ist. Gleichzeitig soll jedoch der Messaufwand zur Maschinenidentifikation minimiert werden. Das im Projekt entwickelte Messverfahren erlaubt eine Reduzierung der Stromdimensionen bzw. der Argumente zur Messung und Modellierung der magnetischen Flussverkettungen. Außerdem sind keine separaten Messungen zur Bestimmung der differentiellen Induktivitäten mehr nötig, d. h. statt fünf Messfenstern (vgl. Abb. 35) wird nun nur noch ein Messfenster pro Arbeitspunkt benötigt. Somit kann die Maschinenvermessung pro Arbeitspunkt deutlich beschleunigt werden. Ähnlich wie die bereits oben vorgestellt, stellt eine zeiteffiziente Temperaturkompensation inklusive Hystereseregung konstante Betriebsbedingungen während der Flusskartenmessungen sicher. Im Folgenden werden zunächst theoretische Grundlagen zu magnetischen Flussverkettungen und differentiellen Induktivitäten diskutiert, bevor die praktische Umsetzung und die Ergebnisse des Verfahrens vorgestellt werden.

Die sogenannten differentiellen Induktivitäten $\mathcal{L} := \frac{\partial \psi}{\partial i}$ sind als die partiellen Ableitungen der magnetischen Flussverkettungen $\psi \in \{\psi_s^d, \psi_s^q, \psi_r^d, \psi_r^q\}$ jeweils nach den Maschinenströmen $i \in \{i_s^d, i_s^q, i_r^d, i_r^q\}$ definiert und werden in der differentiellen Induktivitätsmatrix $\mathcal{L}^{dq} \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$

zusammengefasst, d. h.

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \underbrace{\begin{pmatrix} \psi_s^{dq} \\ \psi_r^{dq} \end{pmatrix}}_{=: \psi^{dq}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_s^{dq}(\mathbf{i}_s^{dq}, \mathbf{i}_r^{dq})}{\partial (\mathbf{i}_s^{dq})^\top} & \frac{\partial \psi_s^{dq}(\mathbf{i}_s^{dq}, \mathbf{i}_r^{dq})}{\partial (\mathbf{i}_r^{dq})^\top} \\ \frac{\partial \psi_r^{dq}(\mathbf{i}_s^{dq}, \mathbf{i}_r^{dq})}{\partial (\mathbf{i}_s^{dq})^\top} & \frac{\partial \psi_r^{dq}(\mathbf{i}_s^{dq}, \mathbf{i}_r^{dq})}{\partial (\mathbf{i}_r^{dq})^\top} \end{bmatrix}}_{=: \frac{\partial \psi^{dq}}{\partial (\mathbf{i}^{dq})^\top} \in \mathbb{R}^{4 \times 4}} \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{i}_s^{dq} \\ \mathbf{i}_r^{dq} \end{pmatrix}}_{=: \mathbf{i}^{dq}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathcal{L}_s^{dq} & \mathcal{M}_{s,r}^{dq} \\ (\mathcal{M}_{s,r}^{dq})^\top & \mathcal{L}_r^{dq} \end{bmatrix}}_{=: \mathcal{L}^{dq} = (\mathcal{L}^{dq})^\top > 0} \frac{d}{dt} \mathbf{i}^{dq} \\
\Leftrightarrow \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \psi_s^d \\ \psi_s^q \\ \psi_r^d \\ \psi_r^q \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathcal{L}_s^d & \mathcal{L}_s^{qd} & \mathcal{M}_{s,r}^d & \mathcal{M}_{s,r}^{dq} \\ \mathcal{L}_s^{qd} & \mathcal{L}_s^q & \mathcal{M}_{s,r}^{qd} & \mathcal{M}_{s,r}^q \\ \mathcal{M}_{s,r}^d & \mathcal{M}_{s,r}^{qd} & \mathcal{L}_r^d & \mathcal{L}_r^{dq} \\ \mathcal{M}_{s,r}^{dq} & \mathcal{M}_{s,r}^q & \mathcal{L}_r^{qd} & \mathcal{L}_r^q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_s^d \\ \mathbf{i}_s^q \\ \mathbf{i}_r^d \\ \mathbf{i}_r^q \end{pmatrix} \Leftrightarrow \frac{d}{dt} \psi^{dq} = \mathcal{L}^{dq} \frac{d}{dt} \mathbf{i}^{dq}. \quad (41)
\end{aligned}$$

Mit Hilfe von (41) lässt sich die Flussdynamik in eine Stromdynamik umwandeln. Dies ist insbesondere für die Maschinenstromregelung relevant [92]. Aufgrund der nichtlinearen magnetischen Sättigungseffekte ändern sich die differentiellen Induktivitäten in Abhängigkeit vom Stromarbeitspunkt $\bar{\mathbf{i}}^{dq}$. Durch Ändern einer Stromkomponente (z. B. durch Einprägen von Δi_s^d) bei konstanten restlichen Stromkomponenten (vgl. [] in Abb. 35) lassen sich die differenzielle Induktivitäten in einem Arbeitspunkt $\bar{\mathbf{i}}^{dq}$ messen bzw. identifizieren (vgl. Abb. 41–43), z. B.

$$\mathcal{L}_s^d(\bar{\mathbf{i}}^{dq}) = \frac{\partial \psi_s^d(\bar{\mathbf{i}}^{dq})}{\partial i_s^d} \approx \frac{\psi_s^d(i_s^d + \Delta i_s^d, \bar{i}_s^q, \bar{\mathbf{i}}_r^{dq}) - \bar{\psi}_s^d}{\Delta i_s^d} = \frac{\psi_s^d(\mathbf{i}^{dq}) - \psi_s^d(\bar{\mathbf{i}}^{dq})}{\Delta i_s^d} =: \frac{\psi_s^d - \bar{\psi}_s^d}{\Delta i_s^d}. \quad (42)$$

Aufgrund des symmetrischen bzw. isotropen Rotordesigns von Asynchronmaschinen (wie z. B. DFIMs) sind die magnetischen Flussverkettungen (nahezu) unabhängig von der Rotorposition und hängen nur von den Stromvektoren \mathbf{i}_s^{dq} und \mathbf{i}_r^{dq} ab. Bei der DFIM können die Ströme beliebig eingepreßt werden, während z. B. bei einer elektrisch-erregten Synchronmaschine (EESM) der Rotorstromvektor \mathbf{i}_r^{dq} bzw. die Richtung des magnetischen Erregerflusses von der Rotorposition abhängt. Dementsprechend kann bei der DFIM auch die Ausrichtung des dq -Koordinatensystems beliebig bzw. unabhängig von der Rotorposition gewählt werden. Die Anzahl der (stationären) Stromdimensionen lässt sich durch das nach dem Rotorstrom orientierten $dq^{(i_r)}$ -Koordinatensystems von vier auf drei reduzieren (vgl. Abb. 39–40), d. h.

$$\psi^{dq^{(i_r)}}(i_s^d, i_s^q, \hat{i}_r) := \psi^{dq^{(i_r)}}(i_s^d, i_s^q, i_r^d = \hat{i}_r, i_r^q = 0), \quad (43)$$

wobei die Rotorstromamplitude \hat{i}_r analog zum Erregerstrom einer EESM betrachtet werden kann. Dies hat gegenüber der zuvor betrachteten Spannungsorientierung den Vorteil, dass die magnetischen Flussverkettungen nun in Abhängigkeit von nur noch drei statt vier Argumenten modelliert werden können.

Zur Identifizierung der differentiellen Induktivitäten in (41) müssen die Gradienten [vgl. (42)] der magnetischen Flussverkettungen in jedem Stromarbeitspunkt $\bar{\mathbf{i}}^{dq}$ berechnet werden, d. h. die Flussänderungen bei kleinen Stromänderungen $\Delta i_s^d, \Delta i_s^q, \Delta i_r^d = \Delta \hat{i}_r$ werden ausgewertet; jedoch fehlt die letzte Spalte der Matrix $\mathcal{L}^{dq} \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ in (41), da i_r^q während der Flusskartenmessungen gemäß (43) nicht variiert.⁶ Um die Einträge der letzten Spalte von \mathcal{L}^{dq} zu bestimmen, wird eine virtuelle Stromänderung der Stator-seitigen q -Komponente Δi_r^q betrachtet, sodass z. B. die differentielle Rotor-seitige q -Induktivität *ohne* zusätzliche Messungen approximiert wird durch (vgl. Abb. 43)

$$\mathcal{L}_r^q(\bar{\mathbf{i}}^{dq}) := \frac{\partial \psi_r^q(\bar{\mathbf{i}}^{dq})}{\partial i_r^q} \approx \frac{\psi_r^q(\bar{i}_s^d, \bar{i}_r^d, \bar{i}_r^q + \Delta i_r^q) - \bar{\psi}_r^q}{\Delta i_r^q} = \frac{\psi_r^q(\mathbf{i}^{dq}) - \psi_r^q(\bar{\mathbf{i}}^{dq})}{\Delta i_r^q} =: \frac{\psi_r^q - \bar{\psi}_r^q}{\Delta i_r^q} \quad (44)$$

⁶Tatsächlich ist nur der letzte Eintrag \mathcal{L}_r^q unbekannt, da die Einträge $\mathcal{M}_{s,r}^{dq}, \mathcal{M}_{s,r}^q, \mathcal{L}_r^{qd}$ bereits aufgrund der Symmetriebedingung $\mathcal{L}^{dq} = (\mathcal{L}^{dq})^\top$ in (41) bekannt sind.

$$\text{mit } \begin{pmatrix} \psi_r^d \\ \psi_r^q \end{pmatrix} \stackrel{(45)}{=} \mathbf{T}_p(\phi_{i_r}^{dq}) \boldsymbol{\psi}_r^{dq(i_r)}(i_r^{dq(i_r)}), \quad \phi_{i_r}^{dq} = \arctan2(\Delta i_r^q / i_r^d),$$

$$\underbrace{\begin{pmatrix} i_s^{dq(i_r)} \\ \hat{i}_r \\ 0 \end{pmatrix}}_{=i_r^{dq(i_r)}} \stackrel{(45)}{=} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{T}_p(\phi_{i_r}^{dq})^{-1} & \mathbf{O}_{2 \times 2} \\ \mathbf{O}_{2 \times 2} & \mathbf{T}_p(\phi_{i_r}^{dq})^{-1} \end{bmatrix}}_{=: \mathcal{T}_p(\phi_{i_r}^{dq})^{-1}} \underbrace{\begin{pmatrix} \bar{i}_s^{dq} \\ \bar{i}_r^d \\ \bar{i}_r^q + \Delta i_r^q \end{pmatrix}}_{=i_r^{dq} = \bar{i}_r^{dq} + \Delta i_r^{dq}} \text{ und } \bar{i}_r^q = 0,$$

wobei folgende Park-Transformation

$$\mathbf{x}_k^{dq} = \mathbf{T}_p(\phi) \mathbf{x}_k^{dq(i_r)} \Leftrightarrow \mathbf{x}_k^{dq(i_r)} = \mathbf{T}_p(\phi)^{-1} \mathbf{x}_k^{dq}, \quad \phi = \phi_{i_r}^{dq}, \quad \mathbf{x} \in \{\mathbf{u}, \mathbf{i}, \boldsymbol{\psi}\}, \quad k \in \{s, r\} \quad (45)$$

eines Vektors \mathbf{x} zwischen einem beliebig ausgerichteten dq -Koordinatensystem und dem nach dem Rotorstrom orientierten $dq^{(i_r)}$ -Koordinatensystem verwendet wurde. Die Park Transformationsmatrix $\mathbf{T}_p(\phi)^{-1}$ hängt vom Transformations- bzw. Rotorstromwinkel $\phi = \phi_{i_r}^{dq}$ ab. Durch Einsetzen von (45) in (41) lässt sich die entsprechende Transformation der differentiellen Induktivitäten herleiten, d. h.

$$\begin{aligned} \stackrel{(41)}{\Rightarrow} \quad \mathcal{L}^{dq} &= \begin{bmatrix} \mathbf{T}_p(\phi) \mathcal{L}_s^{dq(i_r)} \mathbf{T}_p(\phi)^{-1} & \mathbf{T}_p(\phi) \mathcal{M}_{s,r}^{dq(i_r)} \mathbf{T}_p(\phi)^{-1} \\ \mathbf{T}_p(\phi) (\mathcal{M}_{s,r}^{dq(i_r)})^\top \mathbf{T}_p(\phi)^{-1} & \mathbf{T}_p(\phi) \mathcal{L}_r^{dq(i_r)} \mathbf{T}_p(\phi)^{-1} \end{bmatrix} = \mathcal{T}_p(\phi) \mathcal{L}^{dq(i_r)} \mathcal{T}_p(\phi)^{-1} \\ \stackrel{(45)}{\Leftrightarrow} \quad \mathcal{L}^{dq} &= \begin{bmatrix} \mathbf{T}_p(\phi) \mathcal{L}_s^{dq(i_r)} \mathbf{T}_p(\phi)^{-1} & \mathbf{T}_p(\phi) \mathcal{M}_{s,r}^{dq(i_r)} \mathbf{T}_p(\phi)^{-1} \\ \mathbf{T}_p(\phi) (\mathcal{M}_{s,r}^{dq(i_r)})^\top \mathbf{T}_p(\phi)^{-1} & \mathbf{T}_p(\phi) \mathcal{L}_r^{dq(i_r)} \mathbf{T}_p(\phi)^{-1} \end{bmatrix} = \mathcal{T}_p(\phi) \mathcal{L}^{dq(i_r)} \mathcal{T}_p(\phi)^{-1} \\ \Leftrightarrow \quad \mathcal{L}^{dq(i_r)} &= \mathcal{T}_p(\phi)^{-1} \mathcal{L}^{dq} \mathcal{T}_p(\phi), \quad \phi = \phi_{i_r}^{dq}. \end{aligned} \quad (46)$$

Anhand von Abb. 38 wird die Umsetzung des neuen Messverfahrens im Folgenden näher erläutert. Das $(i_s^d, i_s^q, \hat{i}_r)$ -Stromraster (schwarze Messpunkte) ergibt sich aus drei Schleifen: In der äußersten Schleife wird die Rotorstromamplitude von $\hat{i}_r = 0$ aus in positive Richtung iteriert. Für jeden neuen Wert von \hat{i}_r wird zunächst der Stator kurzgeschlossen, d. h. der Stator-seitige Umrichter moduliert $\mathbf{u}_s^{dq} = \mathbf{0}_2$ und der Statorkurzschlussstrom $i_s^{dq} \approx (-\hat{i}_s, 0)^\top$ wird gemessen. Dieser Messpunkt (schwarzer Messpunkt im Zentrum der Spannungsgrenzen in Abb. 38) ist der Ausgangspunkt für die mittlere Schleife, in der i_s^d in positive Richtung bis zum Erreichen/-Überschreiten der Netzspannungsgrenze (blaue Linie) bzw. anschließend in negative Richtung bis zum Erreichen der Statorstromgrenze iteriert wird. In der innersten Schleife wird i_s^q bis zum Erreichen/Überschreiten einer der eben genannten Grenzen in positive bzw. anschließend in negative Richtung iteriert. Bis zum Erreichen einer unteren Spannungsgrenze (vgl. grüne Linie) wird die doppelte Schrittweite in i_s^q -Richtung verwendet, da dieser Betriebsbereich nicht für den normalen Betrieb relevant ist und somit eine gröbere Identifikation ausreichend ist. Anhand der Hintergrundfarbe, die von der Statorspannungsamplitude \hat{u}_s abhängt, wird die magnetische Sättigung der DFIM insbesondere oberhalb der Nennspannung (magentafarbene Linie) deutlich, d. h. für $\hat{u}_s > \hat{u}_{s,R}$ ist ein großer gelbfarbener Bereich in Abb. 38 erkennbar. Entsprechend flacher verlaufen die Flusskarten außerhalb der magentafarbenen Linien (siehe z. B. Abb. 39–40).

Zu beachten ist, dass die Flusskarten bei Netz- bzw. Stator-Nennfrequenz $f_{g,R} = 50$ Hz identifiziert werden, d. h. das dq -Koordinatensystem wird nach dem vom Realzeitsystem integrierten Winkel $\phi_p = \int \omega_p dt$ mit $\omega_p := 2\pi f_{g,R}$ ausgerichtet.⁷ Die DFIM rotiert mit 30 % Schlupf (wie bei den Nennflusskarten), um mit Hilfe der im Rotor induzierten Spannungen die

⁷Für eine von der Nennfrequenz abweichende Netzfrequenz $f_g \neq f_{g,R}$ sind im Allgemeinen unter Berücksichtigung von Eisenverlusten abweichende Flusskarten zu erwarten. Da die Netzfrequenz allerdings nur innerhalb eines sehr schmalen Toleranzbandes variiert [94], ist die Abhängigkeit der Flusskarten von der Netzfrequenz zu vernachlässigen. Zudem werden die Rotor-seitigen Eisenverluste aufgrund der vergleichsweise geringen elektrischen Rotorschleppfrequenz (vgl. ω_r in Abb. 29) vernachlässigt.

Rotor-seitigen Flusskarten identifizieren zu können (vgl. Abb. 24). Für das nach dem Rotorstrom orientierte $dq^{(i_r)}$ -Koordinatensystems wird der q -Rotorstrom gemäß (43) zu null geregelt, d. h. stationär gilt $i_r^q = i_{r,\text{ref}}^q = 0$.

Zur Validierung des neuen Messverfahrens sind die Nennflusskarten mit Hilfe von (45) in das $dq^{(i_r)}$ -Koordinatensystem transformiert und mit den neu generierten Flusskarten verglichen worden (siehe z. B. die magentafarbene Linien in Abb. 39–40). Darüber hinaus sind beispielhaft in Abb. 41–43 drei der insgesamt zehn unterschiedlichen Einträge der Induktivitätsmatrix (41) dargestellt, die anhand der Flusskarten und mit Hilfe von (42) bzw. (44) berechnet worden sind. Die Nenninduktivitätskarten sind mit Hilfe von (46) zur Validierung in das $dq^{(i_r)}$ -Koordinatensystem transformiert und mit Hilfe der magentafarbenen Linien in Abb. 41–43 visualisiert worden. Die Nennflusskarten bzw. Nenninduktivitätskarten stimmen mit den entsprechenden Ergebnissen des holistischen Verfahrens überein. Insbesondere konnte die Allgemeingültigkeit der vorgeschlagenen Dimensionsreduzierung und der hergeleiteten Transformationen (44)–(46) validiert werden. Im Vergleich zu den Nennflusskarten, die nur unter Nennbedingungen gültig sind, können mit dem neuen ganzheitlichen Verfahren holistische (komplette) Flusskarten bzw. Induktivitätskarten mit vergleichbarem Messaufwand identifiziert werden.

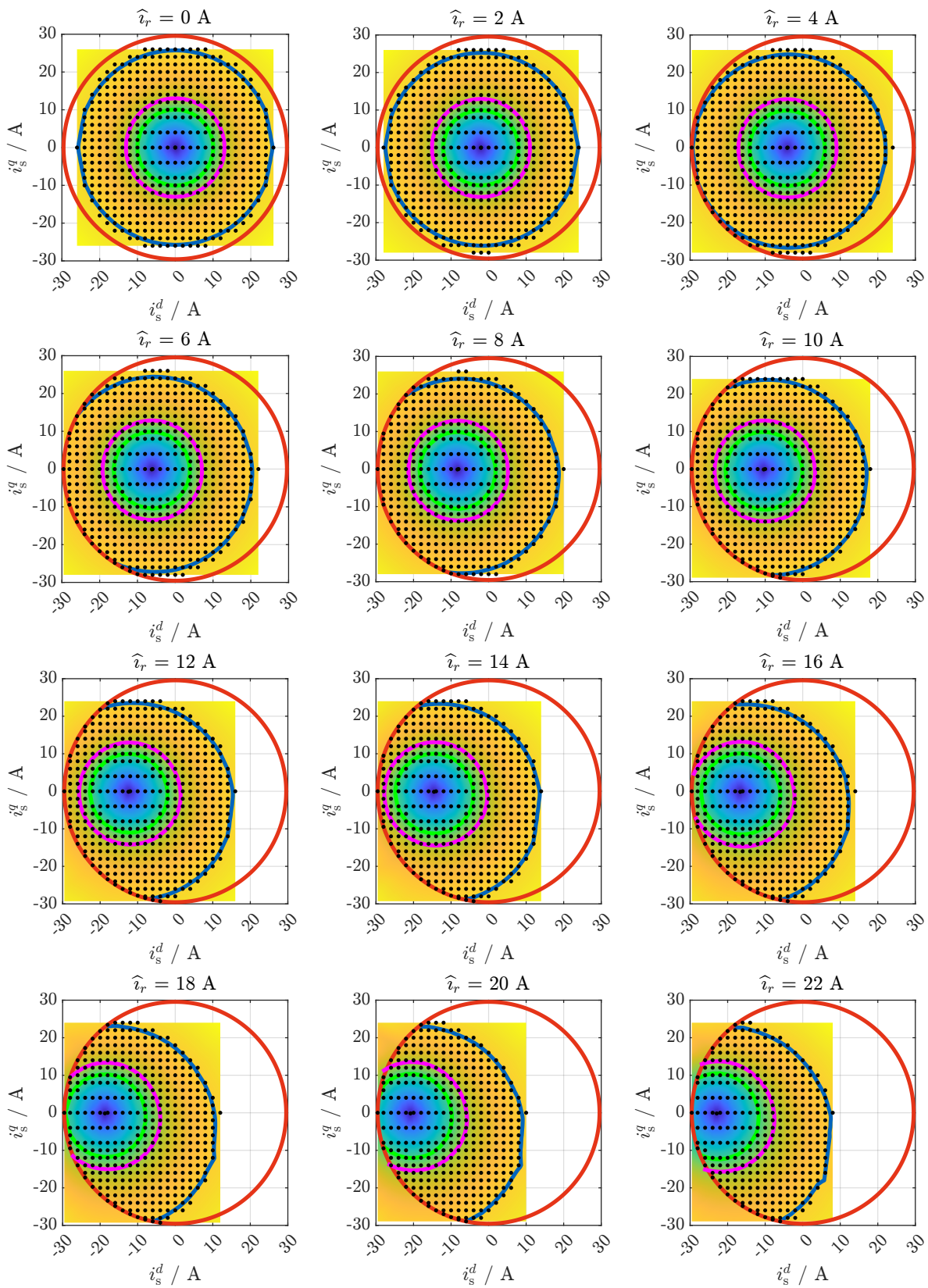


Abbildung 38: Holistische Flusskartenmessungen: Eingeprägte Stromkombinationen (i_s^d, i_s^q, \hat{u}_r) (schwarze Messpunkte) mit der Statorstromgrenze (rot), der unteren/oberen Netzspannungsgrenze (grün/blau), der Nennspannung (magenta) sowie der Hintergrundfarbe bestimmt durch die Statorspannungsamplitude \hat{u}_s .

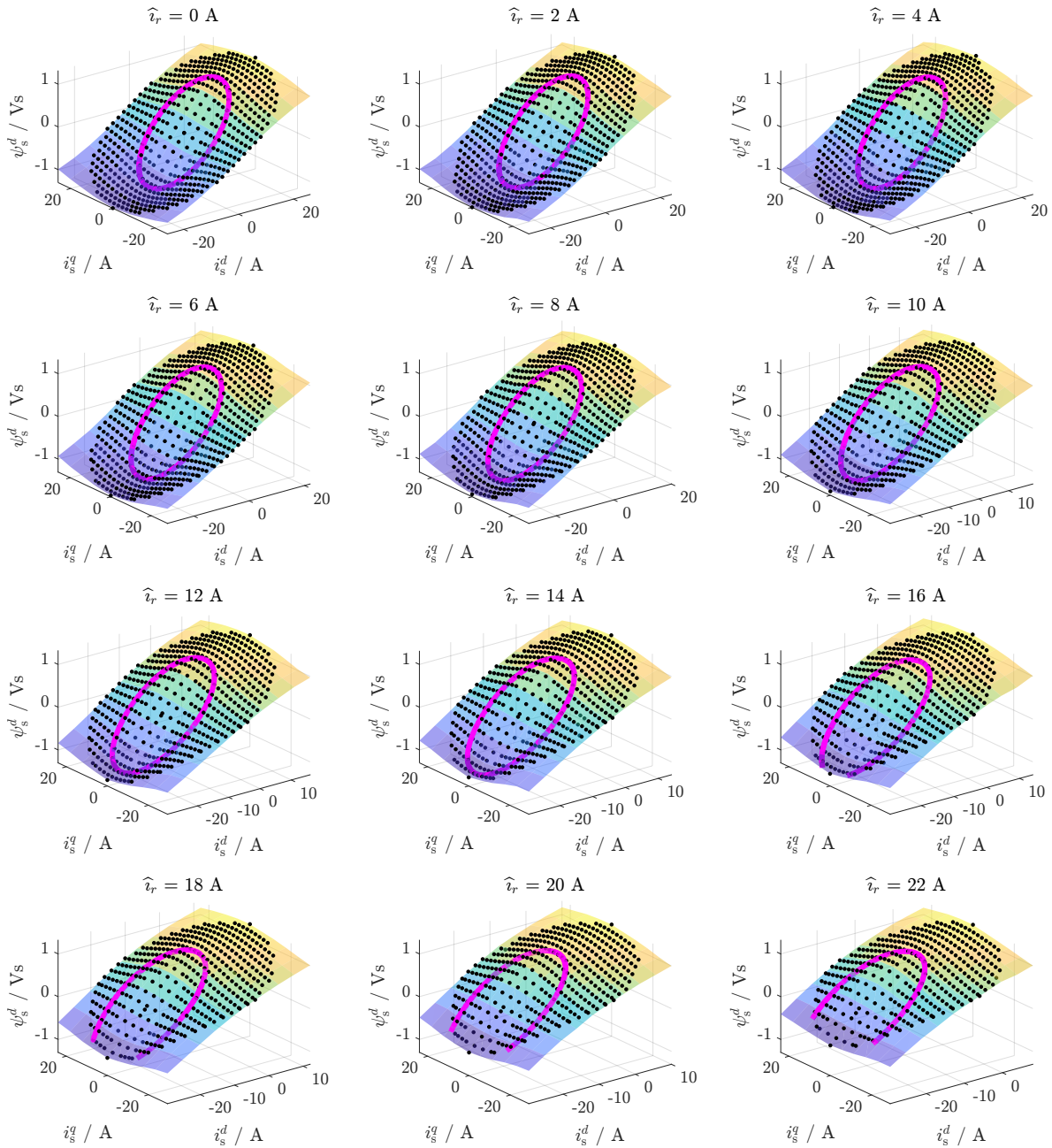


Abbildung 39: Holistische Flusskartenmessungen: Beispielhafte Flusskarten für die Statorseitige d -Komponente mit schwarzen Messpunkten und Inter-/Extrapolation. Die magentafarbene Linie ergibt sich aus der Transformation der Nennflusskarten von Statorspannungsorientierung in Rotorstromorientierung.

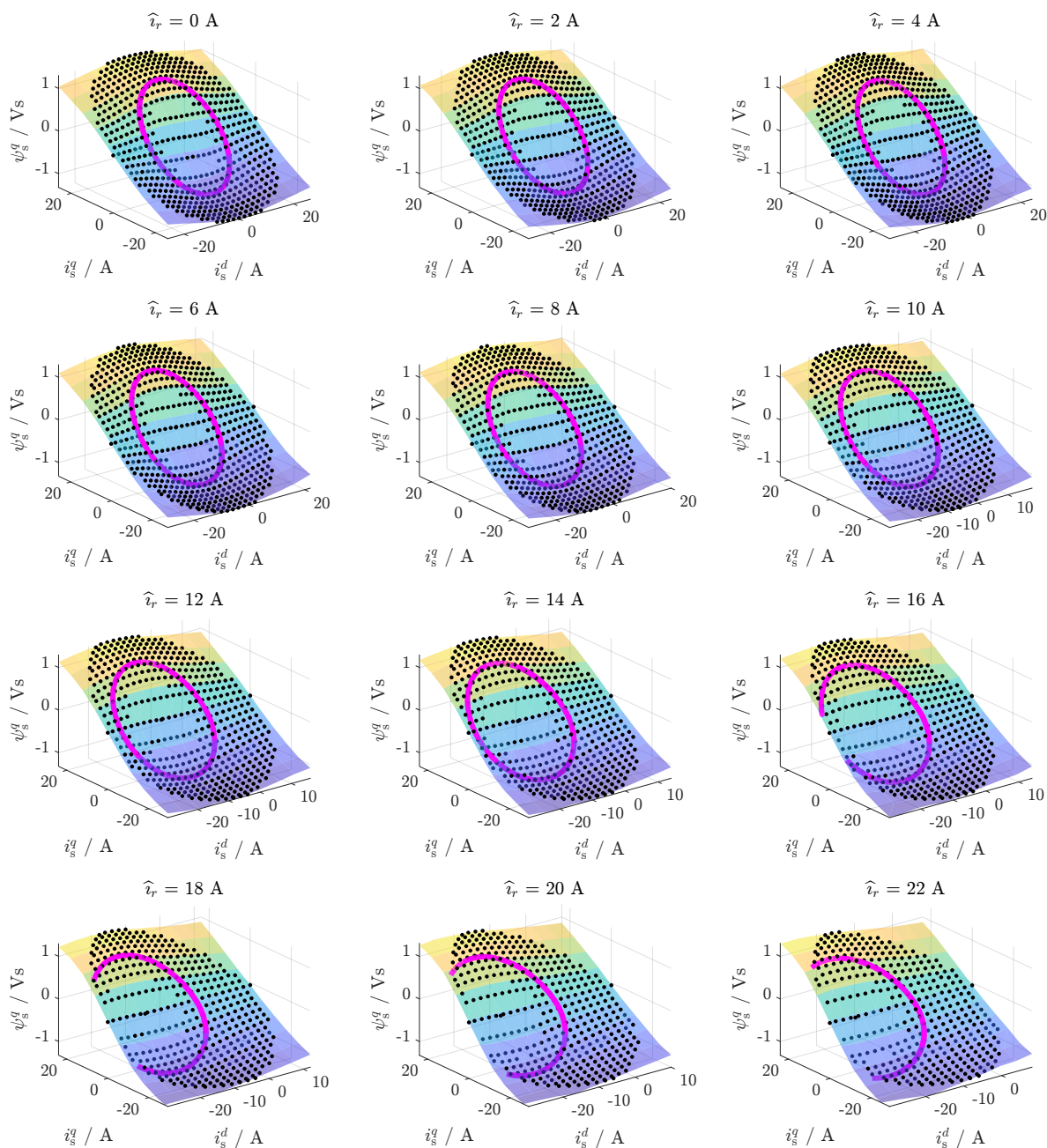


Abbildung 40: Holistische Flusskartenmessungen: Beispielhafte Flusskarten für die Statorseitige q -Komponente mit schwarzen Messpunkten und Inter-/Extrapolation. Die magentafarbene Linie ergibt sich aus der Transformation der Nennflusskarten von Statorspannungsorientierung in Rotorstromorientierung.

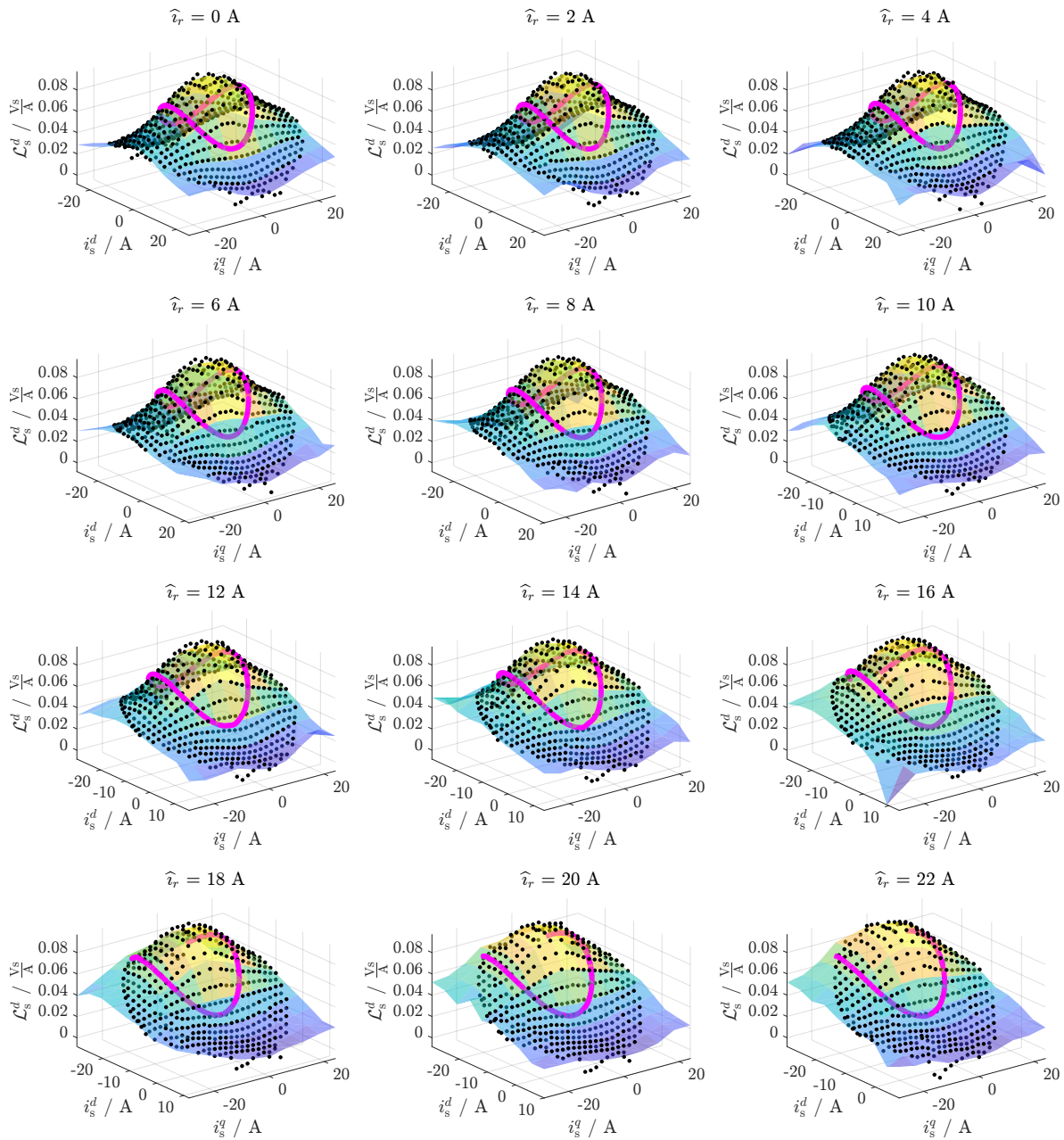


Abbildung 41: Holistische Flusskartenmessungen: Beispielhafte Karten der differentiellen Stator-seitigen d -Induktivität mit schwarzen (Mess-)Stützpunkten und Inter-/Extrapolation. Die magentafarbene Linie ergibt sich aus der Transformation der Nenninduktivitätskarten von Statorspannungsorientierung in Rotorstromorientierung.

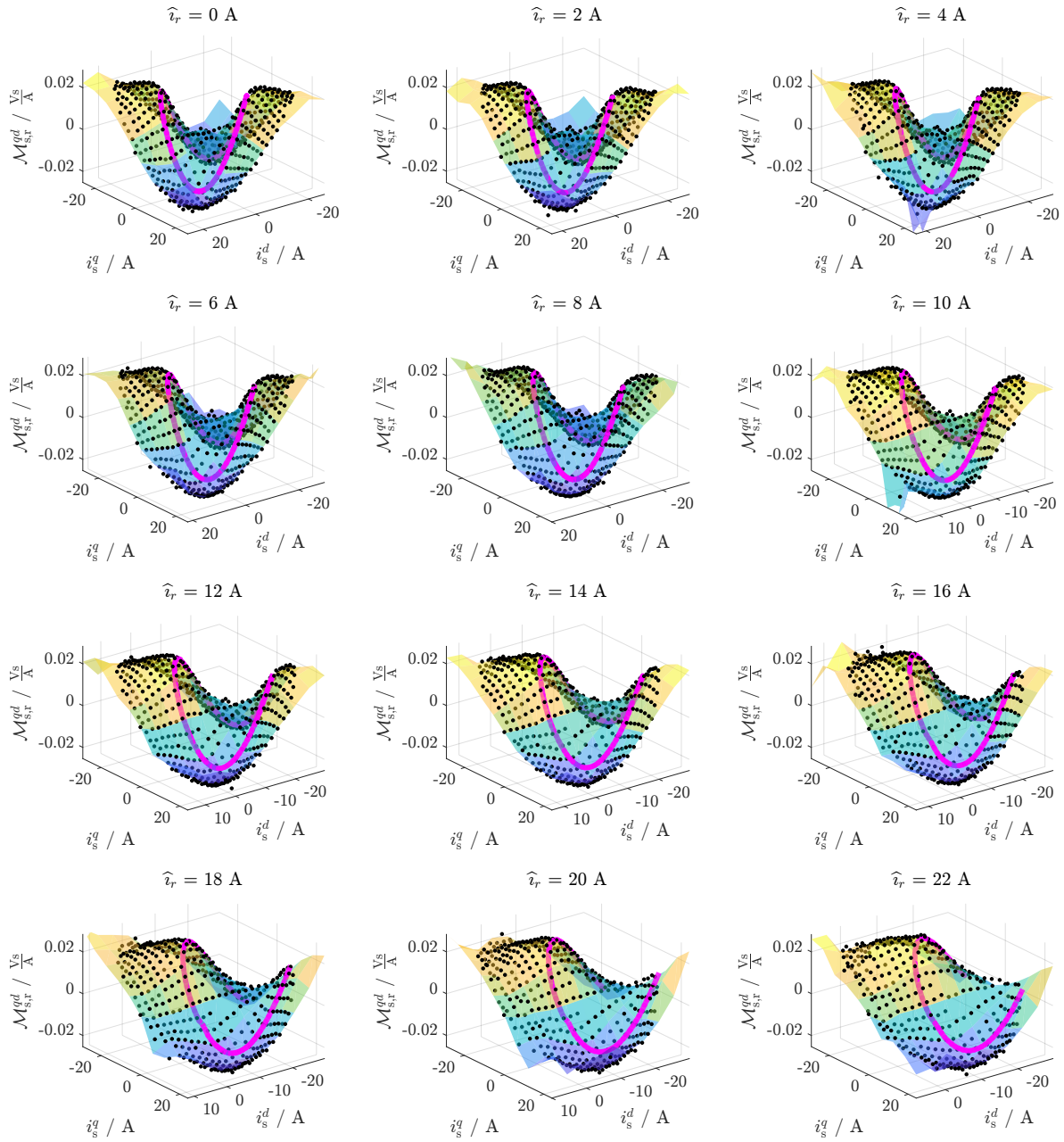


Abbildung 42: Holistische Flusskartenmessungen: Beispielhafte Karten der differentiellen Kopplinduktivität zwischen Stator-seitiger q - und Rotor-seitiger d -Komponente mit schwarzen (Mess-)Stützpunkten und Inter-/Extrapolation. Die magentafarbene Linie ergibt sich aus der Transformation der Nenninduktivitätskarten von Statorspannungsorientierung in Rotorstromorientierung.

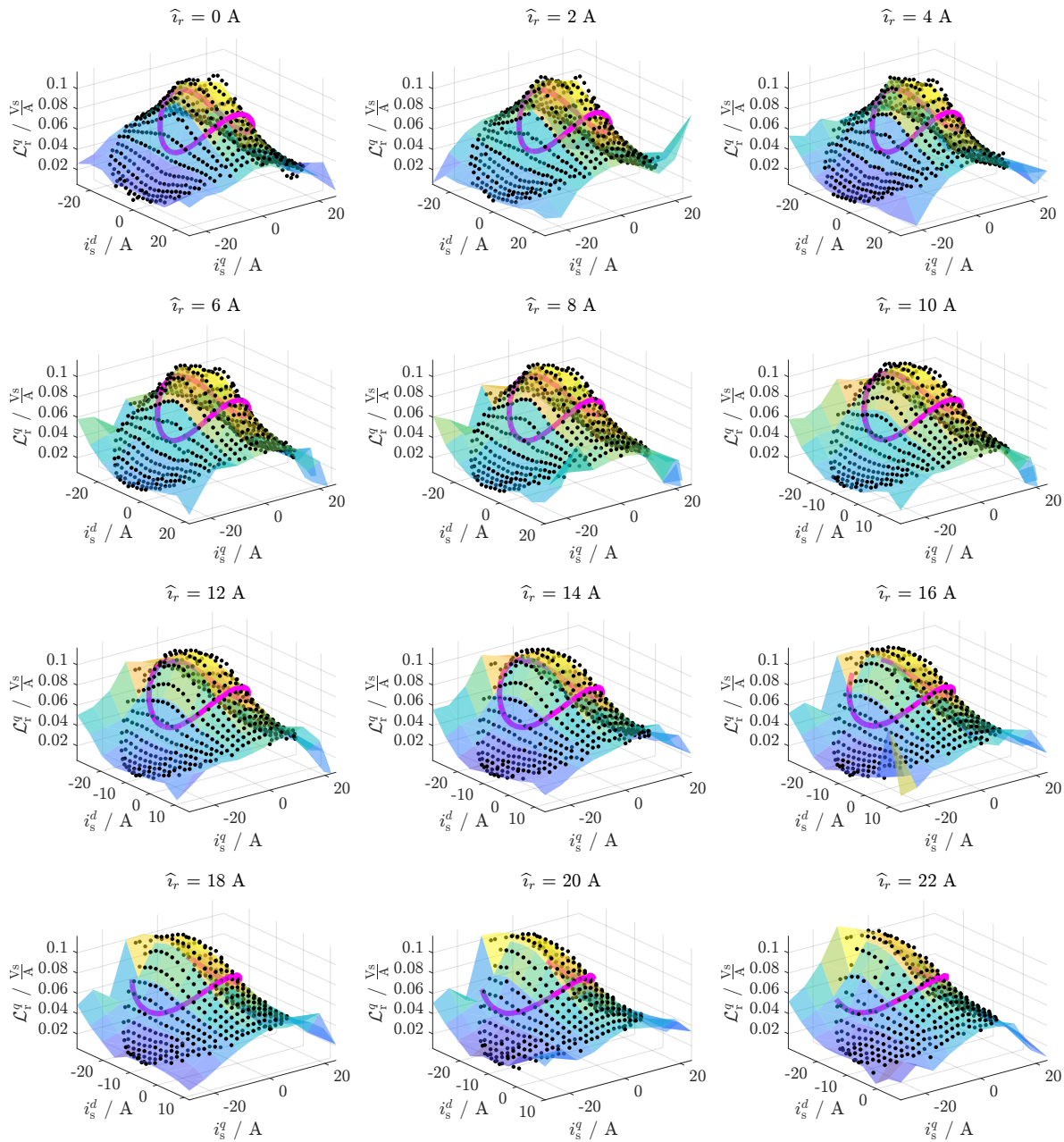


Abbildung 43: Holistische Flusskartenmessungen: Beispielhafte Karten der differentiellen Rotor-seitigen q -Induktivität mit schwarzen (Mess-)Stützpunkten und Inter-/Extrapolation. Die magentafarbene Linie ergibt sich aus der Transformation der Nenninduktivitätskarten von Statorspannungsorientierung in Rotorstromorientierung.

4.2.3 Netzzustandsüberwachung und Netzsynchronisation

Die volatile und dezentrale Integration erneuerbarer Energien führt zu einem fragileren Netz mit reduzierter Frequenzstabilität aufgrund der sich verringernenden mechanischen Massenträgheit des Gesamtsystems sowie zu einem erhöhten Oberschwingungsgehalt in Strömen und Spannungen aufgrund der Schaltvorgänge der netzseitigen Umrichtersysteme. Insbesondere das letztere kann nicht nur die Spannungsqualität beeinträchtigen, sondern auch die Systemstabilität gefährden. Die Stromversorgung muss gewisse Netzqualitätskriterien hinsichtlich Amplitude, Kurvenform (Harmonische), Frequenz und Symmetrie erfüllen. Die Norm EN 50160 legt zulässige Wertebereiche für Grundschwingung und für jede einzelne Oberschwingung fest. Daher ist es essenziell, den Netzzustand hinsichtlich Frequenz, Amplituden und Phase aller signifikanten Harmonischen online zu überwachen. Zudem ist eine zuverlässige Synchronisation der netzseitigen Umrichtersysteme mit dem Netz eine Voraussetzung für eine robuste Regelung und einen funktionalen Wirk- und Blindleistungseintrag. Unter diesen allgemein gültigen Bedingungen wurde ein generisches Verfahren entwickelt und implementiert, das auf dem „Internal Model Principle“ basiert und eine Erkennung der Netzfrequenz sowie eine (extrem) schnelle frequenzadaptive Beobachtung beliebig vieler Oberschwingungen ermöglicht. Das entwickelte Verfahren wurde unter dem Namen „Frequenz-adaptiver Beobachter“ [engl. „Frequency Adaptive Observer (FAO)“] publiziert [80].

Problembeschreibung: Das Problem kann als Rekonstruktion der gemessenen Netzspannung mit beliebig vielen Harmonischen und Gleichtaktkomponente formuliert werden. Die zeitvariante Netzspannung

$$\forall t \geq 0: \quad y^p(t) := \underbrace{a_0^p(t)}_{=:y_0^p(t)} + \sum_{\nu \in \mathbb{H}_\nu^p} \underbrace{a_\nu^p(t) \cos(\phi_\nu^p(t))}_{=:y_\nu^p(t)}, \quad (47)$$

einer Phase $p \in \{a, b, c\}$ beinhaltet eine Gleichtaktanteil $y_0^p(t) := a_0^p(t)$ (DC-offset), beliebig viele Harmonische $y_\nu^p(t)$ mit Oberschwingungsordnung $\nu \in \mathbb{H}_\nu^p := \{\nu_1^p, \nu_2^p, \dots, \nu_n^p\} \subset \mathbb{Q}_{\geq 0}$ und Amplitude $a_\nu^p(t)$. Es ist zu beachten, dass ν auch Zwischenharmonische darstellen kann (z.B. $\nu = 1/2$ oder $\nu = 5/2$). Darüber hinaus hängt der Phasenwinkel

$$\forall \nu \in \mathbb{H}_\nu^p \quad \forall t \geq 0: \quad \phi_\nu^p(t) := \int_0^t \nu \omega^p(\tau) d\tau + \phi_{\nu,0}^p(t) \quad (48)$$

jeder Harmonischen von der möglicherweise zeitlich veränderlichen Netzfrequenz ab. Das Ziel des FAO ist nun $y^p(t)$ mit all seinen harmonischen Komponenten und dem DC-Offset zu schätzen. Im Folgenden werden geschätzte Größen mit „ $\hat{\cdot}$ “ gekennzeichnet, d.h. für die geschätzte Phasenspannung gilt

$$\forall t \geq 0: \quad \hat{y}(t) := \underbrace{\hat{a}_0(t)}_{=: \hat{y}_0(t)} + \sum_{\nu \in \mathbb{H}_\nu} \underbrace{\hat{a}_\nu(t) \cos(\hat{\phi}_\nu(t))}_{=: \hat{y}_\nu(t)}. \quad (49)$$

Da das Verfahren für alle Phasen identisch und gültig ist, wird zur Vereinfachung der Notation das hochgestellte „ p “ im Folgenden weggelassen.

Das ambitionierte Ziel der frequenz-adaptiven Netzzustandsüberwachung lässt sich mithilfe des FAO erreichen, der auf einer Parallelschaltung der internen Modelle des Gleichstromoffsets und aller harmonischen Komponenten basiert (siehe Abb. 44).

Grundbausteine (interne Modelle): Die Dynamik des DC-Offsets kann repräsentiert werden durch

$$\frac{d}{dt} x_0(t) = 0 \cdot x_0(t), \quad x_0(0) = x_{0,0}, \quad y_0(t) = 1 \cdot x_0(t). \quad (50)$$

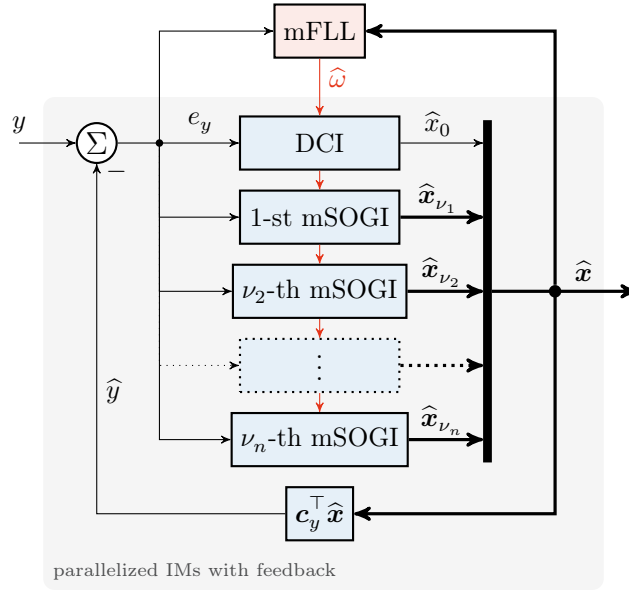


Abbildung 44: Die Gesamtstruktur des Frequenz-adaptiven Beobachters (FAO).

und entspricht einem Integrator ohne Eingang, dessen Anfangswert dem Gleichtaktanteil entspricht.

Das interne Modell für sinusförmige Harmonische (z.B. für die ν -te harmonische Komponente) entspricht einem Oszillator der folgenden Form

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{pmatrix} x_\nu(t) \\ q_\nu(t) \end{pmatrix}}_{=: \mathbf{x}_\nu(t) \in \mathbb{R}^2} &= \omega \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\nu \\ \nu & 0 \end{bmatrix}}_{=: \mathbf{J}_\nu \in \mathbb{R}^{2 \times 2}} \mathbf{x}_\nu(t), & x_\nu(0) &= \mathbf{x}_{\nu,0}, \\ y_\nu(t) &= \underbrace{\begin{pmatrix} 1, & 0 \end{pmatrix}}_{=: \mathbf{c}_\nu^\top \in \mathbb{R}^2} \mathbf{x}_\nu(t). \end{aligned} \right\} \quad (51)$$

Versieht man die Modelle (50) und (51) mit einer Rückführung l_0 bzw. einem Rückführvektor $\mathbf{l}_\nu := (\nu k_\nu, \nu g_\nu)^\top$ für jede Oberschwingungsordnung $\nu \in \mathbb{H}_\nu$, erhält man einen DC-Integrator zur Schätzung des DC-Offsets (siehe Abb. 45) und eine modifizierte Form eines sogenannten

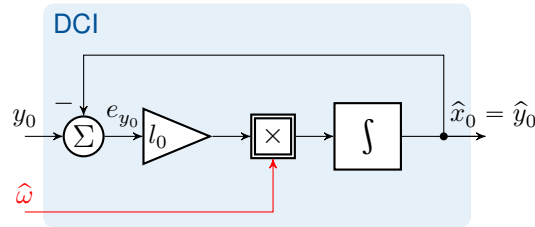


Abbildung 45: Blockdiagramm des DC-Integrators (DCI) zur Schätzung des DC-Offsets.

„Second-Order-Generalized-Integrators“ (SOGI). Dieser „modified Second-Order-Generalized-Integrator“ (mSOGI; siehe Abb. 46) hat im Gegensatz zu dem üblicherweise eingesetzten „standard Second-Order-Generalized-Integrator“ (sSOGI) den Vorteil, dass er über zwei unabhängige Einträge k_ν und g_ν im Rückführvektor verfügt (bei sSOGI gilt $g_\nu = 0$) und somit eine freie Polplatzierung zulässt. Dieser entscheidende Vorteil der freien Polplatzierung ist in Abb. 47 in Form einer Wurzelortskurve dargestellt. Für steigende Verstärkungen $k_\nu \rightarrow \infty$ und

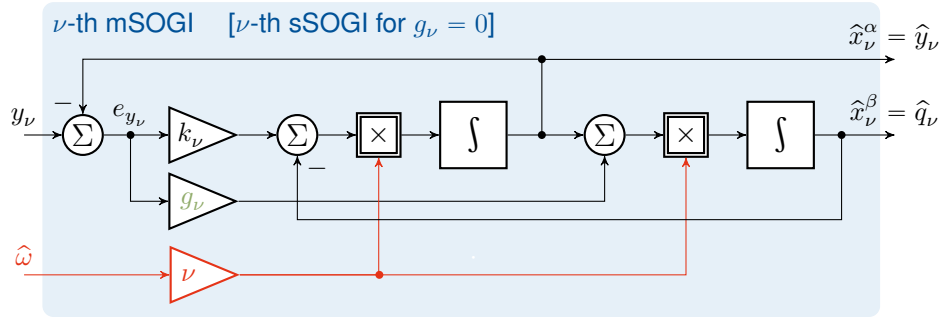


Abbildung 46: Blockdiagramm der mSOGI zur Schätzung der ν -ten Oberschwungung.

z.B. $g_\nu = k_\nu^2/4$ (mSOGI) bzw. $g_\nu = 0$ (sSOGI) strebt beim sSOGI ein Pol gegen minus Unendlich (maximal schnell) aber der andere Pol gegen Null (maximal langsam bzw. grenzstabil), wohingegen für den mSOGI die Realteile beider Pole gegen minus Unendlich streben und zugleich über den Imaginäranteil das gewünschte oszillierende Verhalten eingestellt werden kann.

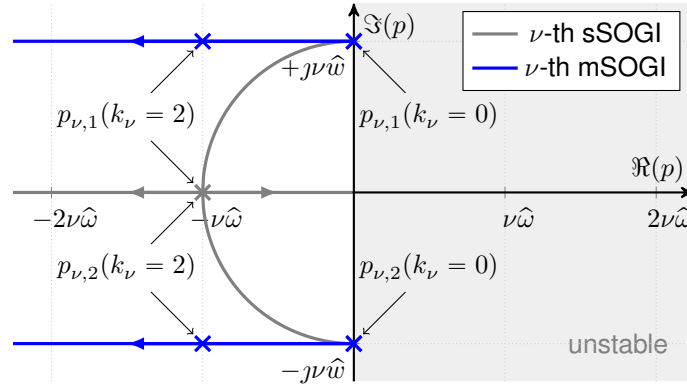


Abbildung 47: Wurzelortskurve der ν -ten mSOGI und sSOGI.

Frequenz-adaptiver Beobachter [engl. Frequency Adaptive Observer (FAO)]:

Der gesamte Beobachter setzt sich aus der Kombination (Parallelschaltung) aller harmonischen Oszillator-Modelle und des DC-Offset-Modells mit dem Schätzfehler $e_y := y - \hat{y}$ in der Rückführung zusammen. Es ergibt sich das verkoppelte dynamische System

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{pmatrix} \hat{x}_0(t) \\ \hat{x}_{\nu_1}(t) \\ \hat{x}_{\nu_2}(t) \\ \vdots \\ \hat{x}_{\nu_n}(t) \end{pmatrix}}_{=: \hat{\mathbf{x}}} &= \hat{\omega}(t) \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \mathbf{0}_2^\top & \mathbf{0}_2^\top & \dots & \mathbf{0}_2^\top \\ \mathbf{0}_2 & \mathbf{J}_{\nu_1} & \mathbf{O}_{2 \times 2} & \dots & \mathbf{O}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_2 & \mathbf{O}_{2 \times 2} & \mathbf{J}_{\nu_2} & \dots & \mathbf{O}_{2 \times 2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_2 & \mathbf{O}_{2 \times 2} & \mathbf{O}_{2 \times 2} & \dots & \mathbf{J}_{\nu_n} \end{bmatrix}}_{=: \mathbf{J} \in \mathbb{R}^{(2n+1) \times (2n+1)}} \hat{\mathbf{x}}(t) + \hat{\omega}(t) \underbrace{\begin{pmatrix} l_0 \\ l_{\nu_1} \\ l_{\nu_2} \\ \vdots \\ l_{\nu_n} \end{pmatrix}}_{=: \mathbf{l} \in \mathbb{R}^{2n+1}} \underbrace{(y(t) - \hat{y}(t))}_{=: e_y(t)} \\
 \hat{y}(t) &= \underbrace{(1, \mathbf{c}_{\nu_1}^\top, \dots, \mathbf{c}_{\nu_n}^\top)}_{=: \mathbf{c}^\top \in \mathbb{R}^{2n+1}} \hat{\mathbf{x}}(t),
 \end{aligned} \tag{52}$$

mit Rückführvektor $\mathbf{l} := (l_0, l_{\nu_1}^\top, l_{\nu_2}^\top, \dots, l_{\nu_n}^\top)^\top \in \mathbb{R}^{2n+1}$. Im Gegensatz zum Standard-Second-Order Generalized Integrator (sSOGI), bei dem nur *ein* Verstärkungsfaktor k_ν bei

jeder harmonischen Komponente eingestellt werden kann, wird hier der modifizierte Second-Order Generalized Integrator (mSOGI) verwendet. Der mSOGI erreicht eine beliebig schnelle Einschwingzeit bei der Schätzung der Signale, da – wie oben bereits diskutiert – *zwei* Verstärkungsfaktoren k_ν und g_ν zur Verfügung stehen [79].

Frequenzadaption: Die Frequenzschätzung $\hat{\omega}(t)$ erfolgt mithilfe einer modifizierten Frequency-locked Loop (mFLL). Diese hat folgende adaptive Form

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt} \hat{\omega}(t) &= f_{\text{aw}}(\hat{\omega}(t), \delta(t)) \text{sat}_{\dot{\omega}_{\min}}^{\dot{\omega}_{\max}}[\delta(t)] \\ \text{mit } \delta(t) &= \frac{\Gamma \hat{\omega}(t) e_y^{\text{lpf}}(t) \mathbf{l}_{\nu_1}^\top \mathbf{J}_\nu \hat{\mathbf{x}}_{\nu_1}^{\text{lpf}}(t)}{\max(\|\hat{\mathbf{x}}_{\nu_1}(t)\|^2, \epsilon)}, \end{aligned} \right\} \quad (53)$$

wobei

$$f_{\text{aw}}(\hat{\omega}, \delta) := \begin{cases} 0, & \text{for } (\hat{\omega} \geq \omega_{\max} \wedge \delta \propto \frac{d}{dt} \hat{\omega} \geq 0) \vee (\hat{\omega} \leq \omega_{\min} \wedge \delta \propto \frac{d}{dt} \hat{\omega} \leq 0) \\ 1, & \text{else,} \end{cases} \quad (54)$$

eine nichtlineare Anti-Windup-Entscheidungsfunktion darstellt, die die Frequenzadaption außerhalb minimaler und maximaler Werte und bei falschem Vorzeichen der Frequenzanpassung deaktiviert. Desweiteren begrenzt

$$\text{sat}_{\dot{\omega}_{\min}}^{\dot{\omega}_{\max}}[\delta] := \begin{cases} \dot{\omega}_{\max}, & \delta > \dot{\omega}_{\max} \\ \delta, & \dot{\omega}_{\min} \leq \delta \leq \dot{\omega}_{\max} \\ \dot{\omega}_{\min}, & \delta < \dot{\omega}_{\min}. \end{cases} \quad (55)$$

die Änderungsrate der Frequenzanpassung, so dass ein instabiles Verhalten des FAO ausgeschlossen werden kann. Beide Modifikationen sind in Abb. 48 veranschaulicht. Die gesamte

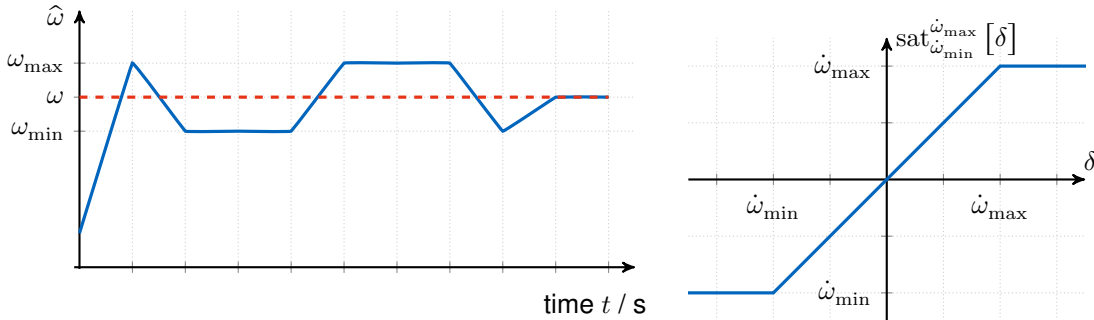


Abbildung 48: Modifikationen der mFLL: (links) Vorzeichen- und Schwellwert-korrekte Frequenzanpassung und (rechts) Ratenlimitierung der Frequenzanpassung.

FAO-Struktur, wie in Abb. 44 gezeigt, erlaubt somit mithilfe der parallel geschalteten mSOGIs und des DCI *alle* Netzzustände (wie Amplituden, Phasenwinkel und Frequenzen aller Harmonischenanteile) in Realzeit zu schätzen.

Messergebnisse (Implementierung, Test und Validierung): Die Performanz des FAOs wurde experimentell auf dem oben beschriebenen netzseitigen Teil des LMRES-Prüfstandes validiert. Dabei wurden sowohl Open-Loop-Szenarien (nur Synchronisation und Schätzung) als auch Closed-Loop-Szenarien (mit Stromregelung; siehe folgender Abschnitt 4.2.4) betrachtet.

Abb. 49 illustriert die Schätzperformanz des FAO für die Grundschiwingung im Vergleich zu anderen üblichen Verfahren, wenn sich Netzfrequenz, Amplitude und Phasenwinkel abrupt

ändern. Insgesamt wurden vier Verfahren implementiert und getestet: (i) FAO mit langsam parametrisierten mSOGIs (ii) FAO mit schnell parametrisierten SOGIs, (iii) sSOGIs und (iv) Adaptive Notch Filter (ANF). Es ist zu sehen, dass die beiden FAOs im Vergleich zu den anderen Verfahren deutlich schneller in den (quasi-)stationären Zustand konvergieren. Nach dem Einschwingen zeigen alle Verfahren den gleichen (quasi-)stationären Schätzfehler in Frequenz und Amplitude. Für beide Frequenzänderungen und den Amplitudensprung übertreffen beide FAOs die anderen Verfahren hinsichtlich schnellerer Konvergenzgeschwindigkeit und kleinerer transienter Schätzfehler in Amplitude und Frequenz.

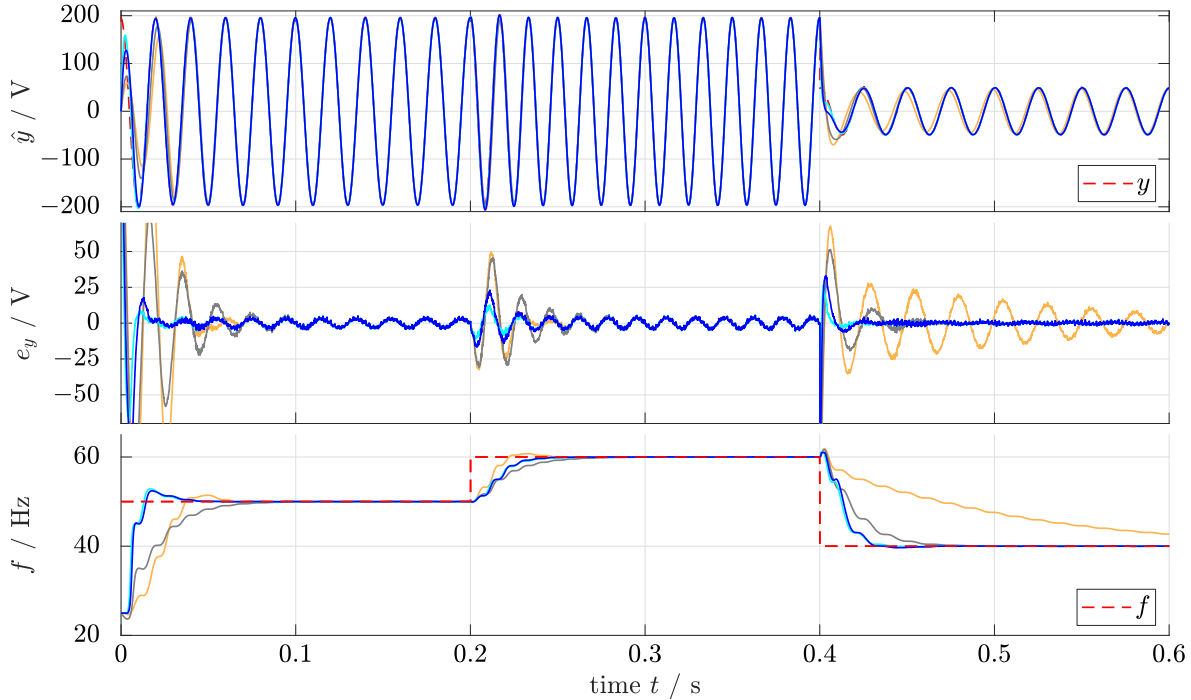


Abbildung 49: Experimentelle Ergebnisse des vorgeschlagenen FAOs im Vergleich zu anderen Verfahren unter Frequenz- und Amplitudenänderungen (nur Grundschwingung $\nu = 1$): FAO mit langsam parametrisierten mSOGIs [—], FAO mit schnell parametrisierten mSOGIs [—], sSOGI [—] und ANF [—].

Die nächste experimentelle Untersuchung berücksichtigt Grundschwingung und 9 Oberschwingungen in der Netzspannung. Abb. 50 zeigt hierzu die Schätzfehler der ersten fünf Ordnungen. Es zeigt sich, dass für alle harmonischen Komponenten der vorgeschlagene FAO eine (deutlich) schnellere Dynamik aufweist als die Verfahren mit sSOGI oder ANF ohne dabei Kompromisse bei der (quasi-)stationären Genauigkeit eingehen zu müssen. Weitere umfangreiche experimentelle Ergebnisse sind [80] zu entnehmen.

Zusammenfassend konnte mit dem FAO ein generisches Verfahren zur Netzzustandsüberwachung und Netzsynchronisation entwickelt werden, was alle Nachteile bestehender Verfahren bezüglich Konvergenz und (transienter) Genauigkeit beseitigt. Damit ist ein wichtiger Grundstein für zukünftige erneuerbare Energiesysteme gelegt, um ihre Funktionalität hinsichtlich Netzbildung/-stützung zu verbessern und zu beschleunigen. Dies gilt für alle Netzzustände, wie z.B. ein- oder mehrphasige Kurzschlüsse, unsymmetrische aber auch beliebige harmonische Störungen.

Weitere Anwendungen: Der entwickelte FAO erlaubt in Verbindung mit den Ergebnisse

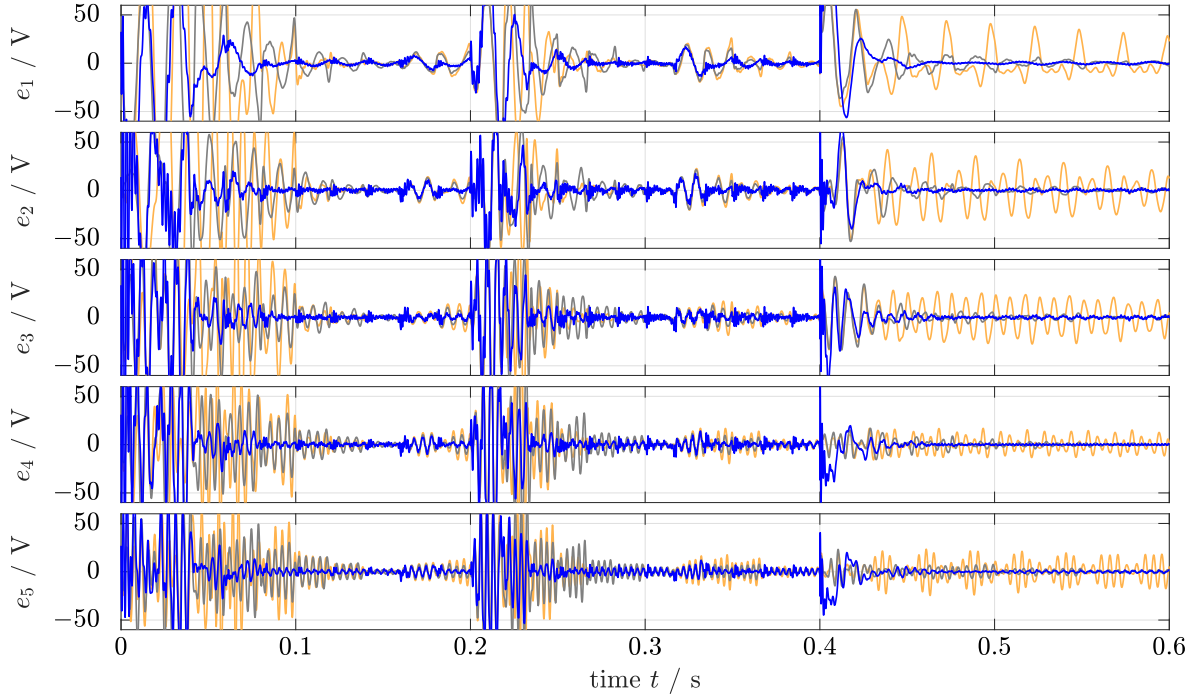


Abbildung 50: Experimentelle Ergebnisse des FAOs unter Frequenz- und Amplitudenänderungen ($\nu = 10$). FAO mit langsam parametrisierten mSOGIs [—], sSOGI [—] und ANF [—].

aus [95] zusätzlich eine Zerlegung der Grundschwingung und aller Harmonischen in Mit-, Gegen- und Gleichtaktkomponente [engl. „Positive, Negative and Zero Sequence“], was bei der Analyse des Netzzustands aber auch der Regelung und Netzsynchronisation hilfreich sein kann.

4.2.4 Stromzustandsregelung mit Frequenz-adaptivem Beobachter

Wie im letzten Abschnitt für die Open-Loop-Anwendung (z.B. im Sinne einer Netzzustandsüberwachung) validiert wurde, zeigt der FAO eine deutlich verbesserte Performanz als herkömmliche Verfahren. Dies motiviert seinen Einsatz auch für Closed-Loop-Anwendungen anstelle der häufig eingesetzten, konventionellen Phase-Locked Loops (PLL) zur Synchronisation der netzseitigen Umrichter mit dem Stromnetz. Insbesondere unter Netzstörungen (Kurzschlüsse oder Harmonische) weist die PLL signifikante Nachteile auf und führt zu unbefriedigenden Synchronisationsergebnissen. In diesem Projekt wurde ein Netzzustandsstromregler entwickelt, der im synchronen (d, q) -Koordinatensystem arbeitet und die vom FAO bereitgestellte Netzphaseninformation verwendet.

Da Netzströme direkt den Leistungsfluss ins Netz beeinflussen, bilden sie üblicherweise die Regelgröße. Der Stromzustandsregler wurde aufgrund seiner hohen Robustheit und seines exzellenten Regelverhaltens ausgewählt. Darüber hinaus ist er auch für generische Tests unter beliebigen Netzfehlern geeignet. Die modellbasierte Reglerauslegung erfolgt mithilfe des zugehörigen Modells des netzseitigen Umrichters mit LCL-Filter. Das betrachtete netzseitige (Sub-)System ist in Abb. 51 dargestellt. Der zweistufigen Umrichter mit Zwischenkreiskapazität C_{dc} erzeugt in Abhängigkeit der Schalterstellungen s_a , s_b und s_c die blockförmigen verketteten Spannungen u_f^{a-b} , u_f^{b-c} und u_f^{c-a} , die die Filterströme $\mathbf{i}_f^{abc} := (i_f^a, i_f^b, i_f^c)^\top$ zur Folge haben. Abhängig von diesen Filterströmen und den Netzspannungen $\mathbf{u}_{pcc}^{abc} := (u_{pcc}^a, u_{pcc}^b, u_{pcc}^c)^\top$ am Netzeinspeisepunkt [engl. „Point of Common Coupling (PCC)“] stellen sich entsprechende Spannungen $\mathbf{u}_c^{abc} := (u_c^a, u_c^b, u_c^c)^\top$ an den Filterkapazitäten C_f und entsprechende Netzströme $\mathbf{i}_g^{abc} := (i_g^a, i_g^b, i_g^c)^\top$ ein. Der Zweilevel-Umrichter erlaubt nur zwei unabhängig voneinander ein-

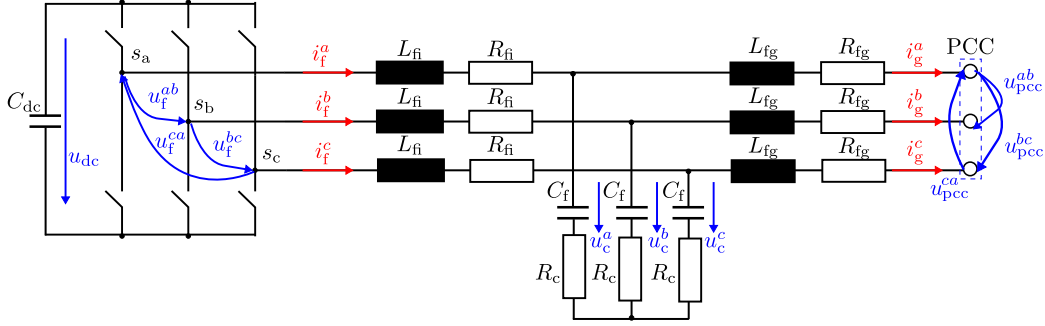


Abbildung 51: Elektrisches Netzwerks eines netzseitigen Umrichters mit LCL-Filter am Netzeinspeisepunkt [engl. „Point of Common Coupling (PCC)“].

stellbare Umrichter Ausgangsspannungen zu erzeugen (Kirchhoff'sche Maschinenregel), womit eine mögliche γ -Komponente (Gleichtaktkomponente im System) nicht adäquat unterdrückt werden kann und daher im folgenden vernachlässigt wird (eine Alternative netzseitige Umrichter topologie wird in Abschnitt 4.2.5 vorgestellt und deren Parallelbetrieb diskutiert). Unter der berechtigten Annahme, dass die Parameter für alle drei Phasen identisch sind, kann das dynamische Modell des LCL-Filters

$$\begin{aligned}
 \underbrace{\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_f^{dq}(t) \\ \mathbf{u}_c^{dq}(t) \\ \mathbf{i}_g^{dq}(t) \end{pmatrix}}_{=: \mathbf{x}(t)} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_c + R_{f_i}}{L_{f_i}} \mathbf{I}_2 - \omega_g(t) \mathbf{J} & -\frac{1}{L_{f_i}} \mathbf{I}_2 & \frac{R_c}{L_{f_i}} \mathbf{I}_2 \\ \frac{1}{C_f} \mathbf{I}_2 & -\omega_g(t) \mathbf{J} & -\frac{1}{C_f} \mathbf{I}_2 \\ \frac{R_c}{L_{f_g}} \mathbf{I}_2 & \frac{1}{L_{f_g}} \mathbf{I}_2 & -\frac{R_{f_g} + R_c}{L_{f_g}} \mathbf{I}_2 - \omega_g(t) \mathbf{J} \end{bmatrix}}_{=: \mathbf{A}_{lcl} \in \mathbb{R}^{6 \times 6}} \mathbf{x}(t) \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{f_i}} \mathbf{I}_2 \\ \mathbf{O}_2 \\ \mathbf{O}_2 \end{bmatrix}}_{=: \mathbf{B}_{lcl} \in \mathbb{R}^{6 \times 2}} \underbrace{\mathbf{u}_f^{dq}(t)}_{=: \mathbf{u}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{O}_2 \\ \mathbf{O}_2 \\ -\frac{1}{L_{f_g}} \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}}_{=: \mathbf{B}_{d,lcl} \in \mathbb{R}^{6 \times 2}} \underbrace{\mathbf{u}_{pcc}^{dq}(t)}_{=: \mathbf{u}_d(t)} \\
 \mathbf{y}(t) &= \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{O}_2 & \mathbf{O}_2 & \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}}_{=: \mathbf{C}_{lcl} \in \mathbb{R}^{2 \times 6}} \mathbf{x}(t) = \mathbf{i}_g^{dq}(t) \\
 \mathbf{x}(0) &= \mathbf{x}_0,
 \end{aligned} \tag{56}$$

im (d, q) -Koordinatensystem folgendermaßen dargestellt werden, wobei L_{f_i} und L_{f_g} die umrichterseitige bzw. netzseitige Filterinduktivitäten beschreiben und C_f die Filterkapazität ist, während R_{f_i} , R_{f_g} und R_c jeweils die Serienwiderstände sind. Die Netzspannung \mathbf{u}_{pcc}^{dq} am PCC wird als Störgröße erachtet, während \mathbf{u}_f^{dq} die Stellgröße darstellt. Es ist zu beachten, dass die Netzfrequenz zeitlich variabel ist, aber zur Auslegung des Reglers wird die Annahme getroffen, dass im Modell $\omega_g(t) = \omega_{g,n}$ der nominellen Netzfrequenz entspricht. Aufgrund der strengen (engen) Vorgaben des zulässigen Netzfrequenzbandes ist diese Annahme gerechtfertigt. Das System aus (56) wird in diesem Kontext um die Integratorzustände $\boldsymbol{\xi}(t) := \int \mathbf{i}_{g,ref}^{dq}(t) - \mathbf{i}_g^{dq}(t) \in \mathbb{R}^2$ erweitert, um stationäre Regelfehler zu eliminieren (Zustandsregler mit Integralanteil). Man erhält

$$\frac{d}{dt} \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \boldsymbol{\xi}(t) \end{pmatrix}}_{=: \mathbf{z}(t) \in \mathbb{R}^8} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{lcl} & \mathbf{O}_2 \\ -\mathbf{C}_{lcl} & \mathbf{O}_2 \end{bmatrix}}_{=: \mathbf{A}_\xi \in \mathbb{R}^{8 \times 8}} \mathbf{z}(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B}_{lcl} \\ \mathbf{O}_2 \end{bmatrix}}_{=: \mathbf{B}_\xi \in \mathbb{R}^{8 \times 2}} \mathbf{u}(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B}_{d,lcl} \\ \mathbf{O}_2 \end{bmatrix}}_{=: \mathbf{B}_{d,\xi} \in \mathbb{R}^{8 \times 2}} \mathbf{u}_d(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{O}_6 \\ \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}}_{=: \mathbf{y}_{ref}(t) \in \mathbb{R}^2} \mathbf{i}_{g,ref}^{dq}(t) \tag{57}$$

als erweitertes Systemmodell, welches als Basis für einen kontinuierlichen LQI (Linear Quadratic Integral)-Reglerentwurf dient, bei welchem alle Zustandsgrößen (inklusive der integralen Zustände) berücksichtigt werden können. Die Rückkopplungsmatrix $\mathbf{K} := [\mathbf{K}_x \quad \mathbf{K}_\xi] \in \mathbb{R}^{2 \times 8}$ kann nach Auswertung der Kosten $J = \int_0^\infty \mathbf{z}(\tau)^\top \mathbf{Q} \mathbf{z}(\tau) + \mathbf{u}(\tau)^\top \mathbf{R} \mathbf{u}(\tau) d\tau$ über die Riccati-Gleichung bestimmt werden. Das Regelgesetz lautet schließlich

$$\mathbf{u}_{\text{ref}}(t) = -\mathbf{K}_x \mathbf{x}(t) - \mathbf{K}_\xi \boldsymbol{\xi}(t). \quad (58)$$

Bisher fanden alle Diskussionen über den Regler im (d, q) -Koordinatensystem statt, was nur wie erwartet funktioniert, wenn der Grundfrequenznetzwinkel $\hat{\phi}_{g,1}(t)$ genau geschätzt wird. Darüber hinaus ist es unter Störungen durch Harmonische und/oder asymmetrische Netzkomponenten herausfordernd, die korrekte Grundfrequenz zu extrahieren. Der FAO bietet die Möglichkeit, die Grundfrequenzkomponenten aller drei Phasen $\hat{\mathbf{u}}_{\text{pcc},1}^{abc}(t)$ und ihre Quadraturkomponenten $\mathbf{q}\hat{\mathbf{u}}_{\text{pcc},1}^{abc}(t)$ schnell zu schätzen. Daraus lässt sich ein dreiphasiges symmetrisches Mitsystem generieren, welches die Auswirkungen von asymmetrischen Eigenschaften ausgleicht. Die reelle (und realzeitfähige) Fortescue-Transformation (wie in [95] vorgeschlagen) kann hierzu angewendet werden, um das Mitsystem

$$\hat{\mathbf{u}}_{\text{pcc},1}^{abc+}(t) = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \hat{\mathbf{u}}_{\text{pcc},1}^{abc}(t) + \frac{\sqrt{3}}{6} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{q}\hat{\mathbf{u}}_{\text{pcc},1}^{abc}(t) \quad (59)$$

der Fundamentalkomponente zu erzeugen. Zunächst wird die Netzspannung des Mitsystems via Clarke-Transformation in das (α, β) -Koordinatensystem transformiert, d.h.

$$\hat{\mathbf{u}}_{\text{pcc},1}^{\alpha\beta+}(t) = \kappa_c \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} & -\frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \hat{\mathbf{u}}_{\text{pcc},1}^{abc+}(t). \quad (60)$$

Die Wahl des Clarke-Faktors $\kappa_c \in \{2/3, \sqrt{2/3}\}$ erlaubt entweder eine amplituden- oder leistungskorrekte Clarke-Transformation. Schließlich lässt sich der Netzwinkel

$$\hat{\phi}_{g,1}(t) = \text{atan2}(\hat{u}_{\text{pcc},1}^{\alpha+}, \hat{u}_{\text{pcc},1}^{\beta+}) \quad (61)$$

berechnen (alternativ ist der Einsatz einer PLL möglich, um Rauscheinflüsse zu minimieren) und erlaubt eine adäquate Netzspannungsorientierung des Umrichtersystems und eine entsprechende Netzsynchrisation durch eine Park-Transformation mit Park-Transformationswinkel $\hat{\phi}_p = \hat{\phi}_{g,1}$.

Abb. 52 zeigt die experimentellen Ergebnisse des Stromzustandsreglers, der sich über ein FAO mit dem Netz synchronisiert. Die Netzbedingungen sind zunächst normal (also nicht fehlerbehaftet; ohne Harmonische) und durchlaufen dann sprunghafte Frequenzänderungen, Störungen durch Harmonische und Amplitudenänderungen. Gleichzeitig sollen sowohl der d -Strom (Wirkstromkomponente) als auch der q -Strom (Blindstromkomponente) den variierenden Referenzen folgen. Es ist zu erkennen, dass in jedem Szenario sowohl FAO als auch der Zustandsregler ihre Aufgaben erfüllen. Unter Störungen folgt der Regler mit hoher Dynamik und Genauigkeit den Stromsollwerten, obwohl die Frequenzschätzung leichte Verzögerungen und Oszillationen aufweist. Somit lassen sich Wirk- und Blindleistung weiterhin (nahezu) unabhängig von einander und auch unter beliebigen Netzfehlern wie gewünscht steuern.

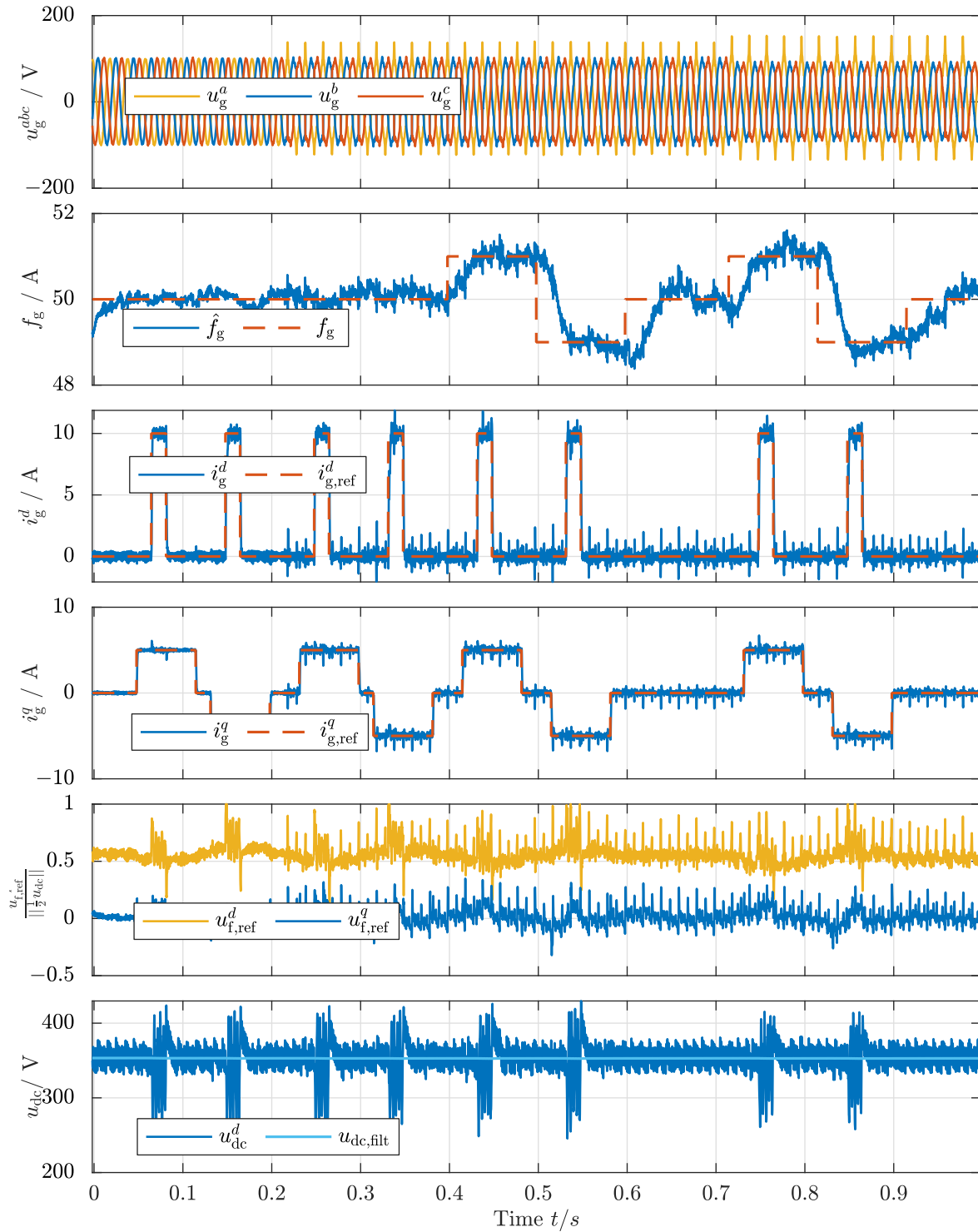


Abbildung 52: Messergebnisse des Closed-Loop-Experiments zur Stromzustandsregelung mit Frequency Adaptive Observer (Signale von oben nach unten): Netzspannungen \mathbf{u}_g^{abc} (z.T. fehlerbehaftet und mit Harmonischen), geschätzte Netzfrequenz f_g , netzseitiger Wirkstrom i_g^d , netzseitiger Blindstrom i_g^q , (normierte) netzseitige Umrichterreferenzspannungen $u_{f,\text{ref}}^d$ & $u_{f,\text{ref}}^q$ und Zwischenkreisspannung u_{dc} .

4.2.5 Parallelschaltung beliebig vieler netzseitiger Umrichtersysteme

Problemstellung: Herkömmliche Umrichtersysteme können lediglich zwei statt drei Spannungen unabhängig voneinander stellen. Somit können keine Gleichtakt- oder Kreisströme oder Störungen auf dem Neutralleiter aktiv kompensiert werden. Zusätzlich machen bestimmte Anwendungen die modulare Parallelschaltung beliebig vieler netzseitiger Umrichtersystem notwendig, wobei alle Umrichter aus einem Zwischenkreis-Bussystem gespeist werden. Es wurden daher eine Umrichtertopologie, entsprechende dynamische Modelle des Einzelsystems aber auch des parallelgeschalteten Gesamtsystems, ein 3D-Modulationsverfahren und übergeordnete Steuerungs- und Regelungsstrategien für dieses Zukunftsszenario entwickelt.

Modellierung des Einzelsystems: Das betrachtete Einzelsystem besteht aus einem dreiphasigen Umrichter mit geteiltem Spannungszwischenkreis (aufgebaut aus zwei Zwischenkreis-kondensatoren) und netzseitigem LC-Filter. Das Einzelsystem ist in Abb. 53 dargestellt und am PCC mit dem Netz verbunden. Im Vergleich zu den üblicherweise verwendeten zweistufigen

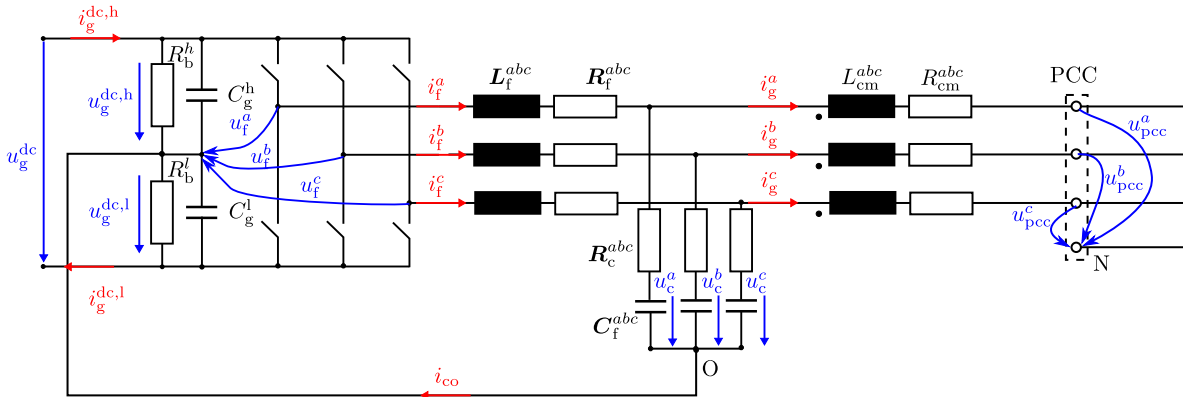


Abbildung 53: Umrichter mit geteilter Kapazität, dem LC-Filter und der Gleichtakt-drossel.

gen Umrichtern bietet diese Art von Umrichtern aufgrund des geteilten Zwischenkreises (mit mittigem Anzapfungspunkt) einen zusätzlichen Freiheitsgrad in Modulation und Spannungserzeugung. Dieser Freiheitsgrad ermöglicht die Regelung der Kreisströme im Parallelbetrieb (siehe später). Ein LC-Filter wird zwischen den Ausgang des Umrichters und den gemeinsamen Kopplungspunkt (PCC) eingebaut, um die durch die Schaltvorgänge verursachten Oberschwingungen zu reduzieren (filtern). Um Modulation, Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit des physikalischen Systems näher und realitätsnah untersuchen und auch die möglicherweise auftretenden Kreisströme rekonstruieren zu können, wurde eine (netzseitige) Gleichtakt-drossel [engl. „Common Mode (cm) Choke“] bei der Modellierung berücksichtigt.

Das mathematische Modell für einen einzelnen digitalen Zwilling des Umrichter-LC-Filter-

Subsystems ergibt sich somit zu

$$\begin{aligned}
\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{f,i}^{abc}(t) \\ \mathbf{u}_{c,i}^{abc}(t) \\ \mathbf{i}_{g,i}^{abc}(t) \end{pmatrix}}_{:=\mathbf{x}_i \in \mathbb{R}^9} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\mathbf{L}_{f,i}^{abc}\right)^{-1} \left(\mathbf{R}_{f,i}^{abc} + \mathbf{R}_{c,i}^{abc}\right) & -\left(\mathbf{L}_{f,i}^{abc}\right)^{-1} & \left(\mathbf{L}_{f,i}^{abc}\right)^{-1} \mathbf{R}_{c,i}^{abc} \\ \left(\mathbf{C}_{f,i}^{abc}\right)^{-1} & \mathbf{O}_{3 \times 3} & -\left(\mathbf{C}_{f,i}^{abc}\right)^{-1} \\ \left(\mathbf{L}_{cm,i}^{abc}\right)^{-1} \mathbf{R}_{c,i}^{abc} & \left(\mathbf{L}_{cm,i}^{abc}\right)^{-1} & -\left(\mathbf{L}_{cm,i}^{abc}\right)^{-1} \left(\mathbf{R}_{c,i}^{abc} + \mathbf{R}_{cm,i}^{abc}\right) \end{bmatrix}}_{:=\mathbf{A}_i \in \mathbb{R}^{9 \times 9}} \mathbf{x}_i(t) \\
&+ \underbrace{\begin{bmatrix} \left(\mathbf{L}_{f,i}^{abc}\right)^{-1} & \mathbf{O}_{3 \times 3} \\ \mathbf{O}_{3 \times 3} & \mathbf{O}_{3 \times 3} \\ \mathbf{O}_{3 \times 3} & -\left(\mathbf{L}_{cm,i}^{abc}\right)^{-1} \end{bmatrix}}_{:=\mathbf{B}_i \in \mathbb{R}^{9 \times 3}} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_{f,i}^{abc}(t) \\ \mathbf{u}_{pcc}^{abc}(t) \end{pmatrix} \\
\mathbf{x}_i(0) &= \mathbf{x}_{i,0}
\end{aligned} \tag{62}$$

wobei $i \in \{1, \dots, n\}$ aus der Menge aller $n \in \mathbb{N}$ parallel geschalteten Umrichter-LC-Filter Subsysteme ist. In Abb. 53 sind $\mathbf{i}_{f,i}^{abc}$, $\mathbf{u}_{c,i}^{abc}$, $\mathbf{i}_{g,i}^{abc}$ die jeweiligen Umrichterströme, Kondensatorspannungen bzw. netzseitigen Ströme. Die Systemmatrix \mathbf{A}_i und die Einkoppelmatrix \mathbf{B}_i beinhalten die durch den LC-Filter und die Gleichakttdrossel definierten Systemparameter $\mathbf{L}_{f,i}^{abc}$, $\mathbf{C}_{f,i}^{abc}$ und $\mathbf{L}_{cm,i}^{abc}$ der Filterinduktivität, Filterkapazität bzw. Gleichakttdrosselinduktivität, während $\mathbf{R}_{f,i}^{abc}$, $\mathbf{R}_{c,i}^{abc}$ und $\mathbf{R}_{cm,i}^{abc}$ ihre jeweiligen Serienwiderstände repräsentieren. Die geschalteten Ausgangsspannungen des Umrichters können unter der Annahme idealer Leistungsschalter, wie folgt, dargestellt werden

$$\mathbf{u}_{f,i}^{abc}(t) = \mathbf{s}_{f,i}^{abc}(t) \mathbf{u}_{g,i}^{dc,h}(t) + (\mathbf{1}_3 - \mathbf{s}_{f,i}^{abc}(t)) \mathbf{u}_{g,i}^{dc,l}(t) \in \mathbb{R}^3, \tag{63}$$

wobei $\mathbf{s}_{f,i}^{abc} \in \mathbb{R}^3$ die Schaltzustände des i -ten Umrichters repräsentieren und für jeden Einzelumrichter die algebraische Bedingung

$$\mathbf{u}_{g,i}^{dc,h} + \mathbf{u}_{g,i}^{dc,l} \stackrel{!}{=} \mathbf{u}_g^{dc} \tag{64}$$

gelten muss.

Optimierte Stromregelung eines Einzelsystems mit 3D-Raumzeigermodulation:

Wie im letzten Abschnitt gezeigt wurde, bietet die Umrichtertopologie mit geteiltem Kondensator die Möglichkeit drei unabhängige Ausgangsspannungen zu erzeugen. Dabei ist aber zu beachten, dass die DC-Seite mit der AC-Seite verkoppelt ist. Dies erweitert einerseits den Modulationsraum um eine zusätzlichen Freiheitsgrad (Null- bzw. γ -Komponente), andererseits erfordert es die Regelung des Kreisstroms.

Anders als bei der herkömmlichen Raumzeigermodulation [engl. „Space Vector Modulation (SVM)“] von zweistufigen-Umrichtern, bei der die sechs aktiven Schaltzustände rein auf der (α, β) -Ebene liegen, trägt bei der eingeführten Umrichtertopologie jeder Schaltzustand auch zu einer γ -Komponente bei und somit ist der Modulationsraum dreidimensional (3D). Die acht möglichen Schaltzustände

$$\mathbf{s}_f^{abc} \in \{\mathbf{s}_{f,1}^{abc}, \mathbf{s}_{f,2}^{abc}, \dots, \mathbf{s}_{f,8}^{abc}\} := \{(0, 0, 0)^\top, (1, 0, 0)^\top, \dots, (1, 1, 1)^\top\}$$

können, bei Anwendung der Clarke-Transformation, in die entsprechenden Spannungsvektoren des (α, β, γ) -Koordinatensystems umgewandelt werden: $\mathbf{v}^{\alpha\beta\gamma} \in \{\mathbf{v}_1^{\alpha\beta\gamma}, \mathbf{v}_2^{\alpha\beta\gamma}, \dots, \mathbf{v}_8^{\alpha\beta\gamma}\}$.

Die beiden Nullvektoren $\mathbf{v}_1^{\alpha\beta\gamma}$ und $\mathbf{v}_8^{\alpha\beta\gamma}$ tragen nur zur γ -Komponente bei, während die anderen sechs aktiven Vektoren nun zusätzlich zu ihren α - und β -Komponenten eine γ -Komponente besitzen [81].

Der mögliche Modulationsraum der vorgeschlagenen 3D-SVM erweitert sich vom bekannten Hexagon, gebildet von den sechs aktiven Vektoren, zu einem Würfel, gebildet von allen acht Spannungsvektoren. Dieser würfelförmige Modulationsraum ist in Abb. 54(a) im (α, β, γ) -Koordinatensystem dargestellt. Jeder Raumvektor beginnt am Mittelpunkt und erstreckt sich entlang einer Ecke des Würfels mit derselben Amplitude $\frac{\sqrt{2}}{2}u_g^{\text{dc}}$. Jedes Paar benachbarter aktiver Vektoren zusammen mit den Nullvektoren bildet ein Tetraeder, welches den auf die (α, β) -Ebene projizierten Sektoren entspricht (siehe Abb. 54(b)). Das Tetraeder kann weiter in zwei Untertetraeder unterteilt werden, indem eine Trennebene vom Mittelpunkt zur Seite des Würfels eingezogen wird. Zum Beispiel zeigt Abb. 54(a) das Untertetraeder, gebildet von $\mathbf{v}_2^{\alpha\beta\gamma}$, $\mathbf{v}_3^{\alpha\beta\gamma}$ und $\mathbf{v}_8^{\alpha\beta\gamma}$, dessen entsprechendes größeres Tetraeder von $\mathbf{v}_1^{\alpha\beta\gamma}$, $\mathbf{v}_2^{\alpha\beta\gamma}$, $\mathbf{v}_3^{\alpha\beta\gamma}$ und $\mathbf{v}_8^{\alpha\beta\gamma}$ gebildet wird. Die jeweiligen Vektoren können verwendet werden, um die darin befindlichen Referenzvektoren zu synthetisieren.

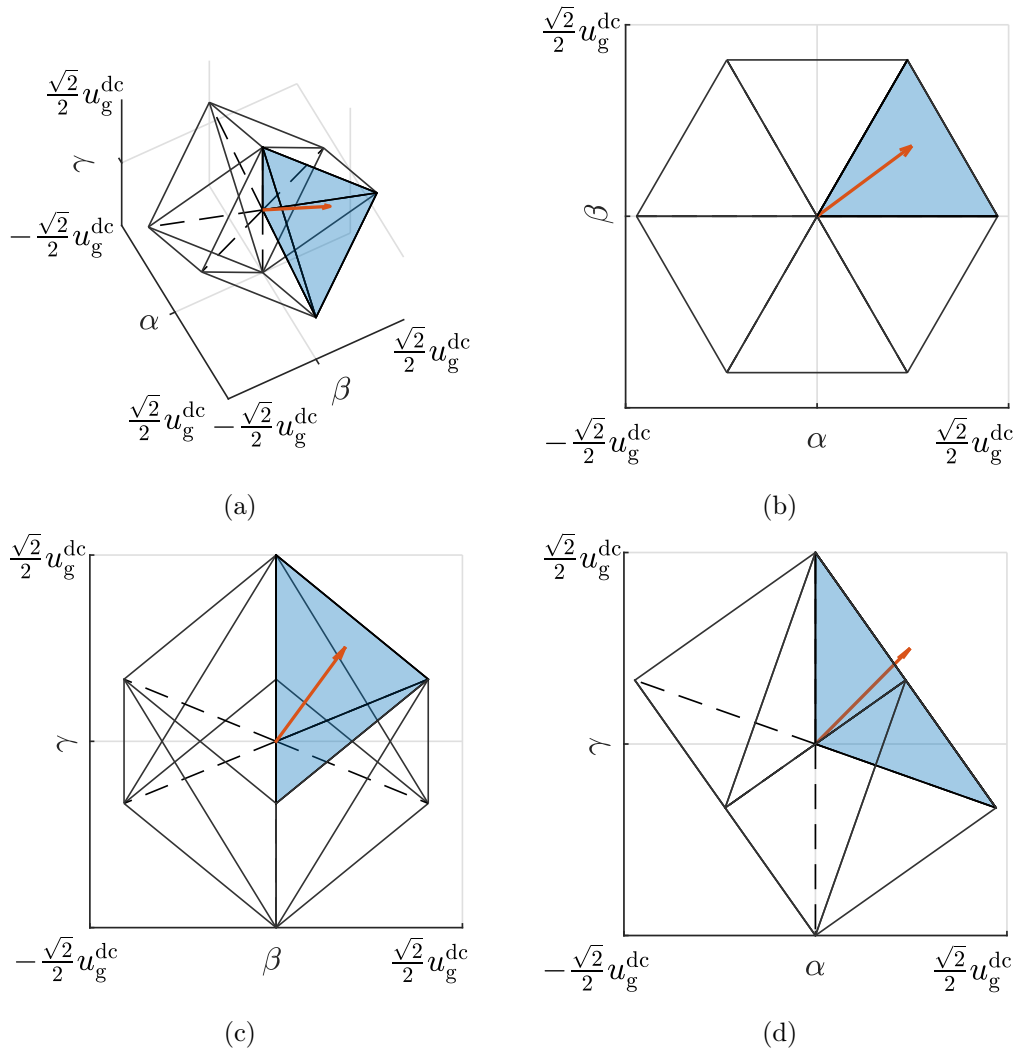


Abbildung 54: Modulationsraum der 3D-SVM mit exemplarischem Referenzvektor (rot), Modulationswürfel (a), aufgespannt von den acht Raumvektoren (gestrichelt), und Darstellung der Projektionen auf die (α, β) -Ebene (b), (β, γ) -Ebene (c) und (α, γ) -Ebene (d).

Um die Schaltfolge oder den Tastgrad zu ermitteln, müssen Tetraeder und Untertetraeder, in welchen der Referenzspannungsvektor liegt, in zwei Schritten identifiziert werden:

1. Finde den Sektor, indem der Referenzvektor auf die (α, β) -Ebene projiziert wird, wie in Abb. 54(b) dargestellt.
2. Identifiziere das Untertetraeder unter Berücksichtigung der γ -Komponente. Durch Definition des Trennflächen-Normalenvektors $\mathbf{v}_n := (\alpha_n, \beta_n, \gamma_n)^\top$, mit $\gamma_n \geq 0$, wird der Referenzvektor im oberen Untertetraeder, gebildet von $\mathbf{v}_8^{\alpha\beta\gamma}$, lokalisiert, wenn $\mathbf{v}_n^\top \mathbf{u}_f^{\alpha\beta\gamma} > 0$ gilt; andernfalls im Untertetraeder, gebildet von $\mathbf{v}_1^{\alpha\beta\gamma}$ (siehe Abb. 54(a)-(d)).

Für einen gegebenen Referenzspannungsvektor $\mathbf{u}_f^{\alpha\beta\gamma}$ verteilt das 3D-SVM die Schaltzustände während einer Schaltperiode auf die beiden identifizierten aktiven Vektoren $\mathbf{v}_{a,1}^{\alpha\beta\gamma}$, $\mathbf{v}_{a,2}^{\alpha\beta\gamma}$ und die beiden Nullvektoren. Diese zeitliche Verteilung kann analytisch in Abhängigkeit der Schaltvektoren und der Schaltperiode T_s mithilfe der Rechenvorschrift

$$\begin{pmatrix} T_1 \\ T_{a,1} \\ T_{a,2} \\ T_8 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1^{\alpha\beta\gamma} & \mathbf{v}_{a,1}^{\alpha\beta\gamma} & \mathbf{v}_{a,2}^{\alpha\beta\gamma} & \mathbf{v}_8^{\alpha\beta\gamma} \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} T_s \mathbf{u}_f^{\alpha\beta\gamma} \\ T_s \end{pmatrix} \quad (65)$$

bestimmt werden. Um eine realisierbare Lösung zu finden und den möglichen Modulationsraum vollständig zu nutzen, muss eine angemessene Sättigung des Referenzvektors angewendet werden, die die Länge des Spannungsvektors auf das Volumen des Würfels begrenzt, während die ursprüngliche Richtung des Vektors beibehalten wird. Für den exemplarischen (roten) Referenzvektor ist zu erkennen, dass seine Projektion auf die (α, γ) -Ebene in Abb. 54(d) den Modulationsbereich überschreitet. Die Sättigung wird demnach im identifizierten Untertetraeder wie folgt realisiert:

1. Projiziere den Mittelpunkt o des Würfels orthogonal auf die Begrenzungsebene des identifizierten Untertetraeders als neuen Mittelpunkt o' . Der Abstand zwischen ihnen beträgt $\|\mathbf{v}_{oo'}^{\alpha\beta\gamma}\| = \frac{1}{\sqrt{6}} u_g^{\text{dc}}$.
2. Berechne den Winkel θ_{ref} zwischen $\mathbf{u}_f^{\alpha\beta\gamma}$ und $\mathbf{v}_{oo'}^{\alpha\beta\gamma}$ unter Berücksichtigung der maximal möglichen Amplitude in identischer Referenzrichtung $\|\mathbf{u}_f^{\alpha\beta\gamma}\|_{\text{max}} := \frac{\|\mathbf{v}_{oo'}^{\alpha\beta\gamma}\|}{\cos \theta_{\text{ref}}}$.
3. Sättige die (neue) Referenz gemäß der Vorschrift $\mathbf{u}_f^{\alpha\beta\gamma} = \|\mathbf{u}_f^{\alpha\beta\gamma}\|_{\text{max}} \cdot \frac{\mathbf{u}_f^{\alpha\beta\gamma}}{\|\mathbf{u}_f^{\alpha\beta\gamma}\|}$.

Im Vergleich zur maximalen Amplitude von $\frac{1}{2} u_g^{\text{dc}}$ bei einer klassischen Puls-Weiten-Modulation (PWM), führt die vorgestellte 3D-SVM zu einer Erhöhung der synthetisierten Vektoramplitude auf bis zu $\frac{2}{3} u_g^{\text{dc}}$ bei Projektion auf die (α, β) -Ebene. Ein 2D-SVM wird hier nicht in Betracht gezogen, aufgrund der konstanten Beziehung der Schaltzeiten für $\mathbf{s}_{f,1}^{abc}$ und $\mathbf{s}_{f,8}^{abc}$, was einen unerwünschten Wert in der γ -Komponente verursachen würde.

Abschließend wird die vorgeschlagene 3D-SVM zusammen mit einem PI-Zustandsregler für die vorgeschlagene Topologie in MATLAB/Simulink implementiert und mithilfe von PLECS validiert. Abb. 55 zeigt das Blockdiagramm des geregelten Systems mit der vorgeschlagenen 3D-SVM, einem PI-LQR-Regler, (idealer) PLL, und der Rückführung der transformierten Systemzustände (Filterspannungen und -ströme). Wenn nicht alle Systemzustände messbar sind, kann alternativ ein Zustandsbeobachter implementiert werden. Die 3D-SVM gibt den

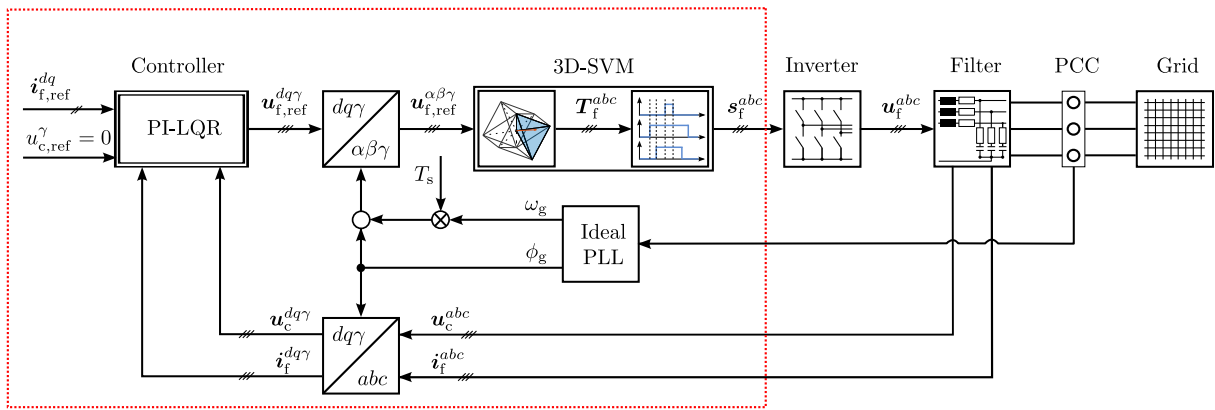


Abbildung 55: Blockdiagramm der vorgeschlagenen PI-Zustandsregelung mit 3D-SVM für die betrachtete netzseitige Umrichtertopologie mit geteiltem Zwischenkreis.

Schaltvektor an den Umrichter aus, der schließlich die Spannungen an das Filter anlegt. Zum Vergleich wird für dasselbe System auch ein konventioneller PI-Regler zur Stromregelung implementiert, dessen Auslegung gemäß des Betragoptimums erfolgte. Eine Störgrößenkompensation, Entkopplung und Umrichtertotzeitkompensation wurden für beide Verfahren ebenfalls implementiert (für weitere Details siehe [81] und [87]).

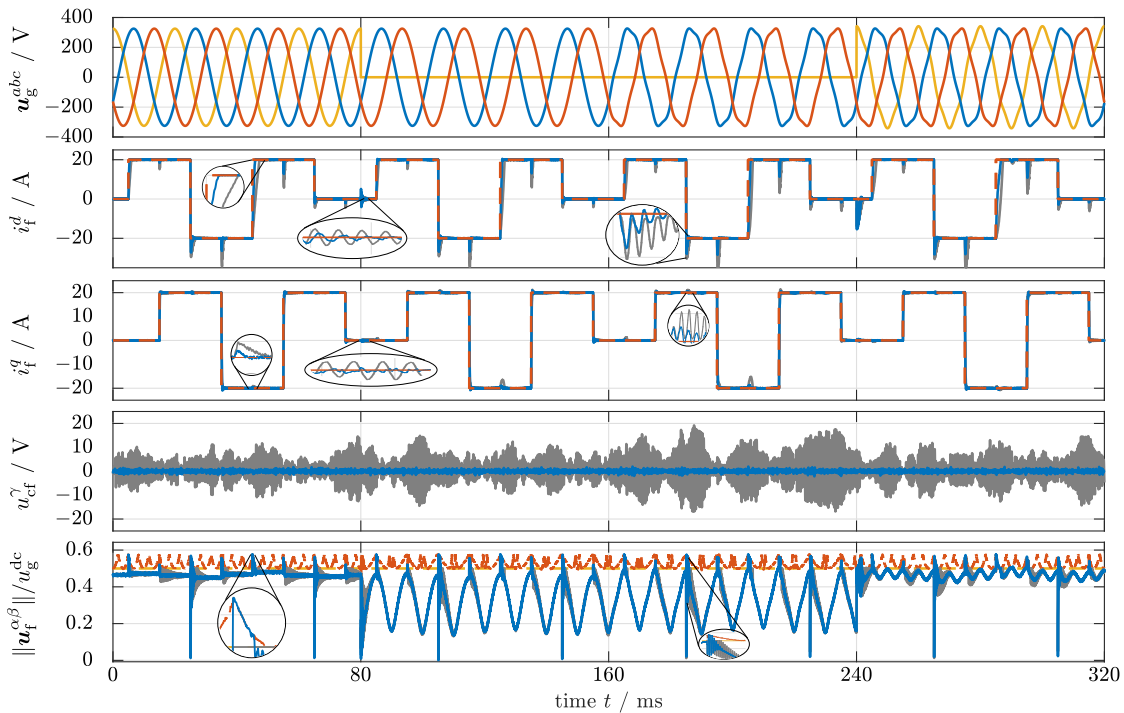


Abbildung 56: Vergleichende Simulationsergebnisse des vorgeschlagenen LQR-Reglers mit 3D-SVM [—] und einer konventionellen PI-Regelung mit PWM [—] (Signale von oben nach unten): Netzspannungen u_g^a [—], u_g^b [—] und u_g^c [—]; Filterströme i_f^d bzw. i_f^q (Referenzströme [---]); γ -Spannungskomponente u_{cf}^γ und Referenzspannungsamplitude $\|\mathbf{u}_f^{\alpha\beta\gamma}\|$ (mit Spannungsgrenzen für 3D-SVM [---] und PWM [-.-.-]).

Die Simulationsergebnisse sind in Abb. 56 dargestellt. Sie sind in vier Intervalle mit einer

jeweiligen Dauer von 80ms unterteilt. Jedes Intervall konfrontiert das geregelte System mit unterschiedlichen Netzbedingungen. Der Stromreferenzwert wird so gewählt, dass jeweils nur ein Referenzsprung gleichzeitig auftritt, jedoch in jedem Intervall wiederholt wird. So kann die Reglerperformanz sowohl während stationärer aber auch transients Bedingungen analysiert werden. Im ersten Intervall beginnt das System mit einer idealen Synchronisation bei symmetrischen und (ideal) sinusförmigen Spannungen. Anschließend im zweiten Intervall wird ein einphasiger Kurzschluss emuliert. Im dritten Intervall wird die 5. Harmonische hinzugefügt, die eine Amplitude von 5% des Nennwerts besitzt. Der schlimmste Fall wird im letzten Intervall gezeigt, in dem die ausgefallene Phase zurückkehrt, aber die harmonische Verzerrung bestehen bleibt. Während des vierten Intervalls muss der Umrichter die längsten Spannungsvektoren synthetisieren und erreicht dabei mehrfach seine Spannungsgrenzen.

Für beide Regler werden die Filterströme unter allen Netzbedingungen schnell und asymptotisch genau geregelt. Es gibt jedoch Unterschiede kurz nach den jeweiligen Stromreferenzsprüngen. Der LQR-Zustandsregler zeigt ein schnelleres Einregelverhalten, insbesondere für die d -Komponente, was zum Beispiel bei 45ms und 125ms ersichtlich ist, wenn der Strom i_f^d von $-20A$ auf $+20A$ springt. Der Vorteil zeigt sich auch in der Entkopplungsfähigkeit, die z.B. bei 45ms und 185ms sichtbar wird. Hier weist die PI-Zustandsregelung kleinere Regelfehler bei den Strömen $i_f^{\alpha\beta\gamma}$ auf. Darüber hinaus zeigt der LQR-Regler bei abrupten Netzverzerrungen wie z.B. bei den Zeitpunkten 80ms oder 240ms, bei denen der einphasige Kurzschluss sprungartig auftritt bzw. wieder aufgehoben wird, bessere Dämpfungseigenschaften. Zur kürzeren Einschwingzeit hat auch die Implementierung der 3D-SVM aufgrund des vergrößerten Modulationsbereichs (vollständige Ausnutzung des Würfels) beigetragen. Wie im untersten Teildigramm gezeigt, bleibt die maximale Referenzamplitude in der (α, β) -Ebene für die PWM mit $\frac{1}{2}u_g^{\text{dc}}$ konstant, wohingegen die Amplitudenbegrenzung der 3D-SVM je nach Ausrichtung des Referenzspannungsvektors variiert und größere Referenzamplituden als bei der PWM zulässt. Dies ermöglicht schneller auf Referenzsprünge zu reagieren und zusätzlich ein besseres Entkopplungs- und Störverhalten zu erzielen.

Neben der guten Performanz bei der Stromregelung unterscheiden sich die Verläufe der Spannungen an den Filterkapazitäten erheblich für beide Regler. Da u_f^γ durch den PI-Regler mit PWM nicht beeinflusst werden kann, zeigt die unregelte Spannung u_f^γ ausgeprägte Oszillationen mit einer Amplitude von bis zu $\pm 20V$. Im Vergleich hierzu kann der LQR-Zustandsregler mit 3D-SVM die Spannung u_f^γ nahe bei Null halten und erzielt somit insgesamt ein deutlich besseres Regelverhalten und reduziert darüber hinaus die Verluste im System durch Minimierung der Stromamplitude $|i_f^\gamma|$.

Modellierung und Validierung des Gesamtsystems: Obwohl jedes Einzelmodell separat parametrisiert werden kann, sind ihre Dynamiken miteinander gekoppelt, was zu einem Gesamtsystemverhalten der Ströme und Spannungen am PCC führt. Diese Verkopplung des Gesamtsystems ist in Abb. 57 illustriert. Das Gesamtmodell auf der höheren Systemebene für die PCC-Spannungen $\mathbf{u}_{\text{pcc}}^{abc} \in \mathbb{R}^3$ stellt die Grundlage für das Modell des Systems von digitalen Zwillingssystemen dar und entspricht somit einer Aggregation der Einzelmodelle der unteren

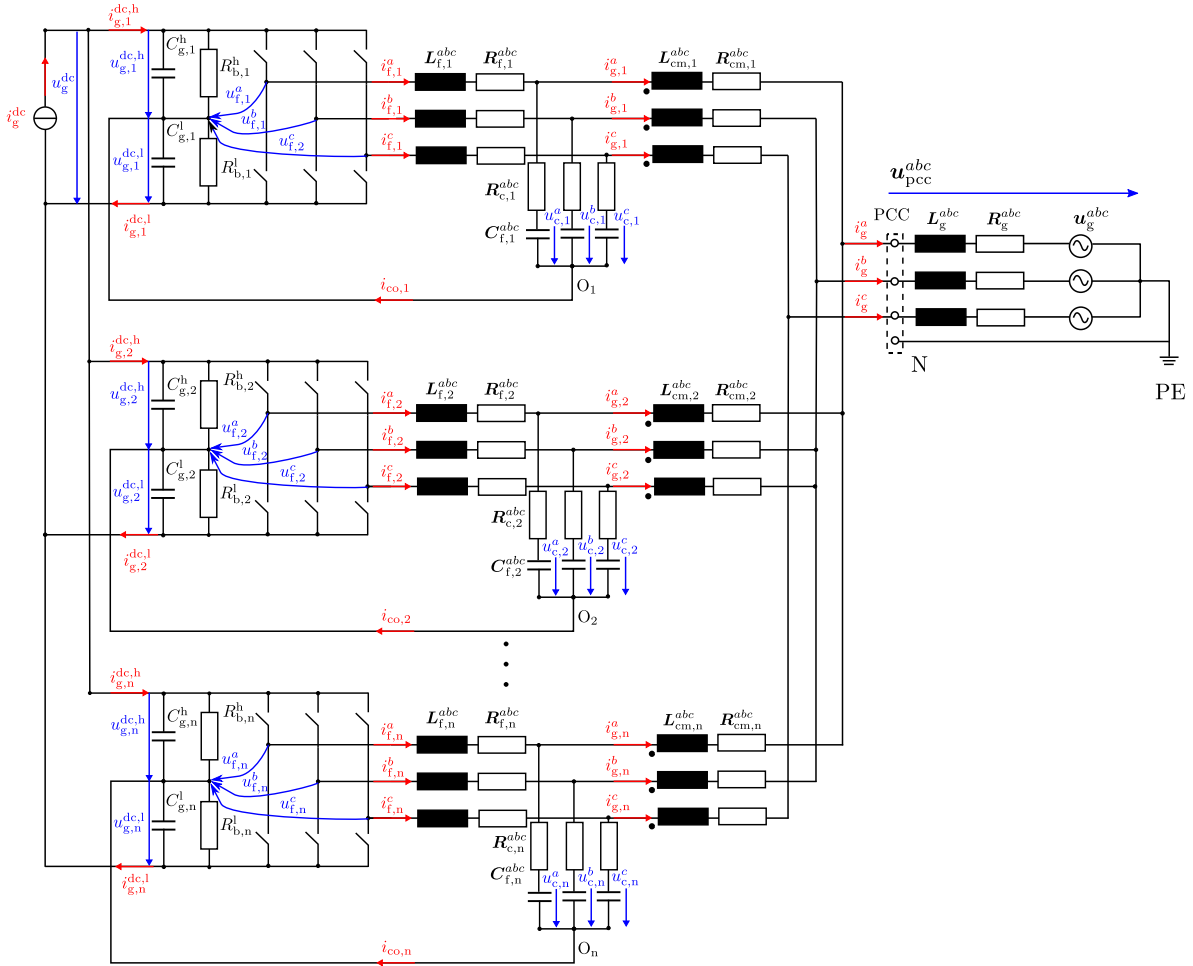


Abbildung 57: n parallel geschaltete Umrichter-LC-Filter Systeme mit Anbindung an das Netz.

Komponentenebene. Es folgt also für die PCC-Spannungen

$$\begin{aligned}
 \mathbf{u}_{\text{pcc}}^{abc}(t) &= \mathbf{u}_g^{abc}(t) + \mathbf{R}_g^{abc} \underbrace{\left(\sum_{i=1}^n \mathbf{i}_{g,i}^{abc}(t) \right)}_{=: \mathbf{i}_g^{abc}(t)} + \mathbf{L}_g^{abc} \frac{d}{dt} \left(\sum_{i=1}^n \mathbf{i}_{g,i}^{abc}(t) \right) \\
 &= \left(\mathbf{I}_3 - \mathbf{L}_g^{abc} \left(\mathbf{L}_{g,\text{cp}}^{abc} \right)^{-1} \left(\mathbf{I}_3 - \mathbf{I}_{g,\text{cm}}^{abc} \right) \right) \left(\mathbf{u}_g^{abc}(t) + \mathbf{R}_g^{abc} \mathbf{i}_g^{abc}(t) \right) \\
 &\quad + \mathbf{L}_g^{abc} \mathbf{L}_{\text{cp}}^{abc} \left(\mathbf{L}_{g,\text{cp}}^{abc} \right)^{-1} \left(\mathbf{I}_3 - \mathbf{I}_{g,\text{cm}}^{abc} \right) \sum_{i=1}^n \left(\mathbf{L}_{\text{cm},i}^{abc} \right)^{-1} \mathbf{u}_{\text{cm},i}^{abc}(t),
 \end{aligned} \tag{66}$$

wobei $\mathbf{u}_g^{abc} \in \mathbb{R}^3$ die Netzspannungen sind, während \mathbf{L}_g^{abc} und \mathbf{R}_g^{abc} die Netzimpedanz definieren und somit die Stärke des Netzes. Die Matrizen

$$\left. \begin{aligned}
 \mathbf{L}_{\text{cp}}^{abc} &:= \left(\sum_{i=1}^n \left(\mathbf{L}_{\text{cm},i}^{abc} \right)^{-1} \right)^{-1} \\
 \mathbf{L}_{g,\text{cp}}^{abc} &:= \mathbf{L}_g^{abc} + \mathbf{L}_{\text{cp}}^{abc} \\
 \mathbf{I}_{g,\text{cm}}^{abc} &:= \left(\mathbf{L}_{\text{cp}}^{abc} \right)^{-1} \mathbf{1}_3 \mathbf{1}_3^\top \mathbf{L}_{\text{cp}}^{abc} \left(\mathbf{L}_{g,\text{cp}}^{abc} \right)^{-1} \left(\mathbf{1}_3^\top \left(\mathbf{L}_{g,\text{cp}}^{abc} \right)^{-1} \mathbf{1}_3 \right)^{-1}
 \end{aligned} \right\}. \tag{67}$$

sind definiert, um die Kopplungseffekte zwischen Umrichtern und Netz kompakt zu kennzeichnen. Hierbei entspricht $\mathbf{L}_{cp}^{abc} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ den äquivalenten Induktivitäten aller parallel geschalteten Gleichtaktrosseln und $\mathbf{L}_{g,cp}^{abc} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ repräsentiert die Summe aus Netzinduktivitäten und parallel geschalteten Induktivitäten. Die Einführung der Matrix $\mathbf{I}_{g,cm}^{abc} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ dient dazu, die algebraische Bedingung

$$\mathbf{1}_3^\top \mathbf{i}_g^{abc} \stackrel{!}{=} 0 \quad (68)$$

darzustellen. Im symmetrischen Fall vereinfacht sich die Matrix zu $\mathbf{I}_{g,cm}^{abc} = \frac{1}{3} \mathbf{1}_3 \mathbf{1}_3^\top$. Die Gleichaktspannung [engl. „Common Mode Voltage“]

$$\mathbf{u}_{cm,i}^{abc}(t) := \underbrace{\mathbf{u}_{c,i}^{abc}(t) + \mathbf{R}_{c,i}^{abc} \mathbf{i}_{f,i}^{abc}(t) - \left(\mathbf{R}_{c,i}^{abc} + \mathbf{R}_{cm,i}^{abc} \right) \mathbf{i}_{g,i}^{abc}(t)}_{\text{Spannungsabfall an der Gleichtaktrossel}} - \underbrace{\mathbf{1}_3 \frac{\Delta u_{g,i}^{dc}(t)}{2}}_{\text{Potentialdifferenz}}. \quad (69)$$

jedes Einzelsystems i ist definiert als die Summe des Spannungsabfalls an der Gleichtaktrossel und der Potentialdifferenz zwischen Punkt N und O jedes Subsystems. Die Potentialdifferenz steht im Verhältnis zur Spannungsdifferenz⁸ zwischen den geteilten Zwischenkreiskondensatoren und lässt sich für jedes Einzelsystem i wie folgt beschreiben

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_{g,i}^{dc}(t) &:= u_{g,i}^{dc,h}(t) - u_{g,i}^{dc,l}(t), \\ \frac{d}{dt} \Delta u_{g,i}^{dc}(t) &= -\frac{1}{C_g} \left(\frac{\Delta u_{g,i}^{dc}(t)}{R_b} - \underbrace{\mathbf{1}_3^\top \left(\mathbf{i}_{f,i}^{abc}(t) - \mathbf{i}_{g,i}^{abc}(t) \right)}_{=: i_{co,i}(t)} \right) \\ \Delta u_{g,i}^{dc}(0) &= \Delta u_{g,i,0}^{dc}. \end{aligned} \right\} \quad (70)$$

Dies hat Auswirkungen auf die gesamte Zwischenkreisspannung u_g^{dc} , deren Zustandsänderung, ähnlich wie bei \mathbf{u}_{pcc}^{abc} , auch durch alle angeschlossenen Umrichter bestimmt wird, denn es gilt folgende Zwischenkreisdynamik des Gesamtsystems

$$\frac{d}{dt} u_g^{dc}(t) = \frac{1}{nC_g} \left(2i_g^{dc}(t) - \sum_{i=1}^n \underbrace{\left(2\mathbf{s}_{f,i}^{abc}(t) - \mathbf{1}_3 \right)^\top \mathbf{i}_{f,i}^{abc}(t)}_{=: i_{s,i}^{dc}(t)} - n \frac{u_g^{dc}(t)}{R_b} \right), \quad (71)$$

wobei i_g^{dc} der Strom ist, der von Erzeugerseite in den Zwischenkreis fließt (siehe Abb. 57). Abschließend fasst Abb. 58 den verschachtelten und verkoppelten Modellierungsansatz der parallel geschalteten Umrichtersysteme graphisch zusammen und zeigt die Beziehungen zwischen den einzelnen Modellen auf den verschiedenen Systemebenen auf.

Es ist zu erkennen, dass die Zustände auf DC-Seite und auf AC-Seite aufgrund der Verbindung zwischen dem Neutralpunkt der Filterkondensatoren und dem Mittelpunkt der geteilten Kondensatoren miteinander verkoppelt sind. Dies ermöglicht aber gleichzeitig, die Spannungsdifferenz zwischen den geteilten Kondensatoren mithilfe geregelter Kreisströme auf der AC-Seite auszugleichen.

Dieser modulare und hierarchische Modellierungsansatz entspricht dem eingeführten Konzept des Systems von digitalen Zwillingssystemen (siehe Definition in Abschnitt 3.3), bei dem

⁸Zur Vereinfachung der Darstellung für diesen Bericht wurde angenommen, dass alle Parameter $C_{g,i}^h = C_{g,i}^l = C_g$ und $R_{b,i}^h = R_{b,i}^l = R_b$ der einzelnen Subsysteme identisch sind. Allgemeingültige Ergebnisse können vom LMRES erfragt werden.

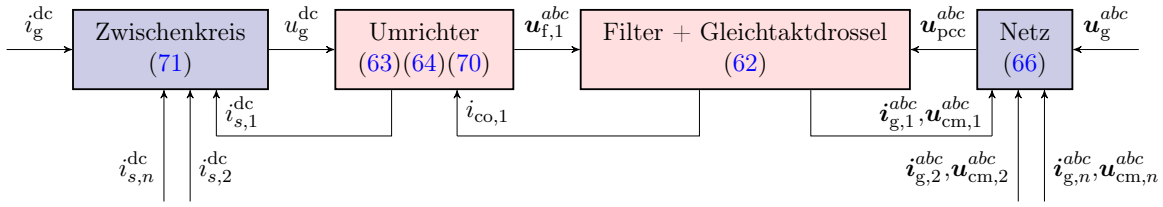


Abbildung 58: Modularer Modellierungsansatz der parallel geschalteten Umrichtersysteme für das System an digitalen Zwillingssystemen (SDTS).

die parallel miteinander verbundenen Teilsysteme der unteren Komponenten- und Anlagenebene zu den Modellen der oberen Netzebene beitragen und das Netzmodell wiederum die einzelnen Teilsysteme beeinflusst. Der modulare Aufbau des generischen Modells mit beliebiger Parametrierung ermöglicht somit eine flexible und modulare Erweiterung und Analyse des Gesamtsystems. Das mathematische Modell bzw. das entworfene System von digitalen Zwillingssystemen wurde simulativ in MATLAB/Simulink validiert, indem es mit einem physikalischen Gesamtsystemmodell, aufgebaut mithilfe der Simulationsplattform für leistungselektronische Systeme von PLECS, verglichen wurde. Wie in Abb. 59 gezeigt, konvergieren die Fehler der DC-seitigen Zwischenkreisspannung (oben) und der AC-seitigen Netzströme (unten) gegen Null. Die virtuellen Daten des Systems von digitalen Zwillingssystemen stimmen also nach einer kurzen Einschwingzeit exakt mit den realen Messdaten des physikalischen Gesamtsystems überein.

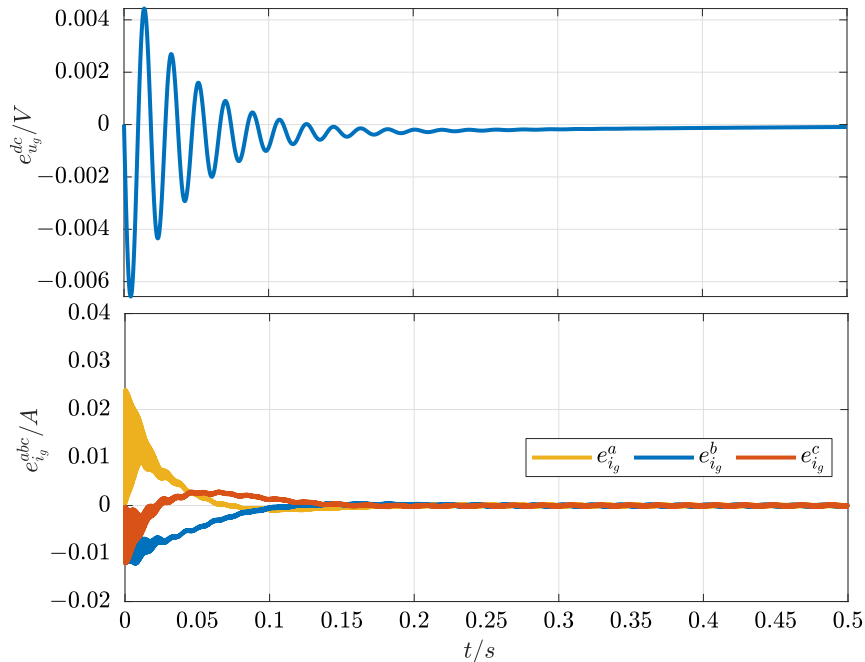


Abbildung 59: Validierung des Systems von digitalen Zwillingssystemen der parallel geschalteten netzseitigen Umrichter mit geteiltem Zwischenkreis.

4.3 Windparkströmungsschätzer

Die Modellierung der Windparkströmung erfolgte über die Kombination von low-fidelity Nachlaufmodellen und Techniken des maschinellen Lernens. Für statische Windbedingungen wurde ein selbstlernender Strömungsschätzer entwickelt. Die Modell lässt eine heterogene Windgeschwindigkeit innerhalb des Windparks zu. Weiterhin wurde die Möglichkeit einer heterogenen Windrichtungsanpassung implementiert. Zur weiteren Validierung der identifizierten Strömung wurde eine CFD-Simulation des Windparks genutzt. Die software OpenFOAM bot in der neuesten Version einige Randbedingungen, die speziell für die Simulation einer Terrainströmung geeignet sind.

Erstmals getestet wurde das Konzept an zwei verschiedenen Windparks. Der Windpark Sedinì befindet sich im Norden von Sardinien, einer großen Insel vor der Westküste Italiens. Eine Untergruppe von Turbinen war Gegenstand einer Testkampagne zur Strömungssteuerung, bei der sowohl Nachlaufsteuerung als auch axiale Induktionssteuerung zum Einsatz kam. Aufgrund dieser früheren Aktivitäten war das Verhalten des Windpark bereits mit verschiedenen Nachlaufmodellen untersucht worden [96]. An diesem Standort ist das Gelände komplex, sowohl außerhalb als auch innerhalb der der Windenergieanlagen, Vegetation ist vorhanden, und die Turbinen sind von zwei verschiedenen Typen und Nabenhöhen. Dies sind alle Charakteristika, die die Sedinì-Windanlage zu einem anspruchsvollen Testfall machen. Der Park ist für minimale Nachlaufverluste bei der vorherrschenden (westlichen) Windrichtung ausgelegt, und signifikante Nachlaufeffekte sind nur bei bestimmten Turbinen zu erwarten. Zusätzlich zum dem Layout zeigt Abb. 60 (b) auch das Gitter der Strömungskorrekturknoten, das der Einfachheit halber auf einem regelmäßigen Netz basiert. Die Knotenabstände wurden angepasst, um die wichtigsten Geländeeffekte zu erfassen. Das Ergebnis der CFD Simulation (a) wird durch zusätzliche Korrekturen (b) zu einer kombinierten Strömung (c) verbessert. Dadurch werden Modellannahmen (CFD Navier-Stokes Gleichungen) und reale Daten der Turbinen kombiniert. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die Geländeströmung in derselben Größenordnung, wie die Korrekturen aus dem Strömungsschätzer liegen.

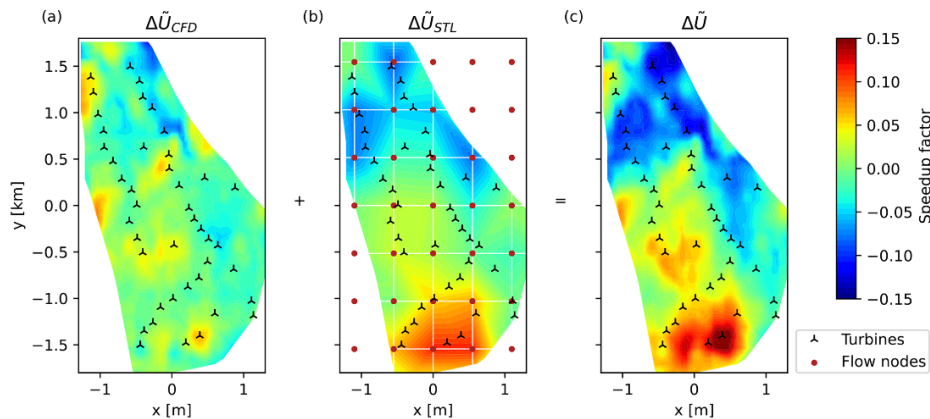


Abbildung 60: Initiales CFD-generiertes heterogenes Strömungsfeld (a), datengetriebenes, gelerntes Korrekturfeld (b), kombiniertes, resultierendes Strömungsfeld (c). Alle Ergebnisse gelten für westliche Windrichtung.

Das entwickelte Modell zur Windparkströmung wurde an einem weiteren Windpark in Dänemark getestet. Hier vor der Dänischen Küste unterscheiden sich die Umgebungsbedingungen wesentlich von dem bisherigen analysierten Onshorepark. Der Offshore-Windpark Anholt liegt etwa 20 km östlich der dänischen Küste im Kattegat, einem flachen Meer zwischen die Halbinsel Jütland und die Westküste Schwedens. Die Beschaffenheit der jütländischen Küstenlinie

beeinflusst den westlichen Zufluss zum der Farm und schafft einen Gradienten, der in Abb. 61 sichtbar ist. Angesichts des Fehlens der kleinräumigen orografischen Effekte in Sedin wurde in diesem Fall ein gröberes Netz von Strömungskorrektionsknoten gewählt. Die große Anzahl an Turbinen mit zahlreichen Nachlaufwechselwirkungen ein interessanter Testfall für das Vorhandensein signifikanter interner und externer Parkeffekte. Auch hier konnten mit der Methodik erstmals globale Strömungseffekte beobachtet werden, die die Windparkleistung beeinflussen. Die Korrekturmethode erkannte das Vorhandensein von Gradienten in der Anströmung sowie das Vorhandensein eines stark richtungs- und stabilitätsabhängigen sehr heterogenen Strömungsfeldes innerhalb des Windparks. Der Vergleich mit WRF-Simulationen bestätigte den Ursprung der Zuflussgradienten durch das Vorhandensein von Küstenlinien in unmittelbarer Nähe der Anlagen, wie bereits von anderen Autoren beobachtet. Die interne Parkströmung wies deutliche lokale Beschleunigungen in der Nähe der Parkränder, was darauf hindeutet, dass die Strömung um das Hindernis, das der Park darstellt, "herum fließt". Die beobachtete Strömung innerhalb der Anlage scheint durch das Wachstum der der Grenzschicht über dem Park verursacht zu werden. Allerdings wurde die Interpretation der Ergebnisse durch die Auswirkungen der Kombinationseffekte, die durch die Interaktion mehrerer Wirbelschleppen an der Hinterkante des Parks auftreten beeinflusst. Es wurde festgestellt, dass Änderungen am des Modells der Wirbelschleppenkombination die ermittelte Bodenströmung beeinflussen können. Die Ergebnisse für die beiden Windparks wurden in einer Journalveröffentlichung zusammengefasst [97].

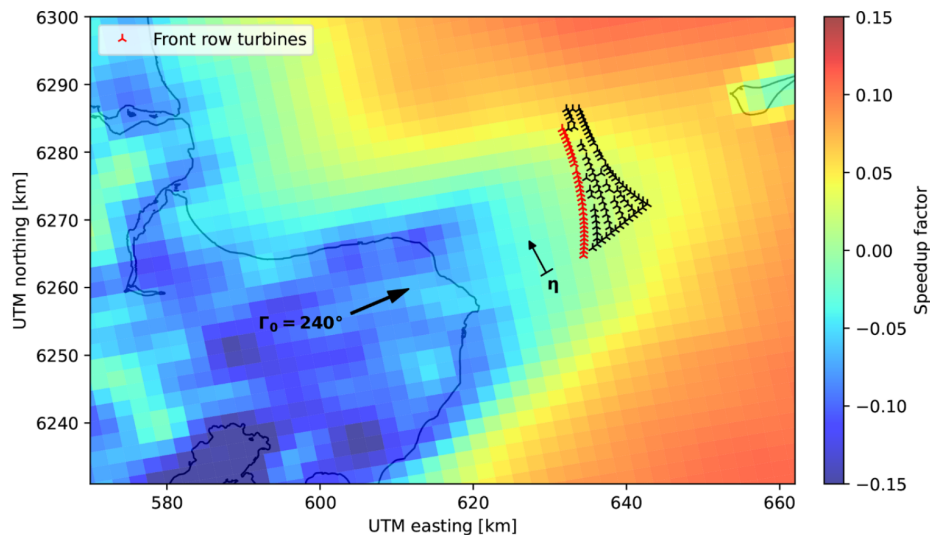


Abbildung 61: WRF-berechnetes Windgeschwindigkeitsfeld in der Nähe des Standorts Anholt für Windrichtungen von $240 \text{ Grad} \pm 5 \text{ Grad}$ in Nabenhöhe unter instabilen Bedingungen ohne Berücksichtigung der Windenergieanlagen. Die Speedup-Faktoren beziehen sich auf den Mittelwert der ersten Reihe. Die Koordinatenrichtung η ist senkrecht zur Windrichtung

Die Methodik wurde weiterhin in einer Blindstudie mit anderen Methoden verglichen [98]. Hier wurde ein französischer Onshore Windpark analysiert. Außerdem kommt die Methodik zum Einsatz um Windtunnelversuche zu modellieren. Sie kann dabei helfen ein genaueres Bild der Ungleichmäßigkeiten der Anströmung im Windtunnel zu erhalten. Diese Anwendung wurde bei der TORQUE Konferenz vorgestellt [99]. Weiterhin kam der Strömungsschätzer bei den in Abschnitt 5.1 vorgestellten Referenzszenarien 1-2 zur Anwendung.

Künftige Anwendungen der Windenergiesteuerung erfordern Surrogat-Strömungsmodelle, die Prozesse auf kurzen Zeitskalen erfassen können. Dynamische Erweiterungen von Nachlauf-

modellen könnten eine nützliche kostengünstige Lösung sein. Bislang wurden die Vorschläge vor allem in LES- oder LIDAR-Kampagnen getestet. Gleichzeitig werden zunehmend leicht zugängliche SCADA-Messungen von Turbinen direkt zur Eingabe oder Validierung von Modellen verwendet. Neu verfügbare hochauflösende Aufzeichnungen ermöglichen die Untersuchung von Prozessen auf kürzeren Zeitskalen. Für dynamische Windbedingungen wurde daher ein dynamisches Nachlaufmodell entwickelt. Dieses nutzt ein einfaches statisches Nachlaufmodell und diskretisiert die Auflösung in Stromrichtung. Dadurch kommen Veränderungen in Windrichtung oder Windstärke erst mit einer Zeitverzögerung bei stromabwärts gelegenen Anlagen an. Das Modell wurde mit realen Betriebsdaten aus einem englischen Park getestet [100]. Die Studie untersuchte die Modellierungsmöglichkeiten eines dynamischen Nachlaufmodells unter Verwendung von hochfrequenten SCADA-Daten. Daher wurden die Daten zunächst auf Kreuzkorrelation und Zeitverzögerungen analysiert. Zweitens wurde das dynamische Nachlaufmodell, initialisiert SCADA-Messungen initialisiertes dynamisches Nachlaufmodell zur Vorhersage einer Interaktion zwischen zwei Turbinen verwendet. Ein Offline-Anpassungs Algorithmus wurde verwendet, um das Modell für die kürzeren Zeitskalen anzupassen. Die Ergebnisse zeigen, dass Verzögerungseffekte bei der Modellierung kürzerer Zeitskalen berücksichtigt werden müssen. Das vorgestellte Low-Fidelity dynamische Nachlaufmodell kann gefilterte Fluktuationen erfassen. Der Fehler wird reduziert und die Korrelation erhöht. Ähnliche Ergebnisse wurden bei der Untersuchung anderer Turbinenpaare im Cluster erzielt. Gründe für Abweichungen und mögliche Verbesserungen könnten sein: Die Windfahne der Gondel liefert keine Informationen über vertikale Fluktuationen. Daraus folgt, dass im Modell die Nachlaufbewegungen in vertikaler Richtung fehlen. Die Mäanderbewegung in vertikaler Richtung wird durch den Boden eingeschränkt und sollte dadurch einen geringeren Einfluss haben. Weiterhin wird die Windfahne der Gondel durch den Rotor beeinflusst. Robustere Filteralgorithmen könnten das Signal verbessern. Möglicherweise unter Verwendung der Windrichtungsinformationen von umliegenden Anlagen.

Darüber hinaus wurde dem Modell eine weitere Entwicklung hinzugefügt [101]. Durch einen Kalmanfilter ist der Strömungsschätzer in der Lage Messungen, die an den einzelnen Windenergieanlagen anfallen, für die Korrekturen des Modells zu nutzen. Der Kalmanfilter wurde in einem Szenario mit zwei Windturbinen getestet. Eine hochauflösende LES CFD Simulation fungierte als Basisfall. Abb. 62 (a) zeigt die Strömungssimulation. Abb. 62 (b) zeigt das von der TUM entwickelte dynamische Nachlaufmodell, welches als Strömungsschätzer fungiert. Es ist zu sehen, wie die Mittellinie des Nachlaufs in beiden Modellen Übereinstimmung zeigt. Der implementierte Kalmanfilter ist in der Lage, Messungen der abgeschatteten Anlage zur Korrektur des Modells zu nutzen. In dem gezeigten Fall wurde die Leistung der zweiten Anlage genutzt, um die Position und Windgeschwindigkeit des Nachlaufs der ersten Anlage zu korrigieren. Die Ergebnisse zeigen, dass der korrigierte Nachlauf eine bessere Übereinstimmung mit der CFD Simulation aufweist. Das dynamische Modell kann daher auch online betrieben werden und stellt damit eine nützliche Erweiterung zur Verwendung als digitaler Zwilling dar.

Als letzter Punkt wurden die beiden genannten Strömungsmodelle genutzt um die Einströmbedingungen für Lastberechnungen abzuschätzen. Dadurch konnte erstmals eine Windparkregelung entwickelt werden, die nicht nur auf den Ertrag, sondern auch auf auftretenden Lasten Bezug nimmt. Die entwickelte neuartige Regelungsstrategie wurde im Windkanal getestet. Sie wird in Abschnitt 5.3 genutzt.

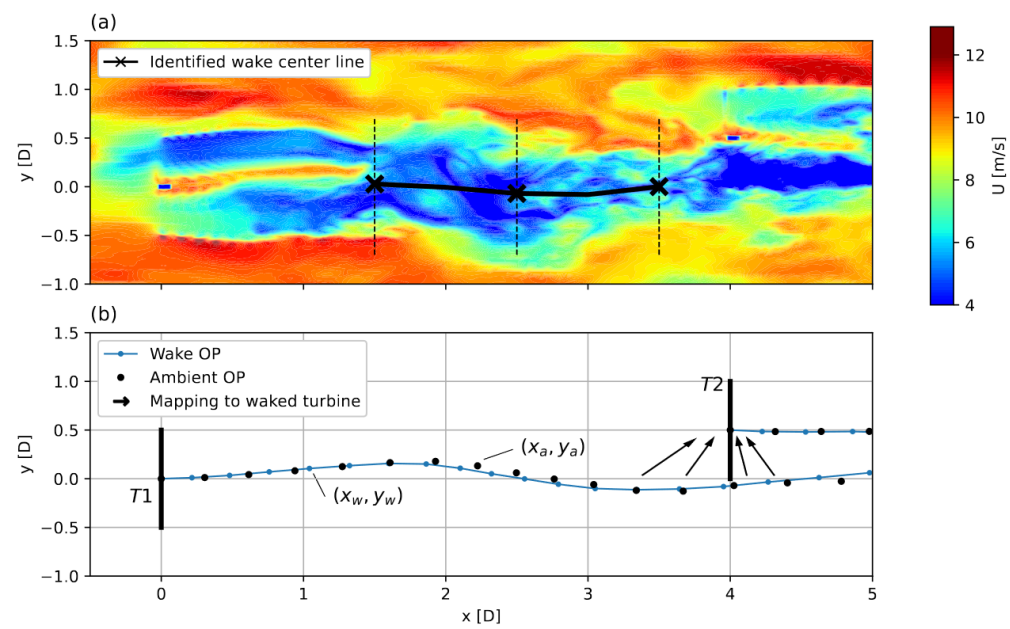


Abbildung 62: Vergleich von CFD-Strömungssimulation (a) und dem entwickelten dynamischen Nachlaufmodell (b)

4.4 Photovoltaik

Im globalen Photovoltaik-Markt nimmt der Anteil von bifazialen PV-Modulen, die auch die auf die transparente Modulrückseite einfallende Solareinstrahlung nutzen und dadurch einen Leistungszuwachs erzielen können, stark zu und wird voraussichtlich in wenigen Jahren dominieren [102, 103]. Während für diesen Modultyp normative Messvorschriften für die Referenzleistung bereits seit einiger Zeit vorliegen, ist die Modellierung und Überprüfung der Betriebserträge noch mit großen Unsicherheiten behaftet. Auch gibt es bisher nur wenig Betriebserfahrung mit bifazialen PV-Parks in Mitteleuropa. Der tatsächliche Mehrertrag von bifazialen PV-Systemen im Vergleich zu entsprechenden Anlagen mit monofazialen PV-Modulen ist stark von Standort, Geometrie und Ausführung des jeweiligen PV-Systems abhängig. Die experimentelle Überprüfung ist bislang wegen des Fehlens geeigneter Referenzen unbefriedigend, da der Vergleich zu PV-Installationen mit monofazialen Modulen mit deutlichen Unsicherheiten behaftete Korrekturen erfordert, wenn diese monofazialen Module eine abweichende Geometrie oder andere optische und thermische Eigenschaften aufweisen. Das ZSW hat deshalb eine innovative Methode entwickelt, bei der aus bifazialen PV-Modulen durch Blockierung der Rückseitenstrahlung ideal angepasste monofaziale Referenzmodule gebildet werden [104]. Den Zugewinn der Erzeugungsleistung für eine bifaziale PV-Anlage mit physikalischen Modellen zu berechnen und den tatsächlichen Ertrag zu prognostizieren, stellt eine Herausforderung dar, weil die rückseitige Einstrahlung von einer Vielzahl von Faktoren beeinflusst wird [105]. Sie hängt nicht nur von der aktuellen Verteilung von direkter und diffuser Solarstrahlung ab, sondern zusätzlich vom Reflexionsverhalten der Umgebung, welches durch viele Parameter wie Geometrie und Materialien der Anlagenbauten, Zustand der Bodenoberfläche und Verschattungen durch die rückseitige Gestellstruktur bestimmt wird.

4.4.1 Physikalische Referenzanlage des ZSW Im Rahmen des Vorhabens dient die bifaziale Photovoltaikanlage des ZSW auf dem Testfeld Widderstall als Referenzanlage. Die Anlage besteht aus insgesamt 22 PV-Modulen auf einem Tragegestell, welches jedoch nicht für bifaziale Module bzw. die zusätzliche rückseitige Einstrahlung optimiert ist. Die verwendeten Module sind vom Modell Excellent Glass/Glass M60 bifazial des Herstellers Sonnenstromfabrik. Vor der Montage wurde durch Labormessungen mithilfe eines Blitzlicht-Sonnensimulators ein Bifazialitätsfaktor der Module von 69,5 % bestimmt. Die 22 Module sind in zwei Modulsträngen verschaltet, die unabhängig voneinander an den beiden Eingängen eines Wechselrichters betrieben werden. Für den Vergleich mit einem monofazialen System wurde bei einem Strang die Rückseite der Module mit einer lichtundurchlässigen Folie abgeklebt. Dies führt auch zu einem Leistungsverlust an der Vorderseite, da die Einstrahlung der Vorderseite innerhalb des Moduls weniger stark reflektiert wird. Durch Kontrollmessungen wurde ein Leistungsverlust von 3,3 % gemessen und die gemessenen Betriebsdaten entsprechend korrigiert. Der erzielte bifaziale Gewinn über den gesamten Messzeitraum liegt bei ca. 7%. Bei der Installation des Systems wurden die Module in 3 Reihen übereinander angeordnet. Damit die Beeinflussung der Leistung durch unterschiedliche Abstände zum Boden bei beiden Strängen möglichst gleich ist, wurden bei beiden Strängen in der oberen und unteren Reihe jeweils 4 Module und in der mittleren Reihe jeweils 3 Module installiert. In einer initialen ca. 3,5-monatigen Verifizierungsphase wurde überprüft, dass beide Stränge die gleichen Ergebnisse liefern, wenn sie bifazial operieren. Nach Beendigung dieser Phase wurde einer der Stränge an der Rückseite wie beschrieben abgeklebt.



(a)



(b)

Abbildung 63: PV-System mit bifazialen PV-Modulen. PV-Generator (a), Wechselrichter u. Messtechnik (b)

Messtechnischer Aufbau Die Messtechnik der beiden Stränge der bifaziale PV-Anlage und ihrer Umgebung liefert die Datengrundlage für die Modellierungsansätze, die in den Abschnitten 4.4.2 bis 4.4.4 beschrieben werden. Am Wechselrichter werden Stromstärke, Spannung und Leistung DC- und AC-seitig kontinuierlich gemessen. Wie in Abb. 64 gezeigt, sind beide Stränge an jeweils einem Modul mit einer Temperaturmessstelle ausgestattet. Neben den anlagenspezifischen Messgrößen werden auch die meteorologischen Zustände in der Umgebung der Anlage gemessen. In unmittelbarer Nähe des Versuchsstandes befindet sich neben einer Temperaturmessstelle für die Außentemperatur auch ein Pyranometer zur Bestimmung der Globalstrahlung ($GHI = \text{Global Horizontal Irradiance}$). Zusätzlich wird mit einem weiteren Pyranometer, welches waagrecht zum Boden hin ausgerichtet ist, auch die vom Boden reflektierte Rückstrahlung (RHI) gemessen. Aus diesen beiden Messgrößen wird die sogenannte Albedo bestimmt, die als Verhältnis von RHI zu GHI ($Albedo = \frac{RHI}{GHI}$) definiert ist. Eine Albedo von 1.0 würde dementsprechend bedeuten, dass die Strahlung am Boden vollständig reflektiert wird. Unter Schneebedingungen lassen sich Werte für Albedo zwischen 0,55 und 0,98 beobachten [105], auf begraster Fläche liegt die Albedo im Bereich von 0,20 bis 0,35. Wie in Abb. 64 dargestellt, wird zusätzlich zur Globalstrahlung auch die Einstrahlung in der Modulebene ($POA = \text{Plane of Array}$) sowohl auf der Vorderseite als auch auf der Rückseite mittels eines Pyranometers gemessen.

Basierend auf den gemessenen Daten werden für die Modellierungsansätze drei Eingangsdatensätze definiert, die in Tabelle 6 gelistet sind. Das Eingangsdatenset *meteo* beinhaltet lediglich die standortspezifischen meteorologischen Daten. Dies umfasst neben der GHI auch die Außentemperatur. Weitere Messdaten aus der Modulebene werden im Datenset *poa* berücksichtigt, das die vorderseitige POA -Einstrahlung, jedoch keine Informationen über rückseitige bzw. von der Umgebung reflektierende Einstrahlung. Abschließend enthält *full* im Rahmen der erhobenen Daten das vollständige Datenset. Neben den meteorologischen Messdaten aus der Umgebung sowie den Messdaten aus der vorderseitigen Modulebene und der Modultemperatur wird dabei auch die rückseitige Einstrahlungsmessung für *full* verwendet.

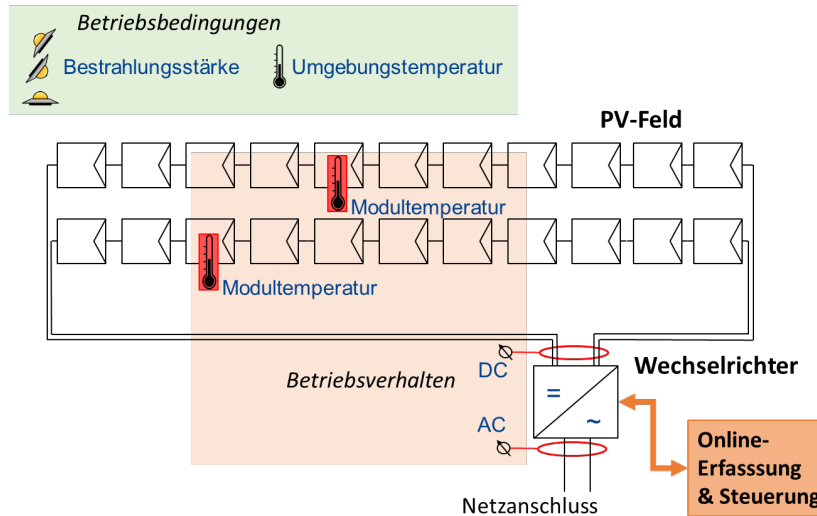


Abbildung 64: Messtechnischer Aufbau

Tabelle 6: Verwendung von Sensordaten in den Varianten

| Variantenbezeichnung | Einstrahlung | | | | Temperatur | |
|----------------------|--------------|----------|---------------|--------------|------------|-----------|
| | GHI | $Albedo$ | POA_{front} | POA_{back} | T_{amb} | T_{mod} |
| meteo | ✓ | ✗ | ✗ | ✗ | ✓ | ✗ |
| poa | ✓ | ✗ | ✓ | ✗ | ✓ | ✗ |
| full | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ | ✓ |

4.4.2 Physikalischer Modellierungsansatz Zur physikalischen Modellierung der PV-Module wird das in der Literatur bekannte Eindiodenmodell verwendet. Wie in Abb. 65 dargestellt, wird dabei ein PV-Modul als Verschaltung einer modifizierten Diode und einer Stromquelle betrachtet. Neben der (modifizierten) Diode ist im Schaltplan ein Parallelwiderstand R_{sh} und ein Serienwiderstand R_s enthalten. Die Stromquelle liefert den Photostrom I_L , der durch die effektive Einstrahlung erzeugt wird. Die Strom-Spannungskennlinie eines

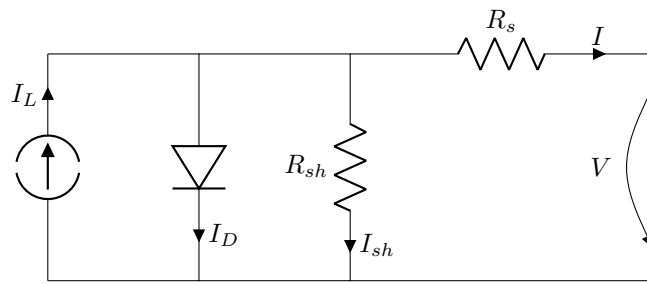


Abbildung 65: Eindiodenmodell eines PV-Moduls.

PV-Moduls ergibt sich aus dem folgenden Zusammenhang:

$$I = I_L - I_D - I_{sh} = I_L - I_0 \left[e^{\frac{V + IR_s}{a}} - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \quad (72)$$

Dabei bezeichnet I_0 den Rückstrom an der Diode. Der Parameter a ist ein modifizierter Idealitätsfaktor, der mithilfe des Dioden-Idealitätsfaktors n und physikalischer Konstanten nach

$a \equiv \frac{nkTN_s}{q}$ mit der Boltzmann Konstante k ($1.381 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$), Zelltemperatur T , der Anzahl der Zellen in Reihe N_s und der Elementarladung q ($1.602 \cdot 10^{-19} \text{ Coulomb}$) bestimmt wird.

Modellparametrisierung Die fünf Modellparameter I_L , I_0 , R_s , R_{sh} und a können den Herstellerangaben nicht direkt entnommen werden und werden zunächst über die Gleichungen (73), (74) und (76) approximiert.

$$I_L = \frac{S}{S_{ref}} [I_{L,ref} + \alpha_{lsc}(T_c - T_{c,ref})] \quad (73)$$

$$I_0 = I_{0,ref} \cdot \left(\frac{T_c}{T_{c,ref}}\right)^3 \cdot e^{\frac{qE_g}{(k\gamma)} \cdot \left(\frac{1}{T_{c,ref}} - \frac{1}{T_c}\right)} \quad (74)$$

$$R_{sh} = R_{sh,base} + (R_{sh,0} - R_{sh,base}) \cdot e^{-R_{sh,exp} \cdot \left(\frac{S}{S_{ref}}\right)} \quad (75)$$

$$R_{sh,base} = \max\left[\left(\frac{R_{sh,ref} - R_{sh,0} \cdot e^{-R_{sh,exp}}}{1 - e^{-R_{sh,exp}}}\right), 0\right] \quad (76)$$

Die Ströme $I_{L,ref}$ und $I_{0,ref}$ sowie der Widerstand $R_{sh,ref}$ bei Referenzeinstrahlung S_{ref} bzw. Referenzzelltemperatur $T_{c,ref}$ sowie $R_{sh,0}$, $R_{sh,exp}$ und R_s können aus empirischen Untersuchungen und mit Hilfe von Fitting-Algorithmen (beispielsweise der Software PVSyst) mittels der Herstellerangaben von Kurzschlussstrom und Temperaturkoeffizient α_{lsc} , Leerlaufspannung und den Charakteristiken am MPP (Maximum-Power-Point) des PV-Moduls bei STC-Referenzbedingungen ($1000 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}$, 25C) geschätzt werden [106]. Zusätzlich wird die Bandlücke des Zellmaterials E_g als bekannt vorausgesetzt.

Zur Umrechnung der GHI in die POA wird die Funktion `get_total_irradiance` der etablierten Bibliothek `pplib` genutzt, die über den geometrischen Zusammenhang zwischen Sonnenposition und der Ausrichtung des PV-Feldes die Strahlung in der Modulebene berechnet [107]. Die Aufteilung der GHI in Direkt- und Diffusstrahlungsanteil wird dabei mittels Abgleich mit der berechneten Clear-Sky-Einstrahlung (unbewölkter Himmel) approximiert, wobei im Rahmen dieser Arbeit auf das Modell von Perez zurückgegriffen wird [108]. Sofern keine Albedomessung vorliegt, wird diese mit dem Wert 0,25 geschätzt.

Modellperformance Im Folgenden wird zunächst auf den Vergleich zwischen monofazialen und bifazialen Strang mittels physikalischer Modellierung eingegangen. Für den Vergleich werden die Eingangsdatensets *full* verwendet. In Abb. 66 sind die Modellfehler anhand des $nRMSE$ für den monofazialen Strang (a) und den bifazialen Strang (b) über den Sonnen-Azimutwinkel und die POA-Einstrahlung (front) dargestellt. Für beide Stränge weist das Eindiodenmodell bei hohen Einstrahlungen ($>600 \text{ W/m}^2$) eine hohe Genauigkeit auf. Insbesondere bei geringen Einstrahlungen und einem Azimutwinkelbereich zwischen 115 und 135 Grad weist das Eindiodenmodell für beide Stränge einen hohen Modellfehler auf, wobei der Modellfehler innerhalb dieses Winkelbereichs zu kleinen Einstrahlungen hin größer wird. Im genannten Azimutwinkelbereich ergibt sich bei tiefstehender Sonne und somit geringen Einstrahlungen eine Verschattung aufgrund eines entfernten Waldstückes. Da das Pyranometer am oberen Rand des Untergestells montiert ist, wird bereits eine Einstrahlung gemessen, während in den unterliegenden Modulreihen noch kein Stromfluss entsteht. Da die Verschattung im physikalischen Modell nicht berücksichtigt wird, handelt es sich bei dem beschriebenen Fehler um einen systematischen Fehler des physikalischen Modellansatzes. Dieser systematische Modellfehler lässt sich durch einen datengetriebenen oder hybriden Modellansatz eliminieren.

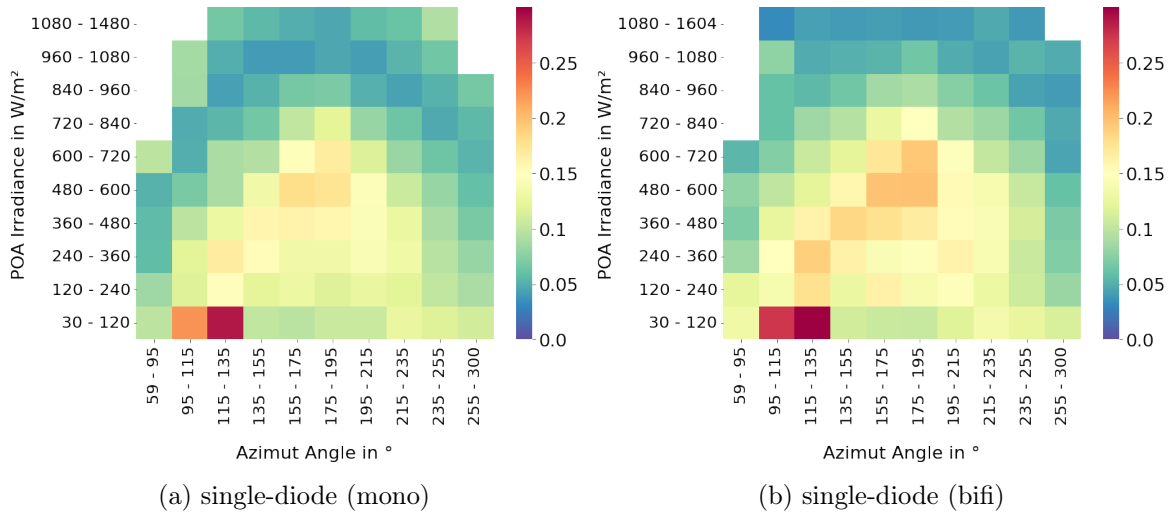


Abbildung 66: Darstellung des nRMSE des physikalischen Modells für den monofazialen Strang (links) und den bifazialen Strang (rechts) in Abhängigkeit des Azimut-Winkels und der POA-Einstrahlung.

4.4.3 Datengetriebener Modellierungsansatz Beim datengetriebenen Modellansatz wird die Prädiktion der Stringleistung auf Grundlage von historischen Daten vorgenommen. Die Beziehung zwischen Messdaten und Stringleistungsprädiktion wird dabei durch ein KI-Modell abgebildet, dessen Parameter in einem Trainingsprozess gelernt werden.

Modellperformance Im Folgenden wird zunächst auf den Vergleich zwischen monofazialem und bifazialen Strang mittels datengetriebener Modellierung eingegangen. Für den Vergleich werden die Eingangsdatensets *full* verwendet. Wie im Abb. 67 dargestellt, weist das datengetriebene Modell über den gesamten Azimutwinkelbereich einen geringen und homogenen Modellfehler auf als das physikalische Eindiodenmodell. Insbesondere der systematische Modellfehler bei geringen POA-Einstrahlungen und geringen Azimutwinkeln bei der physikalischen Modellierung kann durch den datengetriebenen Ansatz deutlich reduziert werden.

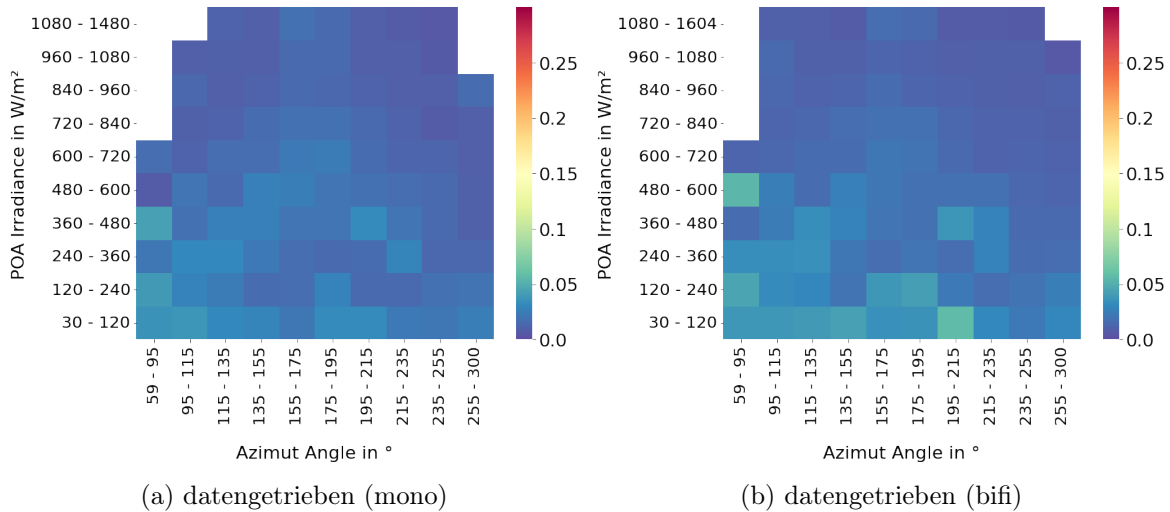


Abbildung 67: Darstellung des nRMSE des datengetriebenen Modells für den monofazialen Strang (links) und den bifazialen Strang (rechts) in Abhängigkeit des Azimut-Winkels und der POA-Einstrahlung

4.4.4 Hybrider Modellierungsansatz Der hybride Modellierungsansatz kombiniert das physikalische Eindiodenmodell aus Abschnitt 4.4.2 und das datengetriebene KI-Modell aus Abschnitt 4.4.3 und ist in Abb. 68 dargestellt. Der Modellausgang des Eindiodenmodells dient dabei als Referenzwert (Baseline) und wird analog zu den Beschreibungen in Abschnitt 4.4.2 parametrisiert. Der Referenzwert des physikalischen Modells zusammen mit den weiteren Eingangsdaten liefert das Eingangsdatenset für das Fehlerkorrekturmodell, welches wiederum als datengetriebenes KI-Modell ausgeführt ist. Das Fehlerkorrekturmodell bildet von den Eingangsdaten auf die korrigierte Strangleistung ab. Im Vergleich zum datengetriebenen Ansatz muss nicht der gesamte Zusammenhang zwischen den meteorologischen Bedingungen und dem physikalischen Verhalten des Strangs aus historischen Daten gelernt werden, sondern lediglich die Korrektur des physikalischen Modells und somit die Bereiche der Eingangsdaten, in denen ein erhöhter Modellfehler auftritt. Sofern die POA-Strahlung im Eingangsdatenset nicht enthalten ist, wird die GHI, analog zu den Ausführungen in Abschnitt 4.4.2, in die POA umgerechnet.

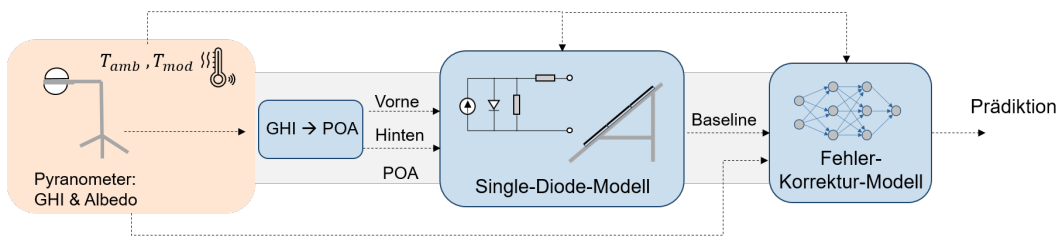


Abbildung 68: Hybrider Modellierungsansatz.

Modellperformance Auch der hybride Modellierungsansatz weist, wie in Abb. 69 dargestellt, einen verringerten Modellfehler gegenüber der physikalischen Modellierung auf. Das nachgeschaltete KI-Modell zur Fehlerkorrektur vermindert den systematischen Modellfehler des physikalischen Modellierungsansatzes bei geringen POA-Einstrahlungen und geringen Azimutwinkeln. Für das Eingangsdatenset *full* kann jedoch keine Verbesserung hinsichtlich des Modellfehlers gegenüber dem datengetriebenen Ansatz nachgewiesen werden nachgewiesen.

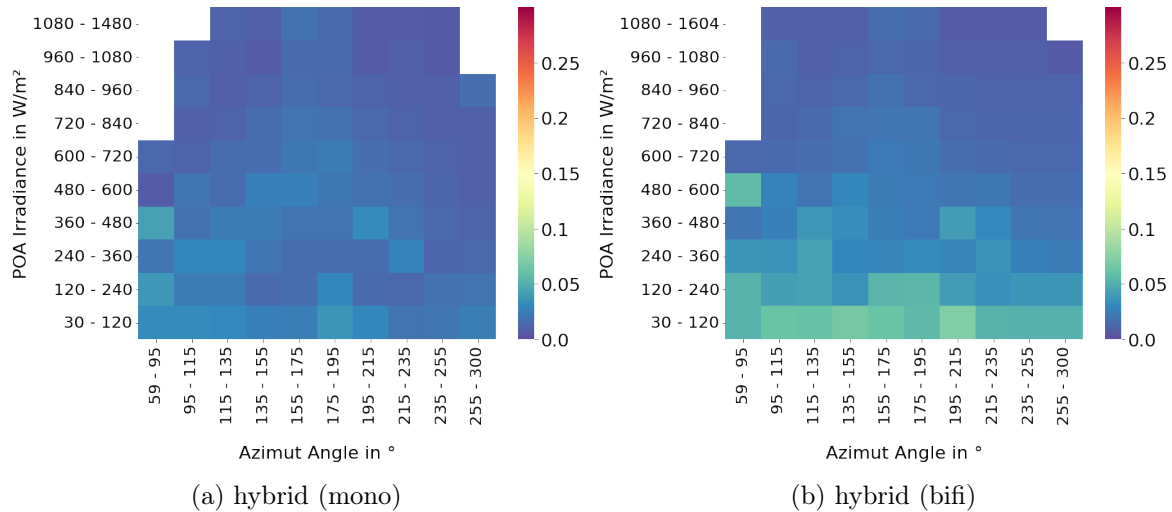


Abbildung 69: Darstellung des nRMSE des hybriden Modells für den monofazialen Strang (links) und den bifazialen Strang (rechts) in Abhängigkeit des Azimut-Winkels und der POA-Einstrahlung

4.4.5 Einfluss von Eingangsdaten und Modellierungsansatz Wie einleitend bereits beschrieben, wandeln bifaziale Photovoltaikmodule auch auf die Rückseite einfallende Solarstrahlung in elektrische Energie um und liefern somit einen Mehrertrag gegenüber monofazialen Modulen. Durch den hohen Anteil an diffuser Strahlung in der rückseitigen Einstrahlung und der zusätzlichen Verschattung durch u.a. das Untergestell ist die Modellierung komplexer als im monofazialen Fall. Abb. 70 zeigt den Modellfehler für unterschiedliche Kombinationen aus Eingangsdaten und Modellierungsansatz für den monofazialen Strang in orange und den bifazialen Strang in blau. Der linke Teil der Abbildung zeigt die Modellperformance für das Eingangsdatenset *meteo* und somit ohne detaillierte Einstrahlungs- und Temperaturmessung in der Modulebene (vgl. Tabelle 6). Im Vergleich dazu zeigt der rechte Teil der Abbildung die Modellperformance für das Eingangsdaten *full* und somit das vollständige Messdatenset, sowie einen Datenpunkt für das das Eingangsdatenset *poa*

Die Ergebnisse zeigen, dass für den datengetriebenen und physikalischen Modellansatz bei Verwendung des Datensets *meteo* der Modellfehler des bifazialen Strangs über dem des monofazialen Strangs liegt. Wie in Abschnitt 4.4.1 beschrieben, handelt es sich beim monofazialen Strang um bifaziale Module, welche auf der Rückseite mit lichtundurchlässiger Folie abgeklebt sind. Da es sich somit um ansonsten baugleiche Module handelt, ist zu schließen, dass der höhere Modellfehler durch die Variabilität des in den Eingangsdaten nicht enthaltenen rückseitigen Energieeintrag hervorgerufen wird. Außerdem zeigen die Ergebnisse, dass bei Verwendung des physikalischen und hybriden Modellierungsansatzes auch bei der Verwendung des vollständigen Datensatzes *full* ein Unterschied im Modellfehler zwischen monofazialem und bifazialem Strang erhalten bleibt. Dieser Unterschied im Modellfehler kann jedoch durch Verwendung des datengetriebenen Modellansatzes eliminiert werden. Insgesamt zeigt sich, dass die hybriden und datengetriebenen Modellansätze dem physikalischen Modellierungsansatz überlegen sind. Durch Verwendung von Einstrahlungsdaten in der Modulebene kann für alle Modellansätze eine deutliche Verbesserung der Modellgüte erreicht werden, jedoch ist die Modellfehlerreduktion für den hybriden und datengetriebenen Modellierungsansatz höher als für den physikalischen Modellierungsansatz. Das beste Ergebnis zeigt in dieser Untersuchung der datengetriebene Modellierungsansatz für den bifazialen Strang und der hybride Modellie-

rungsansatz für den monofazialen Strang. Ein weiterer Vorteil des datengetriebenen Ansatzes besteht außerdem darin, dass er keine technologie- und herstellerabhängige Modulparameter für die Modellierung benötigt.

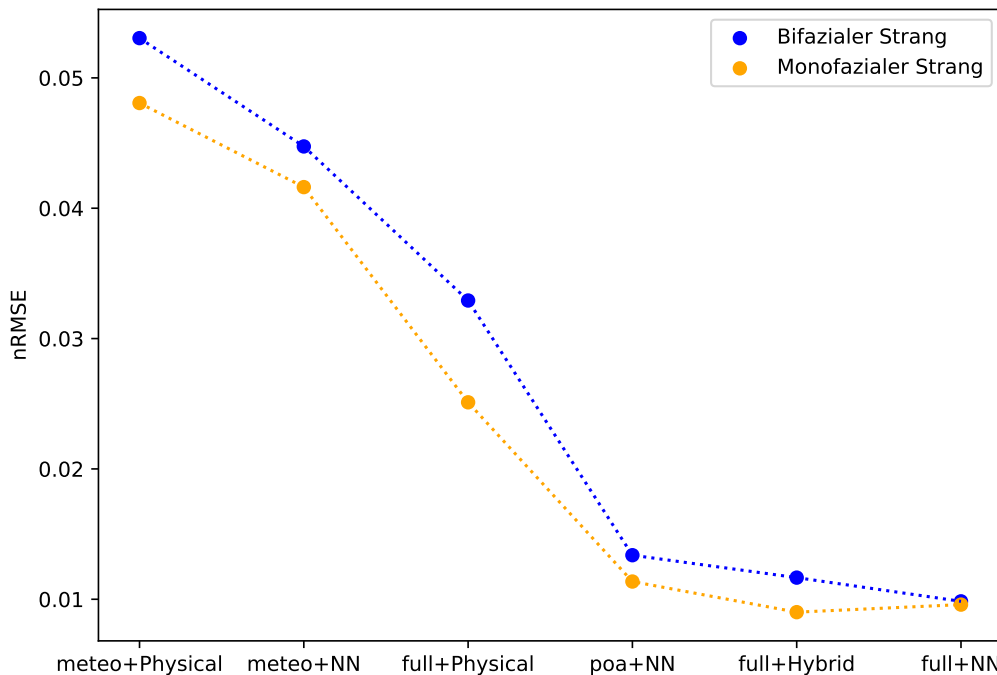


Abbildung 70: nRMSE für unterschiedliche Modellierungsansätze und Eingangsdaten

4.5 Batteriemodell

Die Modellierung einer elektrochemischen Batterie erfolgte über die Skalierung eines einzelnen Zellmodells. Dieses besteht aus einem elektrothermischen Ersatzschaltbild, welches sowohl das elektrische als auch das thermische Verhalten einer elektrochemischen Zelle wiedergibt. Parallel zum Modell läuft ein auf Basis von maschinellen Lernen-Methoden entwickeltes Korrekturmodell, welches den Modellfehler aus dem Ersatzschaltbildmodell minimiert. Den schematischen Aufbau des Zellmodells ist in Abb. 71 dargestellt.

Das elektrische Ersatzschaltbildmodell, welches das dynamische elektrische Verhalten der Batterie beschreibt, besteht aus einer konstanten nichtlinearen Spannungsquelle für die Leerlaufspannung (OCV aus dem englischen *open circuit voltage*), einem Ohm'schen Widerstand und einem RC-Schaltkreis in Serie. Wird dieses System als ein Zustandsvektor betrachtet, der von vergangenen Eingaben das System beeinflusst, kann das Zellmodell in der folgenden Zustandsraumdarstellung ausgedrückt werden:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k, \mathbf{d}_{u,k}), \\ y_k &= g(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k, \mathbf{d}_{y,k}), \end{aligned} \quad (77)$$

wobei k der diskrete Zeitindex, \mathbf{x}_k der Systemzustandsvektor als Funktion der Systemeingabe \mathbf{u}_k und der Eingangsstörungen $\mathbf{d}_{u,k}$ sind. Die Systemausgabe y_k hängt vom Zustandsvektor, der Systemeingabe und den Ausgangsstörungen $\mathbf{d}_{y,k}$ ab. Der Zustandsvektor ist durch die Zustände *SOC* und der Spannungsabfall am RC-Glied U_1 gegeben:

$$\mathbf{x}_k = \begin{bmatrix} x_{1,k} \\ x_{2,k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{SOC}_k \\ U_{1,k} \end{bmatrix}, \quad (78)$$

wobei die Stromintegration durch

$$\text{SOC}_{k+1} = \text{SOC}_k + \frac{\Delta t}{C_N} \cdot I_k, \quad (79)$$

und die Spannung am Kondensator

$$U_{1,k+1} = \left(1 - \frac{\Delta t}{R_1 C_1}\right) \cdot U_{1,k} + \frac{\Delta t}{C_1} \cdot I_k. \quad (80)$$

Hier ist Δt das Zeitinkrement und C_N die nominale Zellkapazität. Im stationären Zustand (kein Stromfluss) wird das Zellverhalten durch die OCV des äquivalenten Schaltkreises charakterisiert. Die dynamische Reaktion auf eine Änderung des Stroms wird durch die Parameter R_0 , R_1 und C_1 beschrieben. Diese Werte, die aus Charakterisierungstests identifiziert wurden, können in Look-up-Tabellen gespeichert werden. Daher wird die Systemausgabe als die Zellspannung $y_k = U_{\text{cell},k}$ definiert, wobei $U_{\text{cell},k}$ mithilfe des zweiten Kirchhoff'schen Gesetzes berechnet wird:

$$U_{\text{cell},k} = \text{OCV}(\text{SOC}_k) + R_0 \cdot I_k + U_{1,k}. \quad (81)$$

Somit ist das elektrische dynamische Verhalten von einer elektrochemischen Zelle durch die lineare Zustandsgleichungen (79) und (80) und die Systemantwort (81) beschrieben.

Wie in Abb. 71 dargestellt, besteht das thermische Modell der Zelle aus einer Wärmequelle, einer thermischen Kapazität C_{th} und sechs thermischen Widerständen. Drei thermische Widerstände befinden sich innerhalb der Zelle und repräsentieren den Wärmefluss in drei Richtungen: von innen zur positiven Elektrode $R_{\text{p,in}}$, von innen zur negativen Elektrode $R_{\text{n,in}}$ und von innen zur Oberfläche $R_{\text{s,in}}$. Weitere drei Widerstände befinden sich außerhalb der Zelle und stellen den Wärmefluss durch das positive Verbindungskabel $R_{\text{p,Out}}$ dar, durch das negative Kabel $R_{\text{n,Out}}$ und durch die Luft $R_{\text{s,Out}}$. Die Herleitung der thermischen Modellgleichungen stützt sich auf die Grundlagen des Wärmeübergangs. Der gesamte Wärmefluss in der Zelle wird wie folgt geschrieben:

$$\dot{q} = \dot{q}_c + \dot{q}_p + \dot{q}_s + \dot{q}_n. \quad (82)$$

Die Gesamtwärme \dot{q} ist die gesamte von der Zelle erzeugte Wärme in Watt (W), \dot{q}_c ist die im Inneren der Zelle gespeicherte Wärme, \dot{q}_p ist der Wärmefluss durch die positive Elektrode, \dot{q}_s ist der Wärmefluss durch die Zelloberfläche, und \dot{q}_n ist der Wärmefluss durch die negative Elektrode.

Nach den Grundlagen des Wärmeübergangs erfolgt die Wärmeübertragung durch die Kapazität gemäß

$$\dot{q}_c = C \cdot \frac{dT_{\text{in}}(t)}{dt}, \quad (83)$$

und der Wärmefluss durch den thermischen Widerstand

$$\dot{q}_i = \frac{T_{in}(t) - T_i(t)}{R_i} = \frac{T_i(t) - T_{amb}(t)}{R_{i,out}} = \frac{T_{in}(t) - T_{amb}(t)}{R_i + R_{i,out}} \quad (84)$$

für $i = p$ (positive Elektrode), n (negative Elektrode) und s (Zelloberfläche). Aus den Gleichungen (83) und (84) lässt sich das thermische Modell in der Zustandsraumdarstellung aus (77) darstellen.

Tabelle 7: Modellein- und ausgänge.

| Modelleingang | Größe | Einheit | Modellausgang | Größe | Einheit |
|---------------------|-----------|---------|--------------------|------------|---------|
| Rated power | P | W | Ladezustand | SOC | % |
| Umgebungstemperatur | T_{amb} | °C | Power | P | MW |
| | | | Batteriespannung | U_{Batt} | V |
| | | | Batterietemperatur | T_{Batt} | °C |

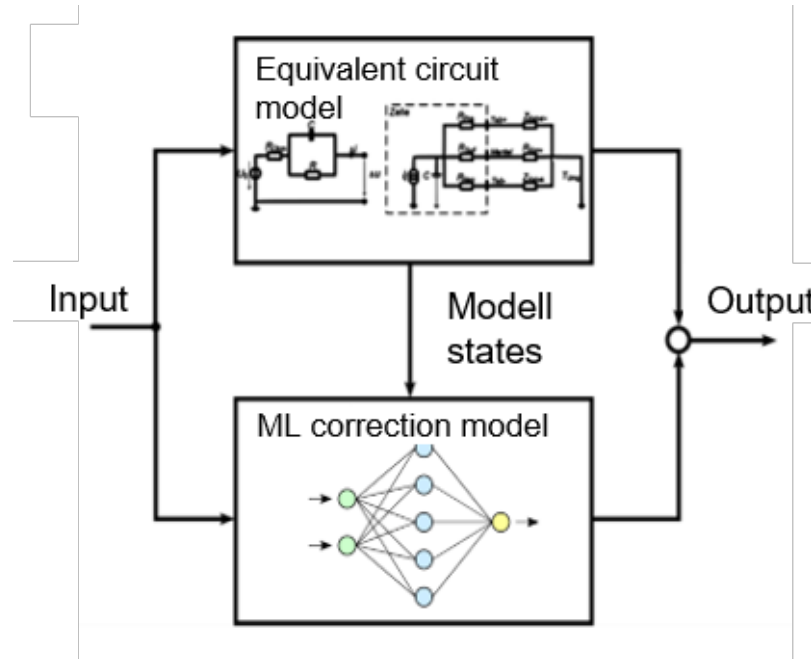


Abbildung 71: Schematische Darstellung des Einzellzellmodells.

Für die Parametrierung des Modells wurden Messdaten aus Batteriezellen aufbereitet. Die Parametrierung des elektrischen Ersatzschaltbildes des Modells erfolgte mittels eines Puls-Leistungstests an verschiedenen SOC's, wie in Abb. 71 abgebildet. Durch einen Fit der Spannungsantwort der Zelle wurden die elektrischen Elemente des Ersatzschaltbildes in Abhängigkeit von der Temperatur, Stromstärke und SOC ermittelt.

Die Bestimmung der thermischen Parameter erfolgte mittels einer elektrothermischen Impedanzspektroskopie (ETIS). Dabei wird ein sinusförmiger elektrischer Strom angelegt, was einen sinusförmigen reversiblen Wärmestrom der gleichen Frequenz induziert. Die Stromanregung wird bei verschiedenen Frequenzen durchgeführt, um eine Frequenzabhängigkeit der Parameter ermitteln zu können. Durch den Fit der Temperaturantwort der Zelle wurden die Elemente des thermischen Ersatzschaltbildes ermittelt.

Die Genauigkeit des Ersatzschaltbildmodells wurde mit einer Validierungsmessung bei Raumtemperatur geprüft. Dabei wurde die Zelle mit einem dynamischen Stromprofil über

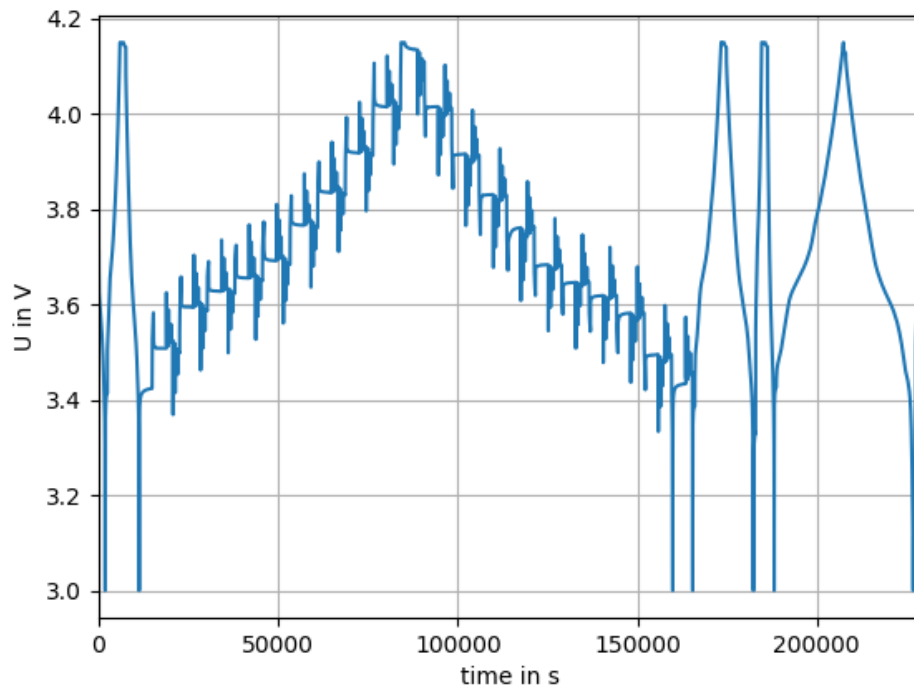


Abbildung 72: Spannungsverlauf der Batteriezelle während der Charakterisierungsmessung.

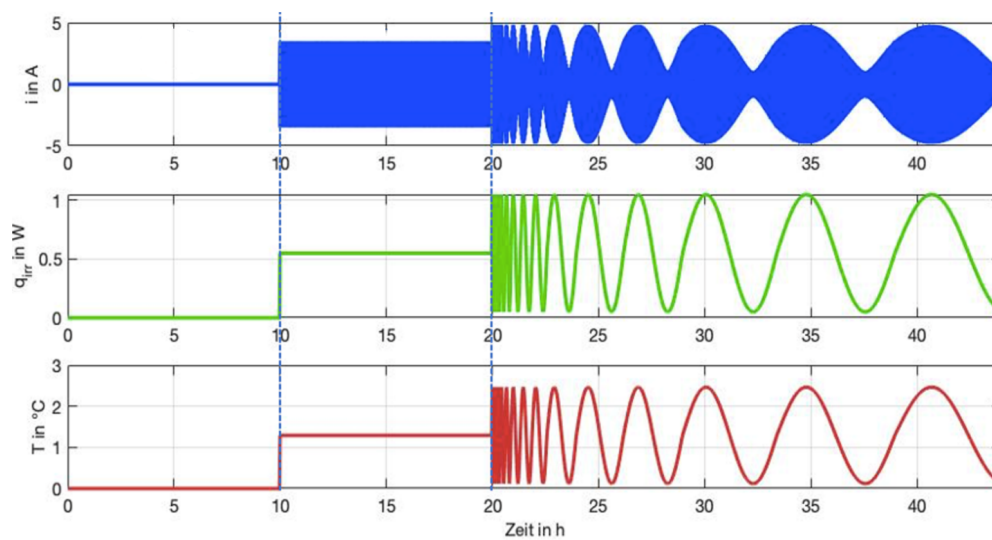


Abbildung 73: Strom-, Temperatur- und Wärmestromverlauf während der thermischen Impedanzspektroskopie.

ein breites SOC-Fenster belastet. Der Vergleich zwischen Validierungsmessung und Simulation ist in Abb. 74 dargestellt. Dabei ist eine Abweichung von ca. 90 mV zu sehen. Mithilfe des KI-basierten Fehlerkorrekturmodells wurde das Zellmodell optimiert und somit der Modellfehler deutlich reduziert. Die Simulationsergebnisse des optimierten Zellmodells sind in Abb. 75 abgebildet.

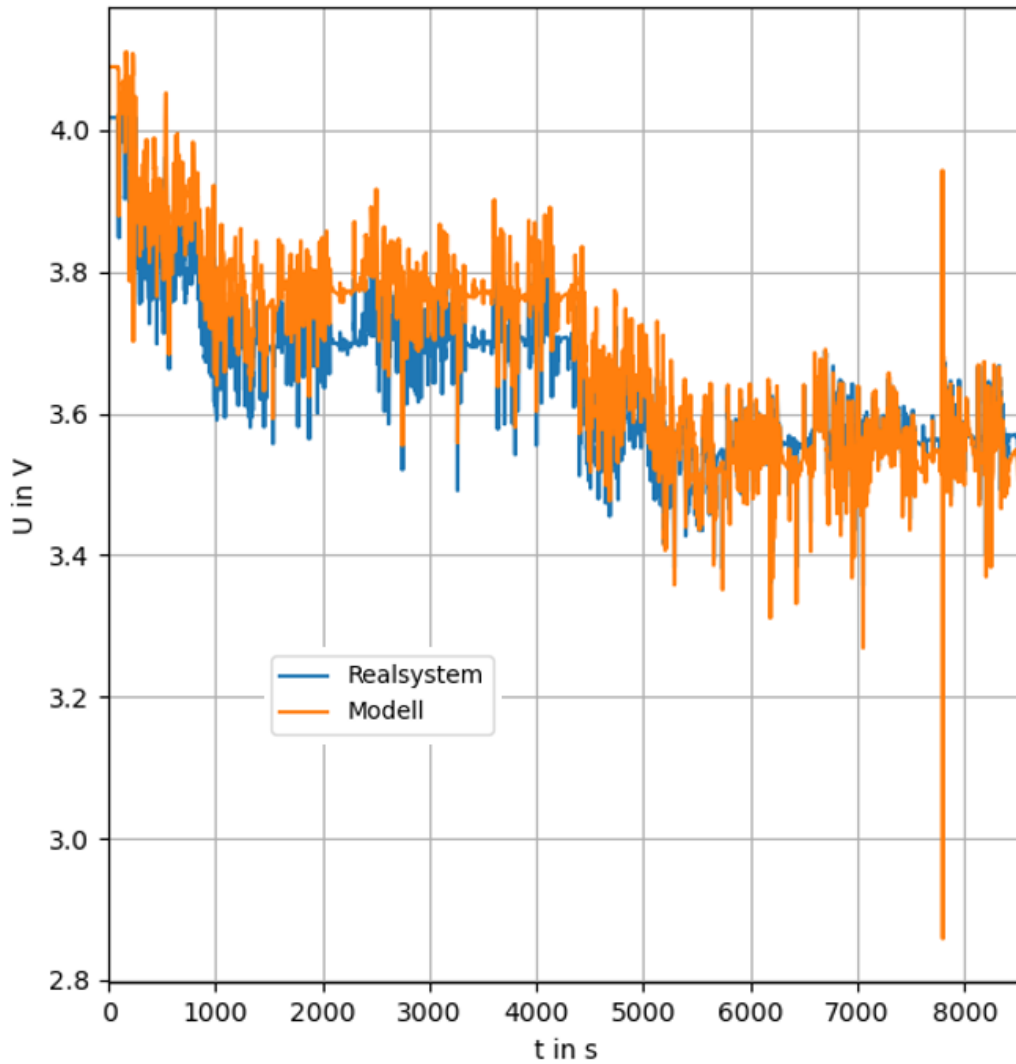


Abbildung 74: Vergleich der Batteriezellspannung zwischen dem digitalen Zwilling und den Messdaten der entsprechenden Batteriezelle für ein dynamisches Belastungsprofil.

Nachdem der Modellfehler minimiert wurde, kann das optimierte Zellmodell zu einem Batteriemodell hochskaliert. Durch die Vorgabe der Batterieenergie E_{Batt} in W, Batteriespannung U_{Batt} in V und Zellkapazität in C_{Zelle} in Ah wird die Anzahl an Serien- und Parallelschaltung von Zellen berechnet. Für die hier betrachteten Szenarien wurden die Batterieparameter aus Tabelle 8 verwendet.

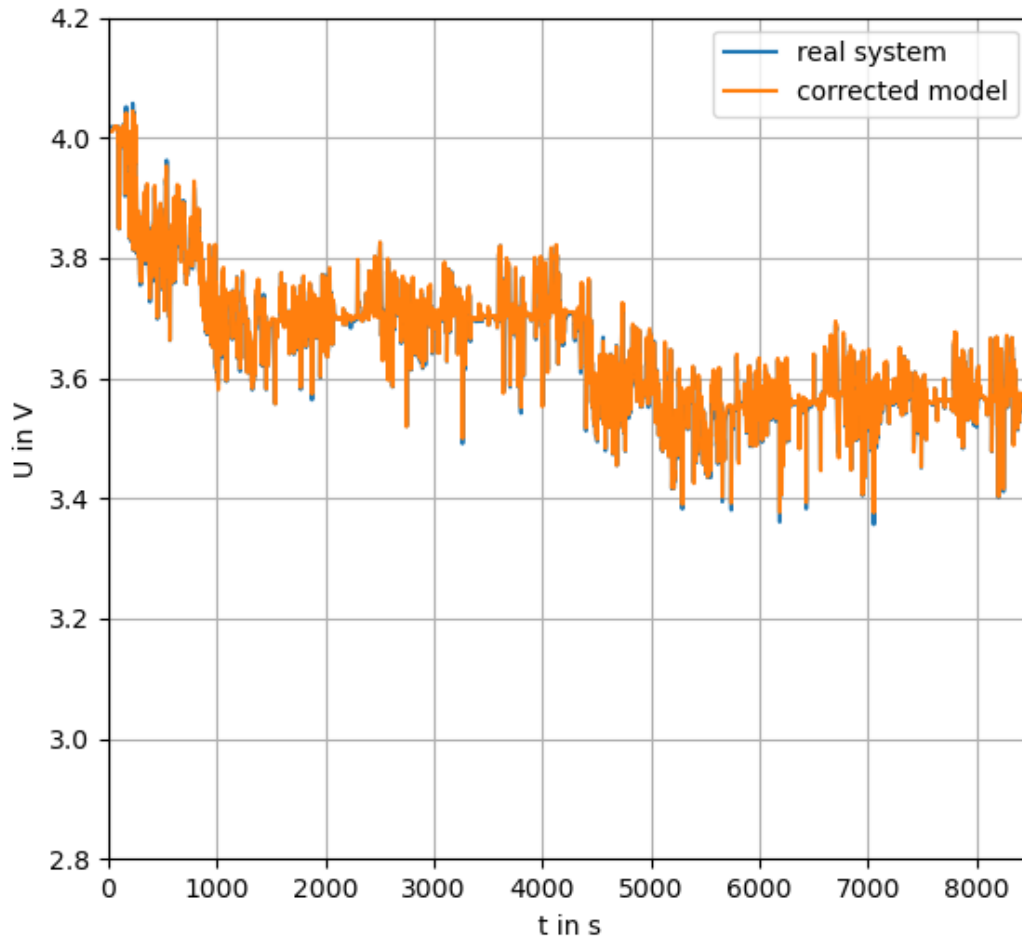


Abbildung 75: Vergleich der Batteriezellspannung zwischen dem optimierten digitalen Zwilling und den Messdaten der entsprechenden Batteriezelle für ein dynamisches Belastungsprofil.

Tabelle 8: Größe der Batterie für die untersuchten Szenarien.

| Parameter | Größe | Wert | Einheit |
|-----------------------|-------------|------|---------|
| Batteriekapazität | E_{Batt} | 12 | MWh |
| Batteriespannung | U_{Batt} | 800 | V |
| Batterie Nennleistung | P_{Batt} | 12 | MW |
| Zellkapazität | C_{Zelle} | 28 | Ah |
| Zellanzahl parallel | n_p | 536 | - |
| Zellanzahl seriell | n_s | 222 | - |

5 Anwendung und Demonstration

Dieser Teil des Berichts beschäftigt sich mit den Anwendung und Demonstration sowie der Analyse und Auswirkungen der Referenzszenarien. Die Beschreibung folgt der Reihenfolge der Szenarien aus Abschnitt 1. Das erste Szenario beschreibt den Einsatz der digitalen Zwillinge für den ökonomisch optimierten Kraftwerkseinsatz. Das zweite Szenario beschreibt den Einsatz der digitalen Zwillinge zur Stabilisierung der Netzfrequenz. Das dritte Szenario beschreibt die entwickelte lastoptimierte Windparksteuerung. Die Ergebnisse des Arbeitspakets 4 „Analyse und Auswirkungen“ sind am Ende jedes Szenarios einzeln beschrieben.

5.1 Referenzszenario 1: Ökonomischer Kraftwerkseinsatz (Economic dispatch)

5.1.1 Hintergrund und Motivation Um eine stabile Frequenz und somit die Versorgungssicherheit zu gewährleisten, muss sich das Stromnetz zu jedem Zeitpunkt im Gleichgewicht zwischen Einspeisung und Verbrauch befinden. Daher müssen die Markt- und physikalischen Prozesse in einem Planungsprozess vor dem Zeitpunkt der Lieferung koordiniert und aufeinander abgestimmt werden. Dies wird durch die Aufteilung des Systems in Bilanzkreise erreicht. Jede Einspeisung oder jeder Verbrauch in bzw. aus dem elektrischen Netz muss einem Bilanzkreis zugeordnet werden. Dieser Ansatz folgt der Idee, dass sofern Bilanzkreise für ihre Ausgeglichenheit Sorge tragen, auch systemweit ein Gleichgewicht von Angebot und Nachfrage gegeben ist [109]. Der Bilanzkreisverantwortliche (BKV) ist für eine ausgeglichene Bilanz der Einspeisungen und Entnahmen aus einem Bilanzkreis, der sogenannten Bilanzkreistreue, verantwortlich.

Bei der Vermarktung von Strom aus Erneuerbaren Energien Anlagen besteht aufgrund der wetterabhängigen Erzeugung die Herausforderung, dass dieser Strom im Vorhinein, z.B. am Day-Ahead-Markt, unter Prognoseunsicherheiten vermarktet werden muss. Auftretende Prognoseabweichungen können für Stromvermarkter zu hohen Kosten führen, da die Abweichungen zwischen geplanter und realer Produktion ex-post bilanziert und über Ausgleichsenergie kompensiert werden. Teilweise können die auftretenden Prognoseabweichungen durch Transaktionen an den Kurzfristmärkten bilanziell korrigiert werden. Sehr kurzfristige Prognoseänderungen können ex-ante hingegen nur durch den steuernden Eingriff in die Erzeugungsanlagen ausgeglichen werden.

5.1.2 Stand der Technik Der BKV ist über den Bilanzkreisvertrag, den er mit dem zuständigen Übertragungsnetzbetreiber (ÜNB) abschließt zur Bilanzkreistreue verpflichtet. Eine Verletzung dieser Pflicht kann die Kündigung des Bilanzkreisvertrages zur Folge haben. Neben der vertraglichen Verpflichtung ist jedoch auch die ökonomische Anreizung über die Höhe des Ausgleichsenergiepreises zur Erfüllung der Bilanzkreistreue entscheidend. [109]

Im Juni 2019 kam es im deutschen Stromsystem bereits zu extremen Systemungleichgewichten, die nicht durch Prognosefehler erzeugt wurden, sondern auf Arbitragemöglichkeiten zwischen Börsenstrompreis und Ausgleichsenergiepreis zurückzuführen sind. Im Zuge dieser Ereignisse hat die Bundesnetzagentur (BNetzA) gegen sechs BKVs ein Aufsichtsverfahren eröffnet und stellte in diesem Zuge die zentrale Bedeutung des Bilanzkreisausgleichs heraus und verweist auf die gesetzliche Pflicht Bilanzkreise möglichst vollständig auszugleichen [110]. Als weitere Folge kam es auf Initiative der vier ÜNBs in mehreren Schritten durch Beschlüsse der BNetzA (Beschlüsse BK6-19-217, BK6-19-552, BK6-20-345, BK6-21-192) zu einer Anpassung des Mechanismus zur Berechnung des Ausgleichsenergiepreises, um bei den BKV eine hohe Bilanzkreistreue bei der Bilanzkreisbewirtschaftung zu erzielen [111–114].

Der aktuelle Mechanismus zur Berechnung des Ausgleichsenergiepreises (Stand: 01.12.2023) setzt sich aus drei Modulen zusammen. Das erste Modul, die Basiskomponente, berücksich-

tigt die Preise für die abgerufene Regelleistung über die europäischen Balancing Plattform PICASSO. Das zweite Modul, die Börsenpreiskopplung und Anreizkomponente, stellt einen Mindestabstand zwischen Ausgleichsenergiepreis und dem deutschen Intraday-Spotmarktpreis sicher und soll bewirken, dass der Bilanzkreisausgleich über den Intradaymarkt auch finanziell vorteilhaft gegenüber dem Ausgleich mittels Ausgleichsenergie ist. Das dritte Modul, die Knappheitskomponente, wird in den Viertelstunden angewendet, in denen das Systemungleichgewicht mindestens 80% der für den deutschen Netzregelverbund dimensionierten Regelleistung übersteigt. Der nichtlineare Anstieg der Preiskomponente in Abhängigkeit vom Systemungleichgewicht (NRV-Saldo) soll Anreize zum Bilanzkreisausgleich insbesondere bei starken Systemungleichheiten gewährleisten. [115]

Um den Bilanzausgleich sicherzustellen, müssen Bilanzkreisverantwortliche Flexibilität am Strommarkt nachfragen und diese über Fahrpläne in ihren Bilanzkreis transferieren, sofern keine Option für flexible Einspeisungen oder Entnahmen in ihren Bilanzkreisen besteht [109]. Batteriespeicher stellen eine Flexibilitätsoption dar, die sowohl für Einspeisung als auch für die Entnahme von Strom genutzt werden kann. Die Dena stellt heraus, dass insbesondere im Zuge des Managements von Bilanzkreisen Flexibilität bei Erzeugungen und Last zukünftig eine zunehmende Rolle spielen wird [116].

5.1.3 Struktur der Kurzfristmärkte Im vorliegenden Szenario werden ausschließlich die kurzfristigen Strommärkte für die Vermarktung des Anlagenpools berücksichtigt. Ein schematischer Ablauf der Marktphasen ist in Abb. 76 dargestellt. Die erste Vermarktungsmöglichkeit findet am Tag vor der Lieferung (Day-Ahead) statt und erfolgt auf stündlicher Basis. Insbesondere die Erzeugungsprognose von EE-Anlagen ist am Tag vor der Lieferung jedoch noch mit hoher Unsicherheit behaftet. Die auftretenden Prognoseabweichungen können anschließend am untertägigen Intradaymarkt korrigiert werden, wobei die Vermarktung auf viertelstündlicher Basis erfolgt. Für den vorgestellten Prozessablauf wird angenommen, dass die letzte Vermarktungsmöglichkeit eine Stunde vor dem Lieferzeitpunkt erfolgt.

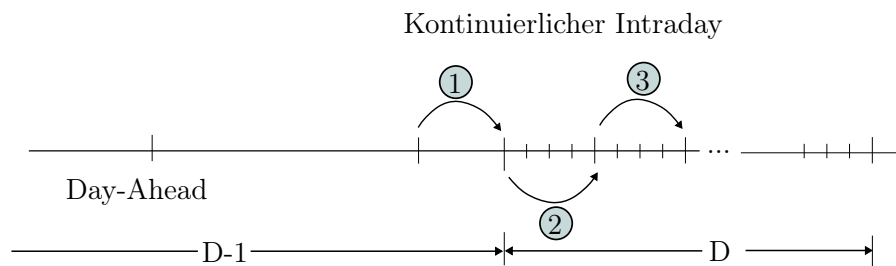


Abbildung 76: Betrachtete Marktphasen der Kurzfristmärkte

5.1.4 Übergeordneter Prozessablauf Zur Realisierung des vorgestellten Szenarios findet ein kontinuierlicher Datenaustausch zwischen den digitalen Zwillingen auf den Ebenen *Netz*, *Kraftwerk* und *Anlage* statt, der über das Software-Framework realisiert wird (siehe Abschnitt 2.4). Die wichtigsten Prozessschritte sind im Sequenzdiagramm in Abb. 77 visualisiert. Neben kontinuierlichen (virtuellen) Messdaten, wie beispielsweise dem SOC (State-of-Charge) des Batteriespeichersystems, werden kontinuierliche Vorhersagen der Erzeugungsleistung auf Basis von lokalen Wettervorhersagen erzeugt und an den überlagerten Vermarktungsoptimierer übermittelt. Neben den Erzeugungsprognosen für die fluktuierenden EE-Anlagen, werden in

jedem Vermarktungsschritt Preisprognosen in die Optimierung einbezogen. Details zu den verwendeten Vorhersagemethoden sind im anschließenden Abschnitt 5.1.5 beschrieben.

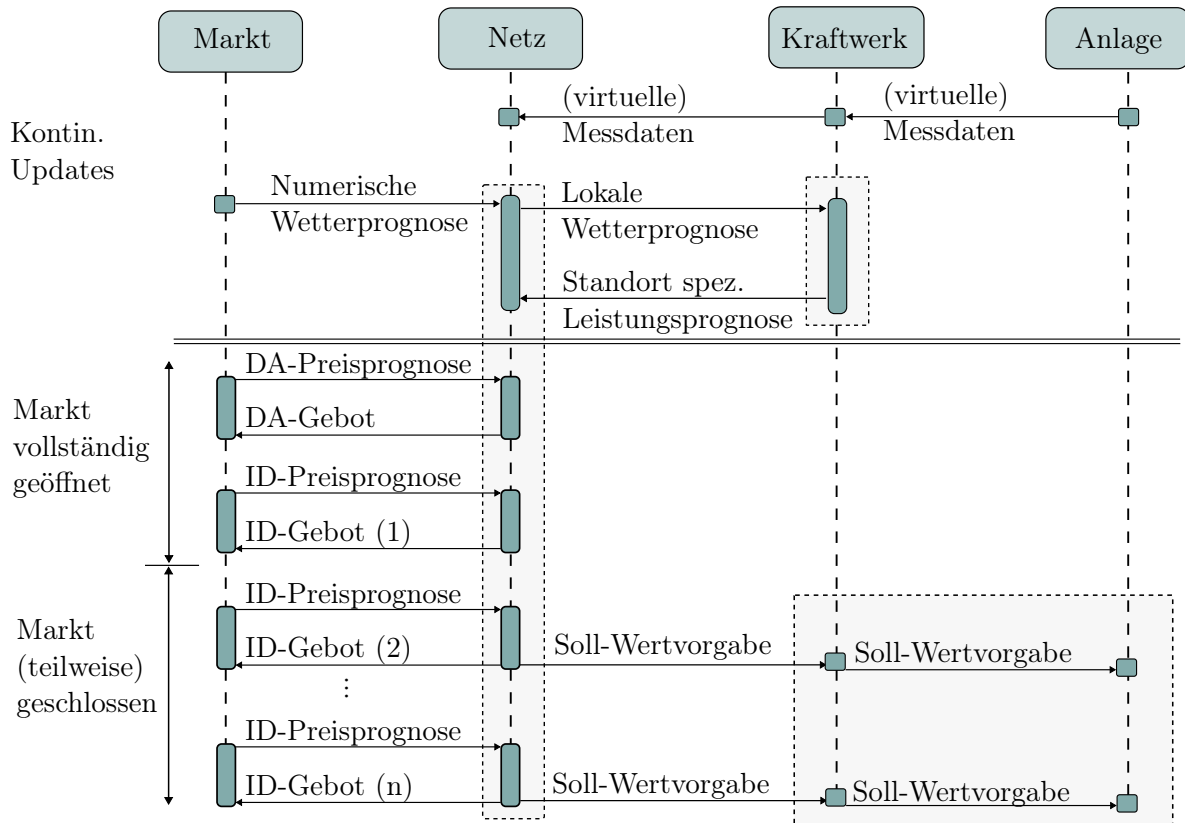


Abbildung 77: Sequenzdiagramm des Prozessablaufs zum Szenario Economic Dispatch. Die Erzeugungsprognosen werden auf der Basis von lokalen Wettervorhersagen durch den digital Zwilling auf der Ebene *Plant* erzeugt. Anschließend werden auf der Ebene *Grid* die gepoolten Anlagen vermarktet und anschließend aktiv gesteuert.

Am Vortag vor der Lieferung wird auf Grundlage der aktuellsten Erzeugungs- und Preisprognosen zunächst das optimale Gebot für den Pool aus EE-Anlagen und Batteriespeicher am Day-Ahead-Markt ermittelt. Anschließend werden schrittweise die optimalen Gebote für den Intraday bestimmt, wobei in jeder Situation die bisherigen Gebote der vorgelagerten Märkte berücksichtigt werden. Wie in Abbildung 78 schematisch dargestellt, können sich dabei zwei Zustände ergeben. Einerseits kann die Summe der an den vorgelagerten Märkten vermarkteten Energiemengen in einem Viertelstundenintervall die aktuellste Erzeugungsprognose der EE-Anlagen übersteigen, sodass eine Überproduktion vorliegt. Andererseits liegt eine Unterproduktion vor, sofern die aktuellste Erzeugungsprognose unterhalb der Summe der vermarkteten Energiemenge liegt. In Tabelle 9 sind die Handlungsoptionen für den BKV gelistet, die sich bei gegebenen Markt- und Prognosesituationen ergeben. Sofern ein Handel über den Intradaymarkt noch möglich ist, können Überproduktionen durch Verkauf und Unterproduktionen durch Zukauf marktlich kompensiert werden. Zusätzlich kann der Batteriespeicher neben den Arbitragegeschäften dafür eingesetzt werden, die Abweichungen zwischen vermarkteter und voraussichtlich produzierter Energiemenge zu minimieren, insbesondere für den Fall, in dem die Vermarktung der Energie über die Kurzfristmärkte nicht mehr möglich ist. Die resultierenden Soll-Werte für die Kraftwerke werden in der letzten Iteration vor dem Lieferzeitpunkt bestimmt und über das Software-Framework übermittelt. Eine detaillierte Beschreibung der Vermarktungsoptimierung wird in Abschnitt 5.1.6 gegeben.

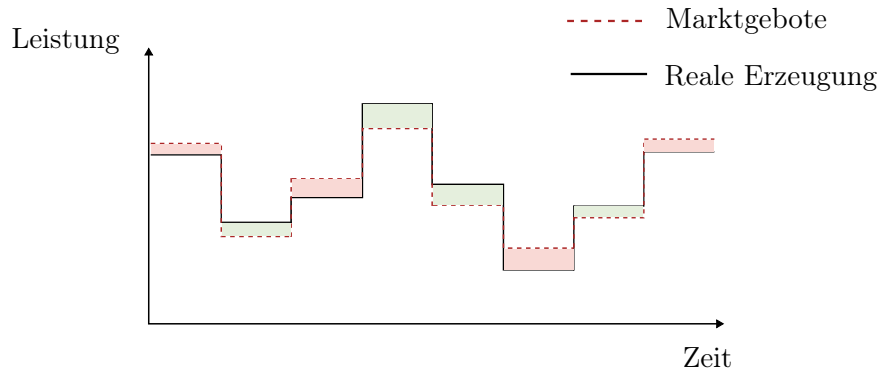


Abbildung 78: Vergleich zwischen Marktgebot und produzierter Energie. Der grüne Bereich zeigt eine Überproduktion, der rote Bereich eine Unterproduktion bzgl. des Marktgebotes an.

Tabelle 9: Handlungsoptionen des Bilanzkreisverantwortlichen abhängig der Marktsituation

| Marktsituation | Bilanzkreis | Handlungsoptionen | | |
|----------------|-----------------|-------------------|------------|------------------|
| | | Markt | EE-Anlagen | Batteriespeicher |
| offen | Überproduktion | Verkauf | Abregelung | Ladung |
| | Unterproduktion | Zukauf | - | Entladung |
| geschlossen | Überproduktion | - | Abregelung | Ladung |
| | Unterproduktion | - | - | Entladung |

5.1.5 Preis- und Erzeugungsprognosen Wie im vorherigen Abschnitt beschrieben, werden für die Vermarktungsoptimierung fortlaufend Preis- und Erzeugungsvorhersagen benötigt, um sowohl die optimalen Gebote auf den Kurzfristmärkten (Day-Ahead- und Intradaymärkte) als auch die Soll-Werte für die Kraftwerke des Bilanzkreises zu ermitteln. Hier muss zwischen deterministischen und probabilistischen Prognosen unterschieden werden.

Bei der datengetriebenen Modellierung von probabilistischen Preis- und Erzeugungsprognosen wird auf Gaußsche Mischverteilungen (engl.: Gaussian Mixture Distributions) zurückgegriffen, die durch eine Überlagerung von mehreren Normalverteilungen gebildet werden. Die resultierende Wahrscheinlichkeitsverteilung ergibt sich durch

$$p(x) = \sum_i^n w_i \cdot N(x|\mu_i, \sigma_i) \quad (85)$$

wobei w_i das Gewicht, μ_i den Mittelwert und σ_i die Standardabweichung der i -ten gaußschen Normalverteilung repräsentieren. Um eine geeignete Anzahl n an Normalverteilungen für die Mischverteilung herauszufinden, wurde eine Hyperparameter-Optimierung (HPO) durchgeführt. Die HPO wurde auf verschiedenen Preis- und Erzeugungsvorhersagen angewendet und es wurde eine optimale Anzahl an Verteilungen von $n = 3$ ermittelt. Für die Vorhersage der Parameter w_i , μ_i und σ_i wurden verschiedene vollständig verknüpfte neuronale Netze trainiert. Um diese Netze zu bewerten bzw. die vorhergesagten Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen wurde der Continuous Ranked Probability Score (CRPS)[117] verwendet.

Für die deterministischen Vorhersagen wurden ebenfalls vollständig verknüpfte neuronale Netze trainiert. Diese Modelle wurden mit dem Root Mean Square Error (dt.: Wurzel der mittleren Fehlerquadratsumme) auf allen Vorhersagen bewertet.

Bei der Vorhersage für die Windgeschwindigkeit und -richtung wurde, aufgrund des langen Prognosehorizonts, zusätzlich eine Ensemble-Methode angewendet. Jedes neuronale Netz wird nur für ein bestimmtes Segment des gesamten Prognosehorizonts trainiert, was zu einer höheren Vorhersagegenauigkeit in diesem Segment führt. Vier Netze pro Segment stellten sich hierbei als guten Kompromiss zwischen Robustheit und Reduzierung der Trainingszeit dar. Der von jedem dieser Ensembles abgedeckte Prognosehorizont wird innerhalb des Gesamthorizonts erhöht, und jeder Prognoseschritt wird von vier verschiedenen Mitgliedern abgedeckt. Zur Berechnung der endgültigen Prognose wird dann ein gewichteter Durchschnitt der vier Mitglieder verwendet. Dies wurde sowohl für die probabilistische, als auch die deterministische Prognose angewandt. Abb. 79 veranschaulicht diese Ensemble-Methode. Als Eingangsdaten für das Training der datengetriebenen Windvorhersage-Modelle wurden Daten von numerischen Wetterprognosen (NWP) (z.B. [118], [119]) und historischen Messdaten verwendet.

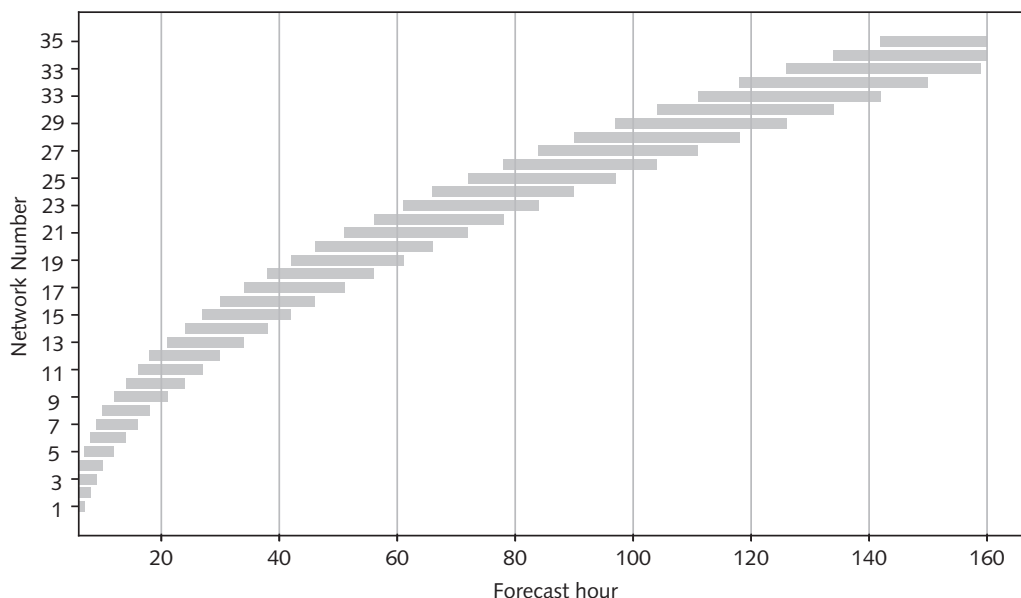


Abbildung 79: Ensemble-Methode für das Training mehrerer Neuronaler Netze für einen längeren Prognosehorizont. Jede Vorhersagegestunde wird dabei von vier Netzen abgedeckt.

Die Vorhersage der Windbedingungen (Umgebungswindgeschwindigkeit und Windrichtung) wird als Eingangsgröße in das in Abschnitt 4.3 beschriebene Windparkmodell eingegeben, um die Vorhersage der Erzeugungsleistung der Windkraftanlage zu erhalten. Die Parameter des Windparkmodells werden offline mit der in [120] beschriebenen datengesteuerten Methode abgestimmt, die die heterogenen Strömungseigenschaften, die innerhalb eines Windparks in seiner Wechselwirkung mit der atmosphärischen Grenzschicht entsteht, abbildet. Der gesamte Park wird als verteilter Sensor verwendet, der durch seine Windturbinen das Strömungsfeld misst, das sich innerhalb seiner Grenzen entwickelt. Die vorgeschlagene Methode basiert auf der Erweiterung eines technischen Nachlaufmodells um ein unbekanntes Korrekturfeld. Betriebliche SCADA-Daten (Supervisory Control and Data Acquisition) werden dann verwendet, um gleichzeitig die Parameter zu lernen, die das Korrekturfeld beschreiben, und um die Parameter des technischen Nachlaufmodells abzustimmen. Die daraus resultierende monolithische Maximum-Likelihood-Schätzung ist im Allgemeinen schlecht konditioniert, wegen der Kollinearität und der geringen Beobachtbarkeit der redundanten Parameter. Dieses Problem wird durch eine Singulärwertzerlegung gelöst, die Parameterkombinationen verwirft, die aufgrund des Informationsgehalts der Daten nicht identifizierbar sind und nur für die

identifizierbaren gelöst werden. Da im Fall der Wahrscheinlichkeitsprognose nur die Windgeschwindigkeit stochastisch und die Windrichtung deterministisch ist, werden die mit der Windgeschwindigkeit verbundenen Unsicherheiten direkt an die Unsicherheit der Leistungsprognose weitergegeben.

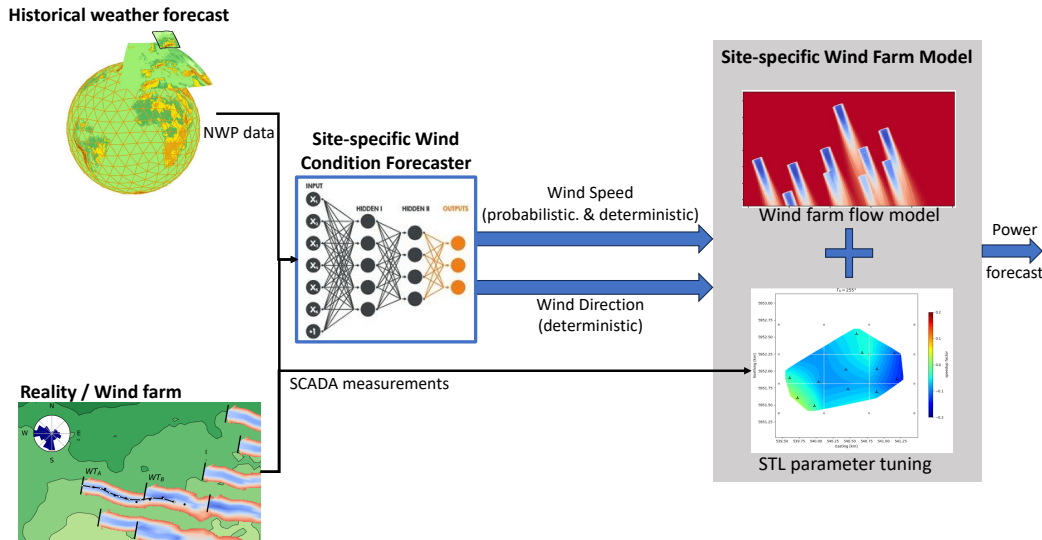


Abbildung 80: Prozess zur Erzeugung der Windprognose auf Basis von lokaler Wetterprognose.

Bei der Erzeugung der probabilistischen Preisprognosen wird auf historische, deutschlandweite Erzeugungsdaten als Eingangsdaten verwendet, anhand derer die Parameter der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für die Marktpreise für jedes Zeitintervall gelernt werden. Die Prognose der Day-Ahead-Preise erfolgt dabei auf stündlicher Basis. In Abb. 81 ist beispielhaft eine probabilistische Day-Ahead-Preis-Prognose dargestellt.

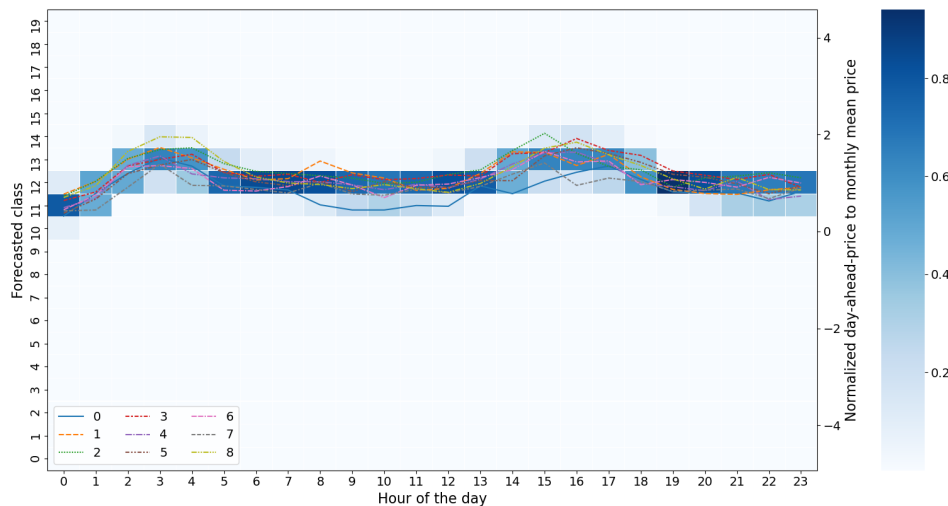


Abbildung 81: Probabilistische Day-Ahead-Preis-Prognose mit repräsentativen Szenarien (Vgl. Ausführungen in Abschnitt 5.1.6).

Die (probabilistischen) Prognose der Intradaypreise erfolgt hingegen auf viertelstündlicher Basis, wobei als zusätzlicher Prädiktor auch der Day-Ahead-Preis als verwendet. Die

Korrelation zwischen Erzeugungsprognose und Preisprognose wird im vorliegenden Szenario vernachlässigt.

5.1.6 Vermarktungsoptimierung Das Ziel des Vermarktungsoptimierers ist es, zu jeder Marktphase das optimale Gebot basierend auf den aktuellen Preis- und Erzeugungsprognosen zu bestimmen. Zunächst erfolgt dabei die Vermarktung auf dem Day-Ahead-Markt. Da die Prognosen am Vortrag noch mit Unsicherheit behaftet sind, können die Gebote am nachgelagerten Intraday-Markt korrigiert bzw. angepasst werden. Aufgrund der vom ÜNB geforderten Bilanzkreistreue, ist ein weiteres Optimierungsziel, die Abweichungen zwischen Gebotsmenge und (voraussichtlicher) realer Produktion zu minimieren. Der Batteriespeicher erfüllt dabei zwei Funktionen: Einerseits wird er dafür eingesetzt, Arbitragemöglichkeiten an den Kurzfristmärkten zu nutzen, indem bei niedrigen Marktpreisen eingespeichert und bei hohen Preisen ausgespeichert wird. Andererseits liefert die Flexibilität des Batteriespeichers die Möglichkeit kurzfristige Prognoseabweichungen der fluktuierenden Erzeugungsanlagen auszugleichen und somit den Bedarf an Ausgleichsenergie zu minimieren.

Im Folgenden werden zwei Ansätze für den Vermarktungsoptimierer verglichen. Zunächst wird im folgenden Abschnitt der deterministische Optimierungsansatz beschrieben, bei dem das Unsicherheitsniveau der Prognose nicht berücksichtigt wird. Anschließend wird der stochastische Optimierungsansatz vorgestellt, der auf Basis von probabilistischen Preis- und Erzeugungsprognosen erfolgt.

Deterministischer Optimierungsansatz Bei Verwendung des deterministischen Optimierungsansatzes wird für eine deterministische Prognose für Marktpreise und Erzeugungsleistungen verwendet. Das bedeutet, dass jedem Zeitintervall des Vorhersagehorizonts ein einzelner Wert zugeordnet wird. Für die aktuelle Marktphase beschreibt

$$\max \sum_t^T \lambda_t^m \cdot b_t^m - w^{\text{penalty}} \cdot |\delta_t| \quad (86)$$

die Zielfunktion der Vermarktungsoptimierung. Die Erlöse auf dem aktuellen Markt m ergeben sich durch die deterministische Marktpreisprognose λ_t^m und das Marktgebot b_t^m zu jedem Zeitintervall t des Vorhersagehorizontes T . Die Abweichungen δ_t ergeben sich als Differenz zwischen der Summe der Marktgebote $\sum_m b_t^m$ über alle Marktphasen und der erneuerbaren Erzeugungsleistung p_t^{EE} sowie die resultierende Batteriespeicherleistung $p_t^{\text{bess,res}}$ (vgl. Gleichung (87)) und wirken sich durch das Strafgewicht $w^{\text{penalty}} > 0$ negativ auf die Zielfunktion aus.

$$\delta_t = \left(\sum_m b_t^m \right) - p_t^{EE} - p_t^{\text{bess,res}} \quad \forall t \in T \quad (87)$$

In den nachgelagerten Optimierungen am Intradaymarkt werden die Entscheidungen $B_t^{m'}$ der vorgelagerten Märkte m' berücksichtigt, sodass Gleichung (88) anstelle von (87) gilt.

$$\delta_t = \left(\sum_{m'} B_t^{m'} \right) + \left(\sum_m b_t^m \right) - p_t^{EE} - p_t^{\text{bess,res}} \quad \forall t \in T \quad (88)$$

Gleichung (89) beschränkt die Marktgebote auf die Zeitintervalle, für die die Marktschließungszeit t^{gc} noch nicht verstrichen ist.

$$b_t^m = 0 \quad \forall t \in T' = \{t \mid t \in T \wedge t \leq t^{gc}\}, \forall m \in M \quad (89)$$

Die resultierende Batteriespeicherleistung $p_t^{bess,res}$ wird in Gleichung (90) beschreibt als Differenz zwischen Entladeleistung p_t^{dch} und Ladeleistung p_t^{ch} innerhalb des Zeitintervalls t beschrieben.

$$p_t^{bess,res} = p_t^{dch} - p_t^{ch} \quad \forall t \in T \quad (90)$$

Die Veränderung des Ladezustands des Batteriespeichers ist definiert durch

$$SOC_{t+1} - SOC_t = (\eta^{in} \cdot p_t^{ch} - \frac{1}{\eta^{out}} \cdot p_t^{dch}) \cdot C^{batt} \cdot \Delta t \quad \forall t \in T \quad (91)$$

wobei η^{in} und η^{out} den Lade- und Entladewirkungsgrad, C^{Batt} die nominale Speicherkapazität und Δt das Zeitintervall repräsentieren. Die Nebenbedingung (92) beschränkt den Ladezustand auf die Kapazitätsgrenzen, wohingegen Nebenbedingung (93) die maximale Lade- und Entladeleistungen in jedem Zeitintervall vorgibt.

$$0 \leq SOC_t \leq 1 \quad \forall t \in T \quad (92)$$

$$p_t^{dch} \leq p^{max}, p_t^{ch} \leq p^{max} \quad \forall t \in T \quad (93)$$

Wie in Nebenbedingung (94) dargestellt, ist die erneuerbaren Erzeugungsleistung p_t^{EE} außerdem auf die deterministische Erzeugungsleistungprognose $p_t^{EE,max}$ beschränkt.

$$0 \leq p_t^{EE} \leq p_t^{EE,max} \quad \forall t \in T \quad (94)$$

Stochastischer Optimierungsansatz Durch einen stochastischen Optimierungsansatz lassen sich auch die Unsicherheitsniveaus der probabilistischen Prognosen (siehe Abschnitt 5.1.5) bei der Vermarktungsoptimierung berücksichtigen. Allgemein wird das zweistufige (lineare) stochastische Optimierungsproblem wie folgt formuliert:

$$\begin{aligned} \min & c^T x + E[c(\omega)^T y] \\ \text{s.t.} & Ax \leq b \\ & Tx + W(\omega)y \leq h(\omega) \end{aligned}$$

Die Mehrstufigkeit des Optimierungsproblems entsteht dadurch, dass die Entscheidungsvariablen x sogenannte *here-and-now*-Variablen darstellen, da diese vor Realisierung der Zufallsvariablen ω bestimmt werden müssen. Im Vergleich dazu werden die sogenannten *wait-and-see*-Variablen erst nach Realisierung der Zufallsvariable ω festgelegt. Um das Optimierungsproblem numerisch lösen zu können, ist ein verbreiteter Ansatz, die möglichen Zustände der Zufallsvariablen ω in einer endlichen Anzahl an Szenarien S zu diskretisieren, sodass der Erwartungswert in der Zielfunktion durch die Summe

$$E[c(\omega)^T y] = \sum_s^S \rho_s \cdot c_s^T y_s$$

approximiert wird. Somit ergibt sich ein äquivalentes deterministisches Optimierungsproblem, wobei die Gewichtung ρ_s die Eintrittswahrscheinlichkeit eines Szenario s darstellt.

Angewendet auf die Vermarktungsoptimierung bedeutet dies eine Diskretisierung der probabilistischen Erzeugungs- und Preisprognosen, bei der für jedes Zeitintervall. Wie in Abb. 82 dargestellt, besteht die Diskretisierung in zeitlich geordnete und gewichtete Szenarien durch zwei Schritte: Zunächst werden bei der Szenariengenerierung aus den probabilistischen Prognosen eine hohe Anzahl N an Szenarien erzeugt, wobei die stochastische Abhängigkeit zwischen einzelnen Zeitintervallen im Vorhersagehorizont über eine Copula-Funktion abgebildet wird

[121]. Anschließend werden bei der Szenarienreduktion die im vorherigen Schritt erzeugten Szenarien zu S repräsentativen Szenarien mittels k-medoids [122] geclustert, wobei $S \ll N$ gilt. Die einzelnen Wahrscheinlichkeiten der resultierenden repräsentativen Szenarien ergeben sich anhand des frequenzbasierten Ansatzes, d.h. es wird ermittelt, wie viele Szenarien dem repräsentativen Szenario in Relation zur gesamten Szenarienzahl zugeordnet werden. Für jede

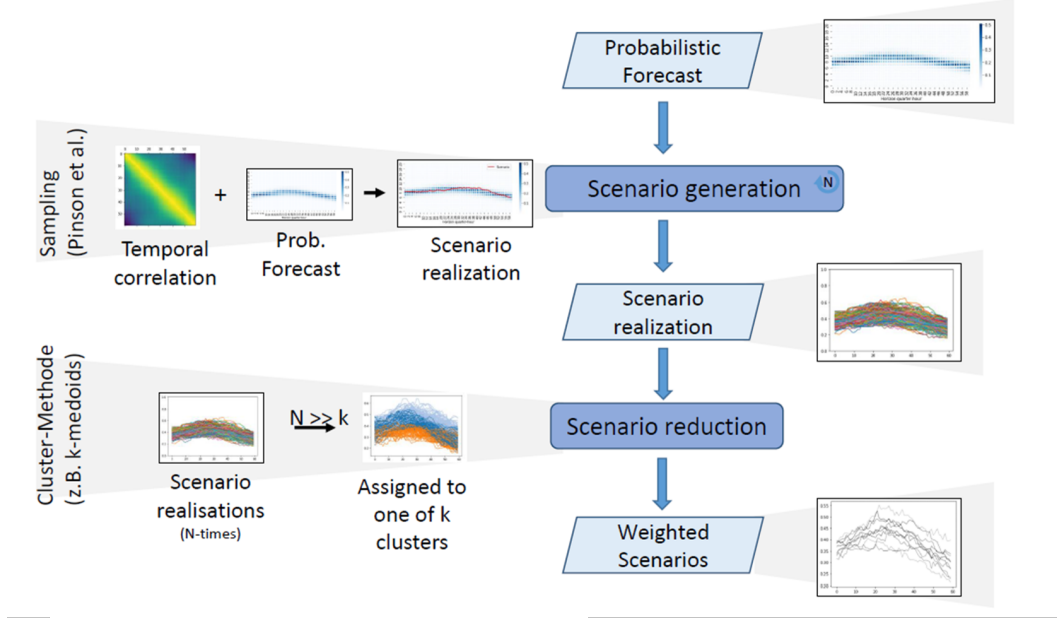


Abbildung 82: Erzeugung von repräsentativen Szenarien aus probabilistischer Vorhersage zur Nutzung in stochastischer Optimierung.

Zufallsvariable, wird durch die Transformation eine definierte Anzahl S repräsentativen Szenarien erzeugt, die jeweils mit einer Wahrscheinlichkeit ρ_s eintreten. Wie bereits in Abschnitt 5.1.5 erwähnt, wird die Korrelation zwischen Erzeugungs- und Preisprognosen vernachlässigt, sodass sich die Gesamtszenarien aus der Kombination der Einzelszenarien ergeben. Die resultierende Wahrscheinlichkeit eines Szenarios ergibt sich somit über die Multiplikation der Einzelwahrscheinlichkeiten.

Die Zielfunktion des stochastischen Optimierungsproblems für die Vermarktung ergibt sich somit zu

$$\max \sum_s \sum_t (\rho_s \cdot (\sum_m \lambda_{s,t}^m \cdot b_t^m) - w_{penalty} \cdot |\delta_{s,t}|). \quad (95)$$

Im Vergleich zur Zielfunktion des deterministischen Optimierungsansatzes (86) unterliegen die Marktpreise $\lambda_{s,t}^m$ einer Prognoseunsicherheit. Aufgrund der szenarienabhängigen erneuerbare Erzeugungsleistung $p_{s,t}^{EE}$ und Batteriespeicherbetrieb $p_{s,t}^{bess,res}$ ergeben sich die Abweichungen $\delta_{s,t}$ bei der Day-Ahead-Vermarktung zwischen der Summe der Marktgebote und der zu erwarteten produzierten bzw. abgegebenen Leistung zu

$$\delta_{s,t} = b_t^{DA} + b_{s,t}^{ID} - p_{s,t}^{EE} - p_{s,t}^{bess,res} \quad \forall t \in T, \forall s \in S \quad (96)$$

Wie beim deterministischen Optimierungsansatz (Vgl. Gleichung (88)) werden in den nachgelagerten Intradayoptimierungen die Entscheidungen der vorgelagerten Märkte m' berücksichtigt, sodass anstelle von Gleichung (97) anstelle von (96) gilt.

$$\delta_{s,t} = \sum_{m'} B_t^{m'} + b_{s,t}^{ID} - p_{s,t}^{EE} - p_{s,t}^{bess,res} \quad \forall t \in T, \forall s \in S \quad (97)$$

Die Nebenbedingungen (98) und (99) limitieren die voraussichtlichen Intradaygebote während der Day-Ahead-Vermarktung auf den Anteil r des Day-Ahead-Gebots.

$$b_{s,t}^{ID,buy} \leq b_t^{DA,buy} \cdot r \quad \forall t \in T, \quad \forall s \in S \quad (98)$$

$$b_{s,t}^{ID,sell} \leq b_t^{DA,sell} \cdot r \quad \forall t \in T, \quad \forall s \in S \quad (99)$$

Das resultierende Marktgebot setzt sich aus dem Kauf- und Verkaufsgebot auf dem entsprechenden Markt zusammen, sodass gilt:

$$\begin{aligned} b_t^{DA} &= b_t^{DA,sell} - b_t^{DA,buy} \quad \forall t \in T, \quad \forall s \in S \\ b_{s,t}^{ID} &= b_{s,t}^{ID,sell} - b_{s,t}^{ID,buy} \quad \forall t \in T, \quad \forall s \in S \end{aligned} \quad (100)$$

Der Betrieb der Batterie wird beim stochastischen Optimierungsansatz durch die Gleichungen (101) bis (104) modelliert.

$$p_{s,t}^{bess,res} = p_{s,t}^{dch} - p_{s,t}^{ch} \quad \forall t \in T, \quad \forall s \in S \quad (101)$$

$$SOC_{s,t+1} - SOC_{s,t} = \left(\eta^{in} \cdot p_{s,t}^{ch} - \frac{1}{\eta^{out}} \cdot p_{s,t}^{dch} \right) \cdot C^{batt} \cdot \Delta t \quad \forall t \in T, \quad \forall s \in S \quad (102)$$

$$0 \leq SOC_{s,t} \leq 1 \quad \forall t \in T, \quad \forall s \in S \quad (103)$$

$$p_{s,t}^{dch} \leq p^{max}, p_{s,t}^{ch} \leq p^{max} \quad \forall t \in T, \quad \forall s \in S \quad (104)$$

Die Nebenbedingung (105) beschränkt die szenariobasierte erneuerbare Erzeugungsleistung $p_{s,t}^{EE}$ auf die verfügbare maximale Erzeugungsleistung $p_{s,t}^{EE,max}$.

$$p_{s,t}^{EE} \leq p_{s,t}^{EE,max} \quad \forall t \in T, \quad \forall s \in S \quad (105)$$

In der letzten Vermarktungssiteration vor dem Lieferzeitpunkt werden die Soll-Werte für den Steuerungshorizont $T^{control} = \{t \mid t \in T \wedge t \leq (t^{delivery} + t^{horizon})\}$ für den Batteriespeicherbetrieb und die erneuerbare Erzeugung festgelegt, sodass gilt:

$$\begin{aligned} p_{s,t}^{ch} &= p_t^{ch,soll} \quad \forall t \in T^{control}, \quad \forall s \in S \\ p_{s,t}^{dch} &= p_t^{dch,soll} \quad \forall t \in T^{control}, \quad \forall s \in S \\ p_{s,t}^{EE} &= p_t^{EE,soll} \quad \forall t \in T^{control}, \quad \forall s \in S \end{aligned} \quad (106)$$

5.1.7 Windparksteuerung Das Ziel des Windparkreglers ist es, den Leistungssollwert auf die einzelnen Windturbinen zu verteilen. Eine solche Formulierung der Leistungssollwertverfolgung, die auch als Active Power Control (APC) für Windparks bezeichnet wird, ist nicht trivial und bringt neue Herausforderungen mit sich. Die maximal verfügbare Leistung hängt nämlich von den Umgebungsbedingungen ab, die sich dynamisch auf ungewisse Weise verändern [123]. Außerdem kann der Wind plötzlich abflauen, so dass möglicherweise nicht mehr genügend Leistungsreserven vorhanden sind, um ein bestimmtes Referenzsignal zu verfolgen [124]. In einem Windpark wird die Situation durch das Vorhandensein von turbulenten Wirbelschleppen mit geringem Impuls weiter erschwert, die für Leistungsverluste und Ermüdungsbelastungen der wachen Turbinen verantwortlich sind [125], [126]. Darüber hinaus hängt die Leistung des APC in hohem Maße von der Fähigkeit der einzelnen Windturbinen innerhalb des Parks ab, die jeweiligen vom Windparkregler vorgegebenen Sollwerte einzuhalten.

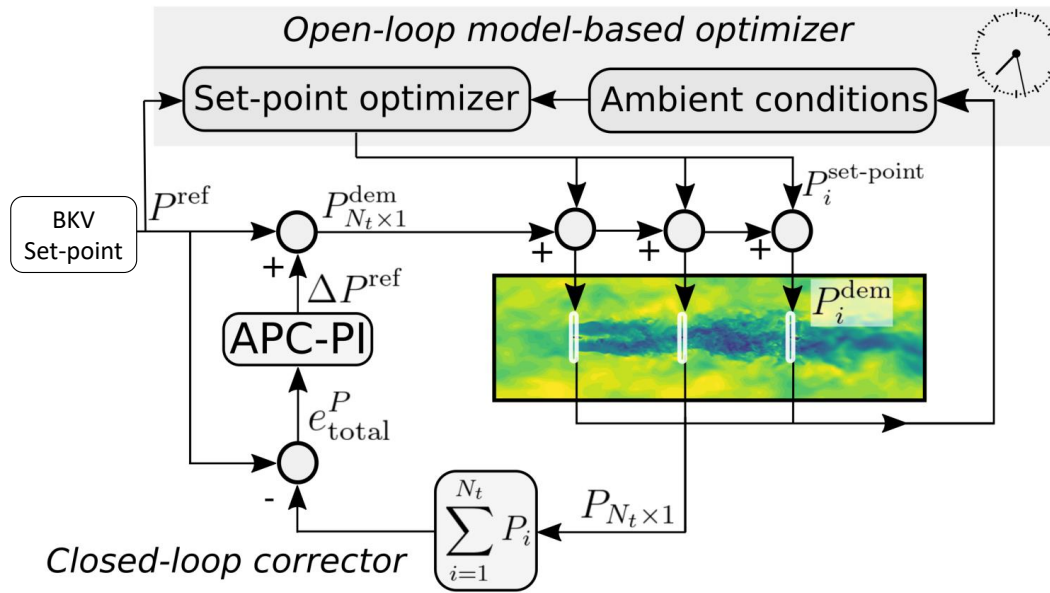


Abbildung 83: Schematische Darstellung des eingesetzten Windparkreglers zur Nachführung des optimalen Windpark-Sollwertes durch den BKV [2].

In dieser Arbeit wird eine neue, in [2] vorgestellte Technik zur Steuerung von Windparks verwendet. Die Formulierung gewährleistet eine Verbesserung der Genauigkeit der Leistungsnachführung bei starken, anhaltenden Wellen, wenn der Leistungsbedarf des Windparks nahe an der maximal verfügbaren Leistung liegt. Eine verbesserte Nachführleistung wird durch die explizite Maximierung der Leistungsspanne erreicht, um sich gegen Windflauten abzusichern. Diese neuartige Methode kombiniert die Nachlaufregelung mit der Induktionsregelung. Die Wirbelschleppensteuerung wird eingesetzt, weil sie durch die Abschwächung von Wirbelschleppeneffekten die Leistungsspanne erhöhen kann [127]. Die Wirbelschleppensteuerung wird durch einen modellbasierten optimalen Scheduler mit offenem Regelkreis implementiert, der sich eng an die Standardimplementierung anlehnt, die in jüngster Zeit bei der Steuerung von Windparks zur Leistungserhöhung populär geworden ist [128]. Die Induktionsregelung wird durch einen schnellen geschlossenen Regelkreis implementiert, um die Nachführgenauigkeit zu verbessern.

Auch wenn die optimale Verteilung des Leistungspunkts ein Steuerungsproblem sein kann, ist eine Formulierung für den geschlossenen Regelkreis erforderlich, um eine optimale Nachführung zu gewährleisten. Das Kernstück der vorgeschlagenen Windpark-Steuerungsarchitektur ist ein modellbasierter optimaler Planer für den Sollwert im offenen Regelkreis. Dieses Steuerelement bestimmt den Gierversatz jeder Turbine und ihren Beitrag zum geforderten Wert (d.h. Leistungsanteil) unter Berücksichtigung des vom BKV geforderten Leistungsbedarfs und der Umgebungswindbedingungen. Letztere können in Echtzeit aus SCADA-Daten oder mit Windmessverfahren ermittelt werden [129]. Eine Rückkopplungsschleife dient in erster Linie der Korrektur von Nachführfehlern, die während des Betriebs zwangsläufig durch das offene Regelungselement entstehen werden. Eine Skizze der gesamten Regelungsarchitektur ist in Abb. 83 dargestellt. Der geschlossene und der offene Regelkreis werden mit zwei unterschiedlichen Zeitraten ausgeführt, da ihre Ausgaben physikalische Phänomene betreffen, die durch unterschiedliche Zeitskalen gekennzeichnet sind. Der offene Regelkreis aktualisiert die Gier-Sollwerte und die Leistungsanteile mit einer langsameren Rate, da die Nachlaufströmung Zeit benötigt, um sich stromabwärts auszubreiten. Der geschlossene Regelkreis hingegen ändert die

Turbineninduktionen schneller, um Nachlauffehler zu reduzieren.

Die Open-Loop-Komponente des Algorithmus liefert die optimalen Sollwerte für die Gierverlagerung und den Leistungsanteil. Diese werden durch eine gradientenbasierte Optimierung berechnet, die die kleinste Leistungsreserve innerhalb der Windturbinen des Parks bei einem gegebenen Gesamtleistungsbedarf maximiert. Die Leistung der i -ten Turbine wird mit $P_i = P_i(A_i, u_i)$ angegeben, wobei A_i für die lokalen Umgebungsbedingungen (in diesem Fall Windgeschwindigkeit und Windrichtung) und u_i für die Steuereingänge (Induktionsfaktor und Gierversatz) steht. Die Leistung wird mit Hilfe der in Abschnitt 4.3 beschriebenen Windparkmodellierung berechnet, die eine Kombination aus einem datengesteuerten maschinellen Lernmodell mit geringer Genauigkeit verwendet, um eine genauere digitale Nachbildung des Windparks zu erstellen. Die maximale Leistung, die von Turbine i durch Anpassung ihres Regelungssollwerts u_i (unter Beibehaltung der Sollwerte der anderen Turbinen) eingefangen werden kann, wird berechnet als

$$P_{a,i} = \arg \max_{u_i} P_i(A, u_i) = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_P U^3 \cos^{P_P}(\gamma) \quad (107)$$

wobei ρ die Luftdichte, R der Radius der Windturbine, U die ungestörte Freistromgeschwindigkeit und P_P der Kosinus-Exponent ist, der den Gierversatzwinkel γ mit der Leistung in Beziehung setzt. Der Algorithmus sucht nach der Kombination von Sollwerten, die das höchstmögliche minimale Leistungsverhältnis $\frac{P_i}{P_{a,i}}$ für alle Turbinen im Park ergibt und gleichzeitig den Leistungsbedarf des BKV erfüllt. Dies kann wie folgt ausgedrückt werden

$$\min_u \max_{i \in [1, N]} \frac{P_i}{P_{a,i}} \text{ such that } \sum_{i=1}^N P_i = P_{ref}. \quad (108)$$

Denn je kleiner das Leistungsverhältnis $\frac{P_i}{P_{a,i}}$ ist, desto größer ist die Marge $m_i = 1 - \frac{P_i}{P_{a,i}}$, die zum Ausgleich von Windflauten zur Verfügung steht. Gleichung (108) stellt ein eingeschränktes Optimierungsproblem dar, das mit der gradientenbasierten Methode der sequentiellen quadratischen Programmierung (SQP) gelöst wird [130]. Die Optimierung muss nicht in Echtzeit während des Betriebs durchgeführt werden. Vielmehr wird sie offline für einen Satz von Umgebungsbedingungen und relativen Windparkkapazitäten durchgeführt. Die Ergebnisse werden in einer Nachschlagetabelle gesammelt, die dann während der Laufzeit interpoliert wird.

Die Korrektur im geschlossenen Regelkreis basiert auf der in [131] beschriebenen Formulierung, die einen PI-Regler

$$K(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (109)$$

verwendet. Das Hauptziel des rückgekoppelten Reglers ist es, den gesamten Schleppfehler auf Null zu bringen. Der PI-Regler erreicht dies aufgrund der hohen Verstärkung, die sich bei niedrigen Frequenzen ergibt. Die Schleifenverstärkung sinkt beträchtlich, wenn einige Turbinen ihre Sollwerte nicht erreichen können, weil an ihren Standorten nicht genügend Wind herrscht. Um 'e_{total}^P' auf Null zu bringen, werden die Sollwerte aller Turbinen erhöht, aber nur die Turbinen, die noch Leistung zur Verfügung haben, können tatsächlich einen Beitrag leisten. Wenn man die Dynamik der einzelnen Turbinen linearisiert und die Änderungen des stationären Verhaltens berücksichtigt, ergibt sich mathematisch gesehen folgendes

- $\frac{\partial P_i}{P_i^{dem}} = 1$, wenn Turbine i genügend Leistung zur Verfügung hat

- $\frac{\partial P_i}{P_i^{dem}} = 0$, wenn Turbine i nicht genügend Leistung zur Verfügung hat

Diese Linearisierung wirkt sich sowohl auf die Stabilitätsbedingungen als auch auf die Bandbreite des Systems aus. Wenn die Schleifenverstärkung konstant gehalten wird, die eine Funktion der „aktiven“ Turbinen ist, wird Stabilität und die gleiche Bandbreite des Systems gewährleistet. Mit einem einfachen Schwellenwertverfahren wird die Anzahl N_s der Turbinen von Anzahl der gesamte Turbinen N_t geschätzt, die ihrem lokalen Sollwert nicht folgen können. Der verstärkungsgeführte PI-Regler ist dann

$$K(s) = K_P^{gs} + \frac{K_I^{gs}}{s} \quad (110)$$

wobei die Verstärkungen sind

$$K_P^{gs} = \min\left(\frac{N_t}{N_t - N_s}, N_t\right) K_P \quad (111)$$

$$K_I^{gs} = \min\left(\frac{N_t}{N_t - N_s}, N_t\right) K_I \quad (112)$$

wobei K_P und K_I die ursprünglich vorgesehenen Proportional- und Integralverstärkungen sind. In Abhängigkeit von N_s werden diese Verstärkungen nach Bedarf erhöht, um die Schleifenverstärkung des Systems aufrechtzuerhalten.

5.1.8 Fallstudie Der in Abschnitt 5.1.4 beschriebene Prozessablauf wird an einem beispielhaften Anlagenpark demonstriert. Wie in Tabelle 10 dargestellt, besteht der betrachtete Anlagenpark aus einem Windpark mit zwölf Turbinen mit jeweils 2,06 MW Erzeugungskapazität und einem Batteriespeicher mit 6 MWh und 6 MW maximaler Erzeugungsleistung, was ca. 20% der Nennleistung des Windparks entspricht. Der gesamte Vermarktungs- und Steuerungsprozess wird für die drei Varianten in Tabelle 11 an einem Beispieltag durchlaufen, wobei die Kommunikation der digitalen Zwillinge über das DT-Software-Framework realisiert wird.

Tabelle 10: Anlagenspezifikationen für die Fallstudie

| Technologie | Kapazität |
|-------------|------------------------|
| Wind | 12 x 2,06 MW = 24,6 MW |
| Batterie | 6 MWh, 6 MW |

Als Referenz dient die Variante *nwp*, bei der als Vermarktungsoptimierung der deterministische Optimierungsansatz (siehe Abschnitt 5.1.6) verfolgt wird. Dementsprechend werden für die Preis- und Erzeugungsprognosen deterministischen Prognosen verwendet. Im Vergleich zu den folgenden Varianten werden die Erzeugungsprognosen für den Windpark jedoch nicht durch ein standortspezifisches Strömungsmodell inkl. lokaler Wettervorhersage erzeugt (Vgl. Abschnitt 5.1.5), sondern lediglich durch die numerische Wetterprognose und die Leistungskennlinie einer der Turbinen hochgerechnet. Somit werden neben den lokalen Wetterbedingungen auch die Effekte durch die Rückkopplung auf das Strömungsfeld der vorgelagerten Turbinen im Windpark vernachlässigt.

Die Varianten *deter* und *proba* verwenden für die Erzeugungsleistungsprognose hingegen die standortspezifischen Informationen in Form von lokaler Wettervorhersage und parametrisiertem Strömungsmodell. Die beiden Varianten unterscheiden sich jedoch sowohl in der Art der Prognose als auch hinsichtlich des verwendeten Vermarktungsoptimierungsansatzes. Die Variante *deter* verwendet den deterministischen Optimierungsansatz inkl. deterministischer

Preis- und Erzeugungsprognosen, wohingegen die Variante *proba* den stochastischen Optimierungsansatz mit probabilistischen Prognosen nutzt. Alle weiteren Parameter sind über alle Varianten identisch.

Tabelle 11: Variantenvergleich

| Variante | Leistungsprognose | Preisprognose | Optimierungsansatz |
|----------|------------------------|---------------|--------------------|
| nwp | Det., NWP + Kennlinie | det. | Deterministisch |
| deter | Det., Standort spez. | det. | Deterministisch |
| proba | Proba., Standort spez. | proba | Stochastisch |

5.1.9 Analyse und Auswirkungen Wie im vorherigen Abschnitt beschrieben, wurden der Vermarktungs- und Steuerungsprozess für die drei Varianten *nwp*, *deter* und *proba* für den Verlauf eines beispielhaften Tages durchlaufen. In Abb. 84 sind die Betriebsdaten der Anlagen für die drei Varianten dargestellt. Die obere und mittlere Abbildung zeigen die Soll- und Ist-Werte für die Leistungsabgabe bzw. -aufnahme für den Windpark und den Batteriespeicher. Die untere Abbildung zeigt die zugehörigen Verläufe für die Speicherzustände (SOC). Die Sollwerte für den Windpark weisen für die Variante *nwp* über den Tagesverlauf teilweise hohe Abweichungen zum Istwert auf. Diese Abweichungen zwischen Soll- und Ist-Wert sind auf einen hohen Prognosefehler bei der Prognose ohne standortspezifische Informationen zurückzuführen. Im Vergleich dazu werden für die Varianten *deter* und *proba* die Soll-Werte für den Windpark aufgrund der höheren Prognosegüte akkurater eingehalten.

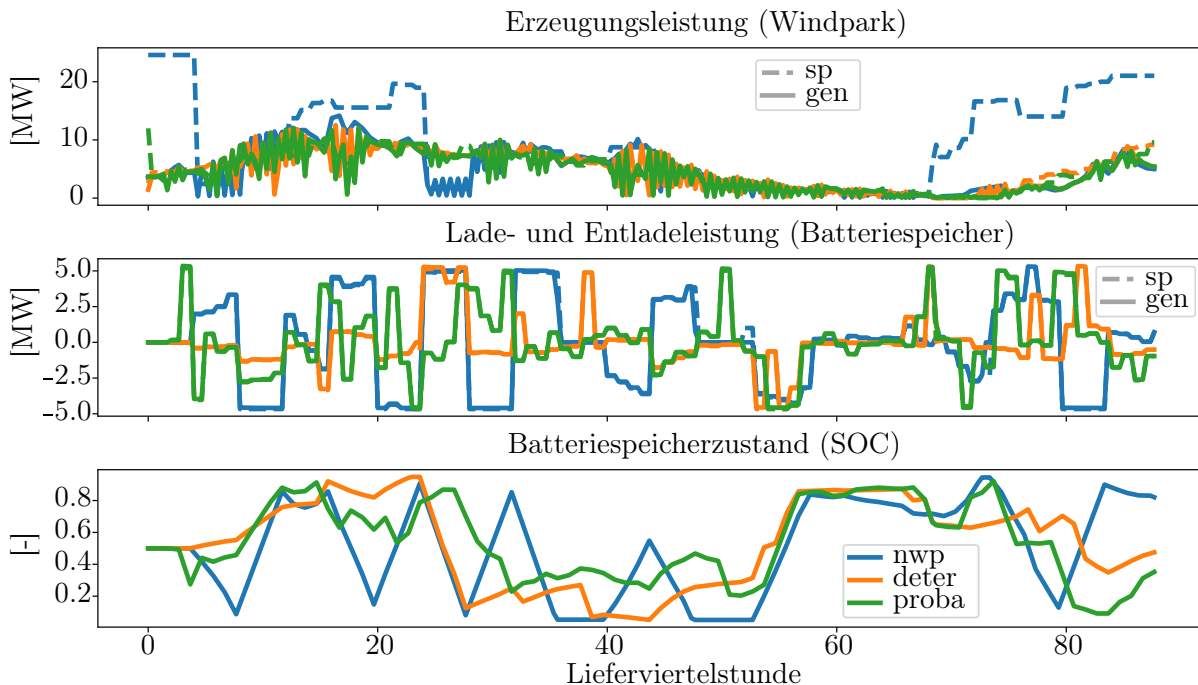


Abbildung 84: Verläufe der Erzeugungsleistung des Windparks (oben), der Lade- und Entladeleistungen des Batteriespeichers (mitte) und des Batteriespeicherzustands über den Tagesverlauf für die Varianten *nwp* (blau), *deter* (orange) und *proba* (grün). Zusätzlich zu den realen Produktionsverläufen (*gen*), die mit einer durchgezogenen Linie dargestellt sind, wird auch die Leistungsvorgabe (*sp*) durch den BKV mit einer gestrichelten Linie gezeigt.

Im Verlauf der Speicherzustände in Abb. 84 (unten) weisen die drei Varianten einen ähnlichen Grundverlauf auf: Zwischen den Lieferviertelstunden 12 und 16 sowie zwischen den Lieferviertelstunden 60 und 64 weisen alle Speicherzustandsverläufe einen hohen Speicherzustand auf. Im Vergleich dazu ist der Speicherzustand für alle Varianten zwischen den Lieferviertelstunden 28 und 52 auf einem vergleichsweise niedrigen Niveau.

Abb. 85 zeigt für die drei Varianten die initialen Marktgebote vor Erreichen des ersten Lieferzeitpunktes in blau, sowie die finalen Marktgebote für jede Lieferviertelstunde in orange. Es zeigt sich, dass bei der Variante *nwp* über den gesamten Tagesverlauf deutlich mehr Energie über den Markt korrigiert werden muss. Für die beiden Varianten *deter* und *proba* liegen die finalen Marktgebote in der ersten Tageshälfte und am Ende des Tages tendenziell über dem initialen Marktgebot.

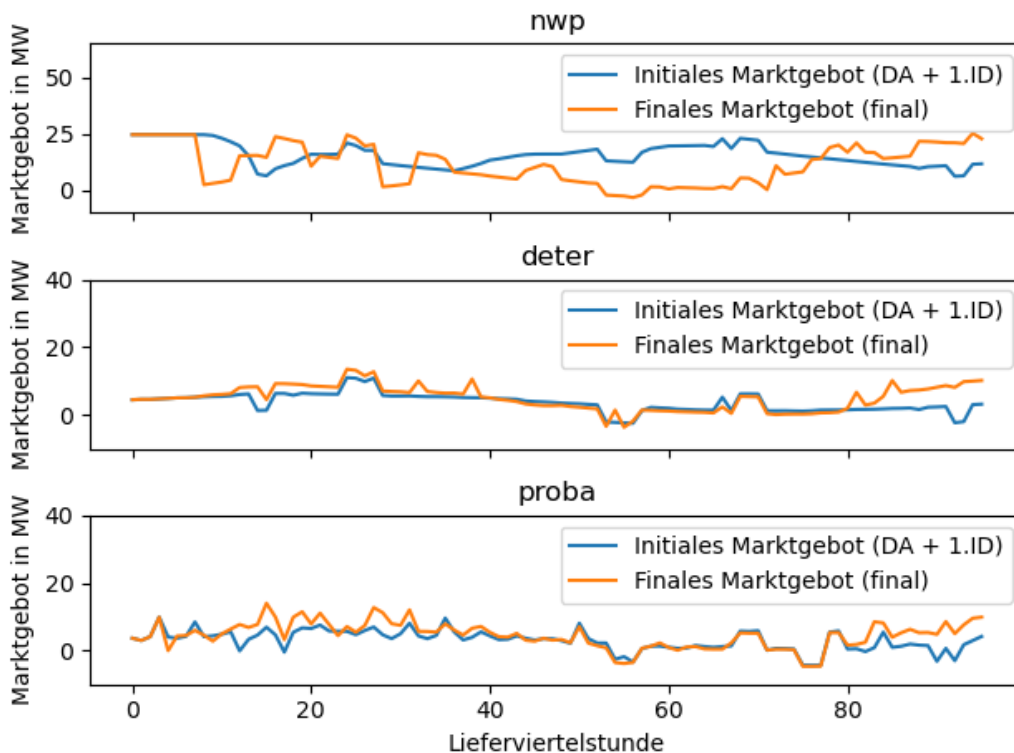


Abbildung 85: Initiales und finales Marktgebot für jeden Lieferviertelstunde für die drei Varianten *nwp* (oben), *deter* (mitte) und *proba* (unten). Das initiale Marktgebot umfasst die Day-Ahead-Vermarktung sowie die erste Korrektur am Intradaymarkt vor dem Lieferzeitpunkt. Das finale Marktgebot enthält zusätzlich die Korrekturen über den Tagesverlauf.

Zusätzlich zu den Marktgeboten zeigt Abb. 86 die Differenz der Erzeugungsprognose zwischen der letzten Erzeugungsprognose vor der Marktschließung und der letzten Erzeugungsprognose vor dem Lieferzeitpunkt (dFC). Für die Varianten *nwp* und *det* werden dabei die deterministischen Erzeugungsprognosen bewertet, für die Variante *proba* die minimale Erzeugungsprognose über die erzeugten Szenarios (Vgl. Abschnitt 5.1.6). Sofern $dFC > 0$ bedeutet dies dass die Erzeugungsprognose vor Marktschließung höher war als nach der Marktschließung und das Marktgebot somit tendenziell zu hoch gewählt wurde. Dementsprechend zeigt $dFC < 0$ ein tendenziell zu geringes Marktgebot an. Die fehlenden bzw. überschüssigen Energiemengen können somit über die Flexibilitäten der Anlagen im Bilanzkreis kompensiert werden.

Durch den Vergleich von Abb. 86 (oben) und dem Speicherzustandsverlauf in Abb. 84 wird deutlich, dass der Batteriespeicher für die Variante *nwp* vermehrt eingesetzt wird, um die kurzfristigen und nicht mehr über den Intradaymarkt zu korrigierende Abweichungen auszugleichen. Durch den Vergleich der Marktgebote für die Variante *nwp* und *deter* in Abb. 85 wird deutlich, dass die höhere Zyklisierung des Batteriespeichers bei der Variante *proba* auf die Gebote am Intradaymarkt zurückzuführen sind. Da die Intradaypreisvorhersage für die Variante *deter* für jedes Intervall den Mittelwert vorhersagt, wird die zeitliche Korrelation vernachlässigt (siehe Abschnitt 5.1.6) und der Preisspread im Intradaymarkt systematisch unterschätzt. Für die Variante *deter* wird um die Lieferviertelstunde 40 ein kritischer Punkt im Batteriespeicher erreicht. Wie in Abb. 85 zu erkennen, wird für die Variante *deter* die Entladung zur Lieferviertelstunde 24 bereits im initialen Marktgebot berücksichtigt.

Da anschließend mehr Energie zur Verfügung steht als vor Marktschließung prognostiziert ($dFC < 0$), entlädt der Speicher nicht vollständig und füllt sich in der Folge auf. Da beim deterministischen Optimierungsansatz keine Prognoseunsicherheiten berücksichtigt werden, wird die prognostizierte Energie im Anschluss vollständig über den Intraday vermarktet (Vgl. Finales Marktgebot zwischen Lieferviertelstunde 32 und 38). Da in den Lieferviertelstunden 40 bis 43 anschließend $dFC > 0$ vorliegt, entlädt der Speicher weiter. Für die Variante *proba* wird der Batteriespeicher aufgrund der probabilistischen Betrachtung in diesem Zeitraum weniger tief entladen. Zusätzlich verringern sich auch die Abweichungen zum Ende des Tages für die Variante *proba*, da dieser die Erzeugungsleistung für den Windpark aufgrund der probabilistischen Betrachtung etwas geringer ansetzt.

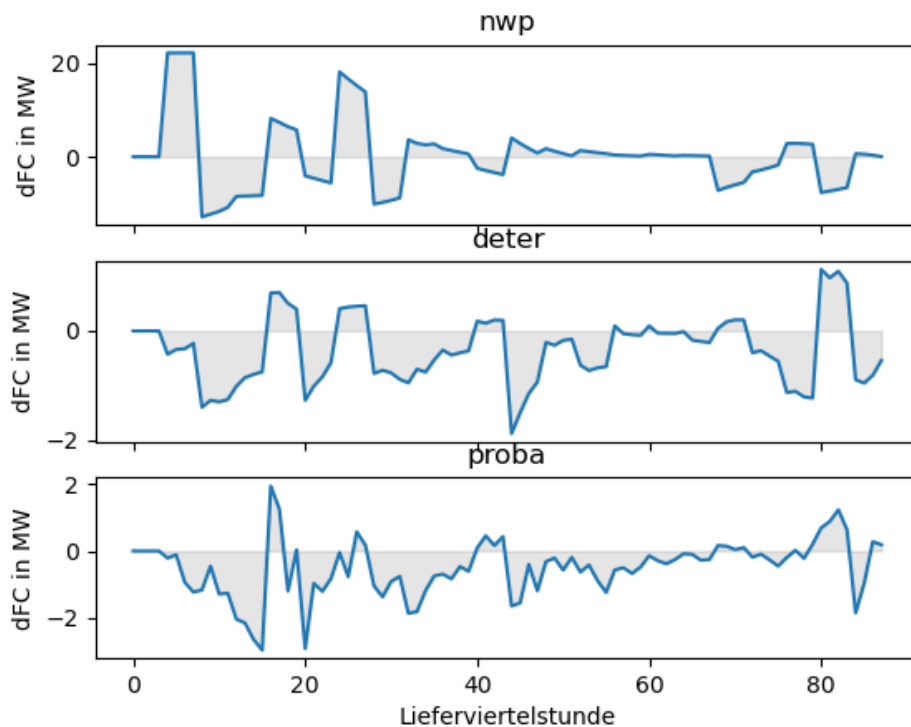


Abbildung 86: Differenz zwischen der letzter Erzeugungsprognose vor Marktschließung und letzter Erzeugungsprognose vor dem Lieferzeitpunkt (dFC) für die drei Varianten *nwp* (oben), *deter* (mitte) und *proba* (unten)

Die resultierenden kummulierten Bilanzkreisabweichung und dementsprechend die Diffe-

renz zwischen vermarkteter und produzierter Energiemenge, sind in Abb. 87 (unten) dargestellt. Zusätzlich dazu zeigt Abb. 87 (oben) die kumulierten Erlöse durch die Vermarktung am Day-Ahead- und Intradaymarkt für die drei Varianten. Da die Erzeugungsprognose für die Variante *nwp* zu vielen Zeitpunkt die Erzeugungsleistung überschätzt, werden für diese Variante höhere Erlöse erzielt. Die erhöhten Erlöse auf marktlicher Seite können jedoch lediglich durch hohe Bilanzkreisabweichungen realisiert werden, was dem Prinzip der Bilanzkreistreue widerspricht. Zusätzlich müssen Kosten für die entstehende Ausgleichsenergie aufgebracht werden, die wiederum von der Systembilanz zum Zeitpunkt der Bilanzkreisabweichung abhängen. Aus diesem Grund stellen die teilweise sehr hohen Ausgleichsenergiepreise für den Vermarkter ein erhebliches Risiko dar, welches durch die Vermeidung von Bilanzkreisabweichungen minimiert wird. Die Variante *deter* kann die Bilanzkreisabweichungen gegenüber der Variante *nwp* um 110 MWh reduzieren (-90%). Demgegenüber stehen Mindererlöse von rund 5500€(-58%).

Die Variante *proba* erreicht im Vergleich die niedrigsten Bilanzkreisabweichungen. Gegenüber der Variante *deter*, können diese um weitere 2 MWh gesenkt werden, was einer Reduktion von rund 15% entspricht. Demgegenüber stehen jedoch auch Mindererlöse von 250€, was einer relativen Reduktion von 6% entspricht.

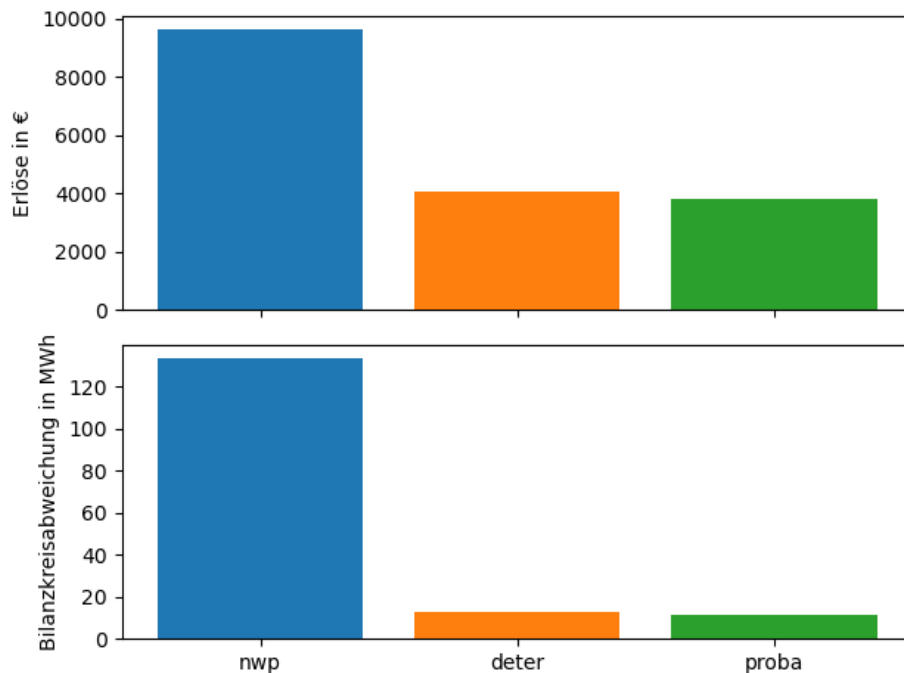


Abbildung 87: Kummulierte Erlöse (oben) und kummulierte Bilanzkreisabweichungen (unten) über den Tagesverlauf für die Varianten *nwp*, *deter* und *proba*.

5.2 Referenzszenario 2: Trägheitsemulation (Inertia emulation)

5.2.1 Motivation

Angesichts der Klimakrise, ersetzen mehr und mehr erneuerbare Umrichter-basierte Energiesysteme [engl. “inverter-based resources” (IBRs)] direkt ans Netz gekoppelte Synchronmaschinen (SMs). Letztere stellen durch ihre rotierenden Massen Systemträgheit bereit, während IBRs mit konventionellen Regelungsverfahren keine Systemträgheit bereitstellen, da die Umrichter die Leistungseinspeisung von der Netzfrequenz entkoppeln. Die europäische System-

trägeit nimmt daher ab [4]. Gleichzeitig werden zusätzliche Übertragungskapazitäten installiert, sodass im Fehlerfall ein höheres Leistungsungleichgewicht ΔP zwischen Erzeugung und Last auftreten kann [4]. Bei einem sogenannten System-Split-Szenario, zerfällt das System in Inselfsysteme (siehe Abb. 88), z. B. in Folge eines Fehlers der zum Auslösen von Überstromschutzrichtungen führt. Je größer die Trägheit des Inselfsystems, desto kleiner die Netzfrequenzänderungsrate \dot{f}_g [engl. “Rate of Change of Frequency” (RoCoF)] und desto mehr Zeit steht zur Verfügung um das Leistungsungleichgewicht wiederherzustellen. Nach der Inselbildung einer (vorherigen) Importregion muss das Hochfahren zusätzlicher Leistungserzeugung oder ein Lastabwurf erfolgen, um die Netzfrequenz zu stabilisieren und so einen Ausfall (Black-Out) zu vermeiden. Letzteres Szenario wird als kritischer im Vergleich zu einem Leistungsüberschuss bei Inselbildung einer Exportregion betrachtet, da eine Drosselung der Einspeiseleistung bzw. eine Lasterhöhung als unproblematischer erachtet wird. Der Verband Europäischer Übertragungsnetzbetreiber (ENTSO-E) rechnet mit einer maximal zulässigen Netzfrequenzänderungsrate von $\dot{f}_{g,\max} = 1 \frac{\text{Hz}}{\text{s}}$ bei einem Ungleichgewicht von ca. $\Delta P = 20\%$, allerdings sind zukünftig Worst-Case Ungleichgewichte von bis zu $\Delta P = 40\%$ zu erwarten [4]. In [132] wird ein “global severe split” als Szenario definiert, bei dem ein RoCoF $|\dot{f}_g| > 1 \frac{\text{Hz}}{\text{s}}$ in zwei benachbarten Inseln dazu führt, sodass kein benachbartes Netz mehr zur Verfügung steht, um die ausgefallenen (“black-out”) Netze wiederherzustellen. Um ein derartiges Szenario im Jahre 2025 in jedem Fall vermeiden zu können, wäre eine zusätzliche kinetische Energie (Momentanreserve) von $\Delta E_{\text{kin}} = 500 \text{ GWs}$ notwendig, was 400 zusätzlichen konventionellen Kraftwerken mit einer Nennleistung von $p_{m,R} = 250 \text{ MW}$ und einer Trägheitskonstante von $H = 5 \text{ s}$ entspricht [132]. Die Netzbetreiber in Großbritannien haben bereits im Rahmen des “Stability Pathfinder Programme” finanzielle Anreize zur Bereitstellung von Momentanreserve bzw. zur Trägheitseмуляtion geschaffen [9] und auch in Australien werden Maßnahmen zur Begrenzung des RoCoFs diskutiert [133]. Zusammenfassend sind sowohl die abnehmende Systemträgeit als auch das zunehmende Worst-Case Leistungsungleichgewicht die grundlegenden Herausforderungen für die zukünftige Netzstabilität.

Mit der Maschinenwinkelgeschwindigkeit ω_m , dem Maschinendrehmoment m_m , dem Turbinendrehmoment m'_t und dem Trägheitsmoment Θ (alle Größen bezogen auf die Maschinen-Seite) lässt sich das Ein-Massen-Modell in Motor-Vorzeichenkonvention durch

$$\begin{aligned} \underbrace{\frac{d}{dt}\omega_m}_{=:\dot{\omega}_m} &= \frac{1}{\Theta} (m_m - m'_t) \Rightarrow \omega_m \Theta \frac{d}{dt}\omega_m = \underbrace{\omega_m m_m}_{=:p_m} - \underbrace{\omega_m m'_t}_{=:p_t} \\ \Rightarrow \underbrace{\frac{\dot{\omega}_m}{\omega_{m,R}}}_{=:\dot{\Omega}_m} &= \frac{1}{2H} \left(\underbrace{\frac{m'_t}{m_{m,R}}}_{=:M_t} - \underbrace{\frac{m_m}{m_{m,R}}}_{=:M_m} \right) \Rightarrow \dot{\Omega}_m = \frac{M_t - M_m}{2H} \end{aligned} \quad (113)$$

beschreiben, wobei die Nennparameter im generatorischen Betrieb für die Normierung genutzt werden, d. h. $\omega_{m,R} > 0$, $m_{m,R} < 0$, $p_{m,R} = \omega_{m,R} m_{m,R} < 0$. Die Trägheitskonstante $H := -E_{\text{kin}}/p_{m,R} := -\Theta \omega_{m,R}^2 / (2p_{m,R}) > 0$ (in s) ist proportional zu der in der rotierenden Masse gespeicherten kinetischen Energie E_{kin} . Unter Vernachlässigung der Differenz zwischen tatsächlicher und nominaler Netzwinkelgeschwindigkeit [d. h. $\Omega_g := \omega_g / \omega_{g,R} \approx 1$ für das Großsignalverhalten in (113)] und unter der Annahme eines netzsynchronen Betriebs, was der Betrachtung des quasi-stationären Betriebs der SM entspricht [d. h. $\dot{\Omega}_m = \dot{\Omega}_g$, $\Omega_m \approx \Omega_g = 1$ für das Kleinsignalverhalten in (113)], folgt

$$\stackrel{(113)}{\Rightarrow} \dot{\Omega}_g = \frac{1}{2H} \left(\underbrace{\Omega_m M_t}_{=:P_t} - \underbrace{\Omega_m M_m}_{=:P_m} \right). \quad (114)$$

Werden alle an das Netz gekoppelten SMs analog zu (114) betrachtet, hängt die Netzwinkel-

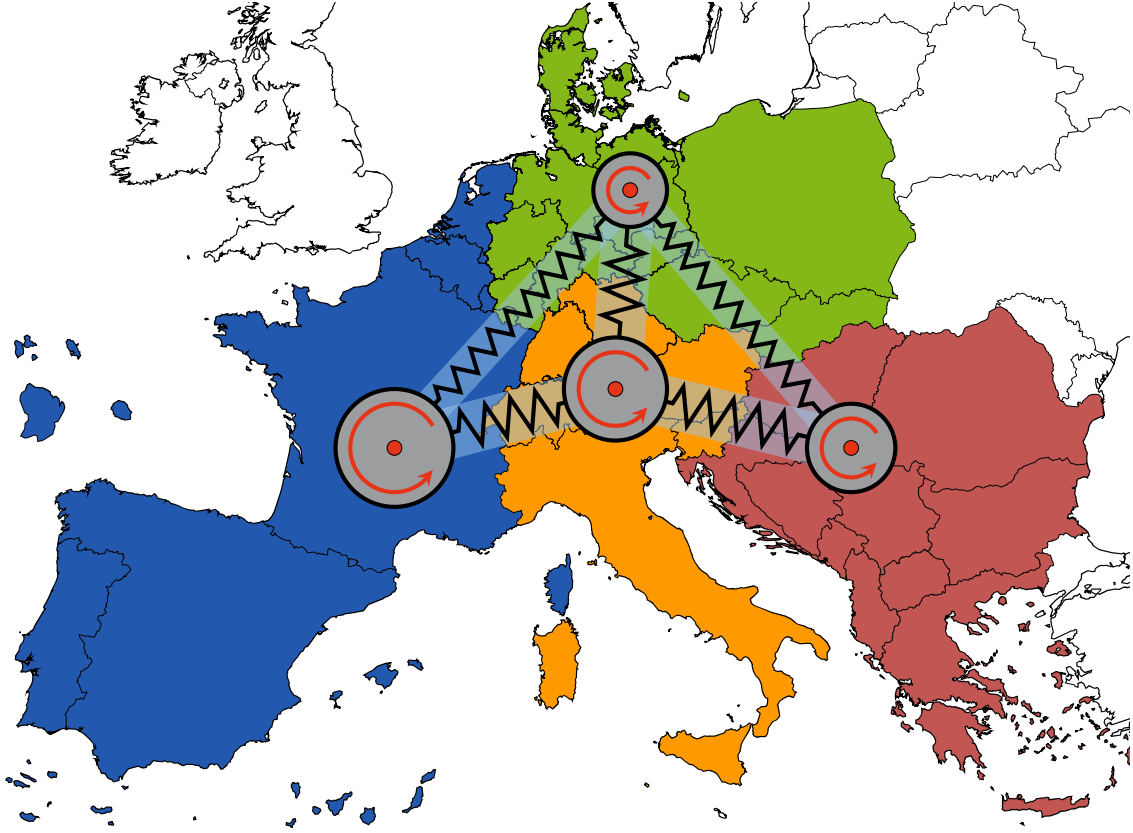


Abbildung 88: Beispiel für ein ENTSO-E System-Split-Szenario: “4-Zonen-Störung” mit blau und orange eingefärbten Importregionen, grün eingefärbter Exportregion, und rot eingefärbter Region mit vergleichsweise sehr geringen Im-/Exportwerten [3]. Die rotierenden Massen und deren Federverbindungen stellen symbolisch die Trägheiten des System und deren im Fehlerfall unterbrochene Kopplung dar.

geschwindigkeit bzw. der RoCoF von dem Leistungsungleichgewicht ΔP zwischen Erzeugung und Last ab [134], d. h.

$$\stackrel{(114)}{\Rightarrow} \quad \dot{\Omega}_g = \frac{1}{2H_g} \underbrace{\left(\overbrace{\sum p_{t,i}}^{=:P_{g,in}} - \overbrace{\sum p_{m,i}}^{=:P_{g,out}} \right)}_{=: \Delta P} \quad \text{mit } H_g := \frac{\sum H_i p_{m,R,i}}{p_g}. \quad (115)$$

Hierbei ist die Netzleistung p_g definiert als Summe aller Maschinen- bzw. Last-seitigen Leistungen (vor einem System-Split-Event), d. h. $p_g := \sum p_{m,i}$, und der Maschinenleistung $p_{m,i}$ der i -ten SM. In (115) wird eine Einspeisung durch SMs und ein Verbrauch durch resistive Lasten angenommen. Die Einspeisung durch IBRs kann jedoch einfach berücksichtigt werden, indem entsprechende virtuelle Synchronmaschinen (VSMs) hinzugefügt werden [28]. Für konventionelle Regelungsverfahren ohne Trägheitseмуляtion ist die entsprechende virtuelle Trägheitskonstante für IBRs $H_i = H_v = 0$ einzusetzen [28]. Zudem können Synchronmaschinen im motorischen Betrieb bzw. Last-seitige Trägheiten ebenfalls einfach berücksichtigt werden, indem ihre Trägheitskonstante H_i und ihre Nennleistung $p_{m,R,i}$ zur Berechnung von H_g in (115) genutzt werden. Für ein Netz, an das nur SMs angeschlossen sind, wird eine Division durch $p_g = 0$ in (115) vermieden, indem die motorisch-betriebenen SMs zur Berechnung der Basis $p_g = \sum p_{m,i}$ ignoriert werden, d. h. nur die generatorisch-betriebenen SMs berücksichtigen.

sichtigt werden. Außerdem können die motorisch-betriebenen SMs für die Leistungssummen $\sum p_{t,i}$ und $\sum p_{m,i}$ in (115) ignoriert werden, sodass $P_{g,\text{in}}$ der Netzeingangsleistung bzw. der normierten Summe aller (virtuellen) Turbinenleistungen, und $P_{g,\text{out}}$ der Netzausgangsleistung bzw. der Summe aller (virtuellen) Maschinenleistungen entspricht. Letzteres ist gültig, solange $p_{t,i} = p_{m,i}$ für alle motorisch-betriebenen SMs angenommen wird und die gesamte Leistungsdifferenz ΔP auf die generatorisch-betriebenen SMs aufgeteilt wird, da in (115) nur die resultierende Leistungsdifferenz ΔP relevant ist und die individuelle Leistungsverteilung auf der Turbinen- bzw. Maschinen-Seite beim Ein-Massen-Modell irrelevant ist.

Die Systemträgheitkonstante in (115) ist proportional zu der aggregierten kinetischen Energie aller SMs, d. h. $H_g := -E_{\text{kin},g}/p_g := -\sum E_{\text{kin},i}/p_g$. Offensichtlich nimmt mit abnehmendem H_g der RoCoF zu, insbesondere für ein hohes Ungleichgewicht ΔP in (115), was im Worst-Case zu Netzfrequenzinstabilität bzw. Black-Outs führt [4, 132]. Des Weiteren variiert die Systemträgheit je nach Betriebspunkt der (virtuellen) Synchronmaschinen, wie im folgenden Beispiel basierend auf [4] verdeutlicht wird: Unter der Annahme gleicher SMs mit identischer Trägheitskonstante H , wird eine einzelne äquivalente SM definiert, deren Größen im Folgenden mit dem Subskript ‘‘SM’’ bezeichnet werden, d. h. $H_{\text{SM}} = H_i$, $p_{\text{SM}} = \sum p_{m,i}$. Die Leistungssumme aller IBRs wird als p_{IBR} definiert und eine Regelung ohne Trägheitsemulation angenommen, sodass die IBRs keinen Beitrag zur Systemträgheit leisten, d. h. $H_v = 0$. Es folgt

$$\begin{aligned} p_g &= p_{\text{SM}} + p_{\text{IBR}} & (116) \\ \Rightarrow H_g &= \sum H_i \frac{p_{m,R,i}}{p_g} = H_{\text{SM}} \frac{p_{\text{SM,R}}}{p_g} = H_{\text{SM}} \underbrace{\frac{p_{\text{SM,R}}}{p_{\text{SM}}}}_{=: 1/P_{\text{SM}}} \underbrace{\left(1 - \frac{p_{\text{IBR}}}{p_g}\right)}_{\stackrel{(116)}{=} \frac{p_{\text{SM}}}{p_g}} \end{aligned}$$

$$\Rightarrow H_g = H_{\text{SM}} \frac{1 - \frac{p_{\text{IBR}}}{p_g}}{P_{\text{SM}}} \quad (117)$$

$$\Rightarrow \frac{p_{\text{IBR}}}{p_g} = 1 - \frac{P_{\text{SM}}}{H_{\text{SM}}} \underbrace{\frac{\Delta P}{2 \frac{d}{dt} \Omega_g}}_{\stackrel{(115)}{=} H_g}, \quad (118)$$

sodass ein zunehmender Anteil $\frac{p_{\text{IBR}}}{p_g}$ von IBRs in (117) zur Abnahme der Netzträgheitskonstante H_g führt. Hingegen steigt H_g mit zunehmendem Teillastbetrieb, d. h. mit abnehmendem $P_{\text{SM}} := \frac{p_{\text{SM}}}{p_{\text{SM,R}}}$ in (117), da bei einem gleichbleibenden Leistungsanteil $\frac{p_{\text{SM}}}{p_g} = 1 - \frac{p_{\text{IBR}}}{p_g}$ entsprechend mehr SMs – und somit mehr rotierende Massen – an das Netz gekoppelt sein müssen. Daraus folgt, dass der Teillastbetrieb bzw. Leerlauf von SMs einen höheren Anteil von IBRs ermöglicht. Wird z. B. eine SM-Trägheitskonstante von $H_{\text{SM}} = 5 \text{ s}$ und ein maximal zulässiger RoCoF von $\dot{f}_{g,\text{max}} = -1 \text{ Hz/s} \Rightarrow \frac{d}{dt} \Omega_g = -2 \text{ \% / s}$ angenommen und in (118) eingesetzt, lässt sich der maximale Anteil von IBRs in Abhängigkeit des Worst-Case-Leistungsungleichgewichts ΔP vereinfachen zu

$$H_{\text{SM}} = 5 \text{ s}, \frac{d}{dt} \Omega_g = -2 \text{ \% / s} \quad \stackrel{(118)}{\Rightarrow} \quad \frac{p_{\text{IBR}}}{p_g} = 1 - \frac{1}{2 H_{\text{SM}} \frac{d}{dt} \Omega_g} P_{\text{SM}} \Delta P = 1 + 5 P_{\text{SM}} \Delta P. \quad (119)$$

Dieser Zusammenhang ist in Abb. 89 für unterschiedlichen SM-Teillastbetrieb illustriert. Je größer der Betrag des Worst-Case-Leistungsungleichgewichts ΔP , desto kleiner der zulässige Anteil Umrichter-basierter bzw. erneuerbarer Einspeisung $\frac{p_{\text{IBR}}}{p_g}$. Ist der Anteil $\frac{p_{\text{IBR}}}{p_g}$ größer als durch die Grenzverläufe in Abb. 89 vorgegeben, droht ein unzulässiger RoCoF bzw. Netzinstabilität. Der zulässige Anteil $\frac{p_{\text{IBR}}}{p_g}$ lässt sich – unter den getroffenen Annahmen – nur durch (eine Vielzahl an) SMs im Teillastbetrieb erhöhen (vgl. P_{SM} in Abb. 89). Im folgenden Ab-

schnitt werden alternative Möglichkeiten diskutiert, um den zulässigen Anteil $\frac{P_{IBR}}{P_g}$ zu erhöhen, insbesondere die Bereitstellung von Systemträgheit durch IBRs mit Trägheitsemulation.

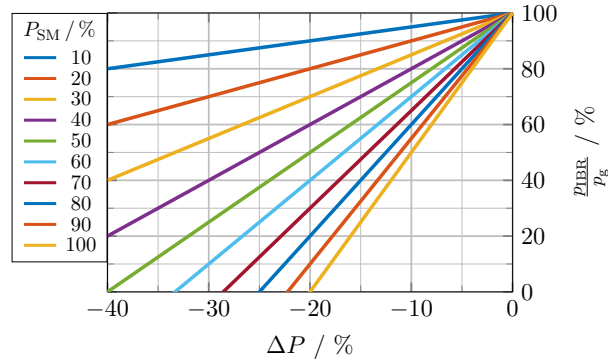


Abbildung 89: Maximaler Anteil Umrichter-basierter Erzeugungsleistung $\frac{P_{IBR}}{P_g}$ in Abhängigkeit des Worst-Case-Leistungsungleichgewichts ΔP für unterschiedlichen SM-Teillastbetrieb mit relativer Leistung P_{SM} unter der Annahme einer SM-Trägheitskonstante von $H_{SM} = 5$ s und einem maximal zulässigen RoCoF von $\frac{d}{dt}\Omega_g = -2$ %/s, vgl. Gleichung (119) und [4].

5.2.2 Stand der Technik

Zur Begrenzung des RoCoFs bzw. zur Vermeidung geringer Systemträgheit werden in [4, 135] die folgenden Maßnahmen genannt:

1. Der Betrieb einer ausreichenden Anzahl an Netz-gekoppelter SMs;
2. die Anpassung von Schutzeinrichtungen, falls möglich, wie z. B. schneller RoCoF-Detektion und schnellerer Lastabwurf;
3. die Verringerung des Worst-Case-Leistungsungleichgewichts, d. h. die Leistungsbegrenzung von Im-/Exports; und
4. die Implementierung neuer Regelungsverfahren für IBRs zur Trägheitsemulation durch Nutzung der Energiereserven von (bisher Netz-entkoppelten) Maschinen bzw. Turbinen und von Batterien bzw. Kapazitäten.

Maßnahmen 1 und 3 würden einem unbegrenzten Anteil erneuerbarer Energien und dem Netzausbau widersprechen, hingegen eignet sich Maßnahme 2 für zukünftige Energiesysteme, ist allerdings mit zusätzlichen Kosten für verbesserte Schutzeinrichtungen verbunden. Maßnahme 4 nutzt vorhandene Ressourcen bzw. Hardware und ist die einzige Maßnahme, die einen Netzbetrieb mit einem unbegrenzten Anteil an IBRs ermöglicht. Die für die Trägheitsemulation benötigten Regelungsverfahren sind Gegenstand aktueller Forschung und Entwicklung, wie im Folgenden näher dargestellt wird.

Die sogenannte netzbildende (engl. “grid-forming”) Regelung von IBRs ermöglicht ein Spannungsquellen-ähnliches Verhalten, das die Amplitude und Frequenz der Netzspannung formt [8, 28]; hingegen bezieht sich die sogenannte netzfolgende (engl. “grid-following”) Regelung auf das konventionelle Stromquellen-ähnliche Verhalten von IBRs, bei dem der Netzfrequenz durch schnelle Synchronisation gefolgt wird, z. B. mit Hilfe einer Phase-Locked Loop (PLL). Letzteres Regelungsverfahren wird in der Regel dazu genutzt, um einen (quasi-)konstanten Strom einzuspeisen, der durch Maximum Power Point Tracking (MPPT) Strategien vorgegeben wird [9]. Zwar kann die netzfolgende Regelung durch eine Erweiterung eine sogenannte “Fast Frequency Response” (FFR) oder synthetische Trägheit bereitstellen, aber nur die netzbildende Regelung

ermöglicht eine instantane Antwort auf RoCoF-Events bzw. stellt synchrone Trägheit analog zu SMs bereit [133, 136]. Für einen detaillierteren Vergleich, siehe Tab. 12. Entsprechend sehen die deutschen Übertragungsnetzbetreiber die zwingende Notwendigkeit, dass alle neu an das Netz gekoppelten IBRs ausschließlich netzbildende Regelung verwenden [137].

Tabelle 12: Vergleich der Regelungsverfahren für Umrichter-basierte Energiesysteme (IBRs) [6–10].

| Netzfolgende Regelung | Netzbildende Regelung |
|--|---|
| <ul style="list-style-type: none"> • Stabilitätsprobleme in schwachen Netzen (bei geringem Kurzschlussverhältnis) • Schnelle (aber nicht instantane) Frequenzunterstützung • Existierende Standards und kommerzielle Nutzung • Angewiesen auf eine klar definierte Netzspannung, die von anderen reguliert wird • Schnelle Netzsynchronisierung durch PLL o. ä. und einfache Strombegrenzung • Ggf. ungewünschte Leistungspendelungen (power oscillations) | <ul style="list-style-type: none"> • Stabilitätsprobleme in sehr starken Netzen (bei sehr hohem Kurzschlussverhältnis) • Instantane Trägheitsantwort begrenzt den initialen RoCoF • Kaum Standards und kaum Erfahrungen für Verbundsysteme • Fähigkeit zum Schwarzstart oder Inselnetzbetrieb • Strombegrenzung bzw. (Re-)Synchronisierung im Fehlerfall sind Gegenstand aktueller Forschung & Entwicklung • Ggf. Dämpfung von Leistungspendelungen (oscillation damping) |

Zur Trägheitsemulation muss für einen negativen RoCoF gemäß (114) temporär zusätzlich Leistung eingespeist werden, sodass entsprechende Energiereserven vorhanden sein müssen. Analog zu Netz-gekoppelten Synchronmaschinen können bei IBRs mit (bisher Netz-entkoppelten) Maschinen bzw. Turbinen die kinetische Energiereserven genutzt werden. Zum Beispiel schlägt [133] eine Windparkregelung mit FFR vor, um deren “bisher für das Netz verborgene” Trägheit zu nutzen. Weitere Beispiele sind Umrichter-basierte Pumpspeicherkraftwerke, die z. B. DFIMs nutzen [138], oder im Leerlauf betriebene DFIMs, die ausschließlich der Netzstützung dienen [139]. Zu beachten ist, dass die von IBRs emulierte Trägheit von den Regelparametern abhängt und nicht deren physikalischer Trägheit entsprechen muss. Bei IBRs ohne physikalische Trägheit, wie z. B. PV-Anlagen, können die Energiereserven für die Trägheitsemulation nur durch einen gedrosselten bzw. abgeregelten Betrieb realisiert werden. Alternativ können IBRs die in Batterien oder (Super-)Kondensatoren gespeicherte Energie nutzen [137, 140]. Generell ist zu beachten, dass die zusätzliche Leistung zur Trägheitsemulation nur in dem Maße bereitgestellt werden, wie es die Überlastfähigkeit der Anlage bzw. der Leistungselektronik zulässt.

Neben neuen Regelungsverfahren zur Trägheitsemulation [27, 28] ist das Wissen über vorhandene Systemträgheiten essentiell, um eine unnötige Abregelung erneuerbarer Energiesysteme zu vermeiden. Der Übertragungsnetzbetreiber “Electric Reliability Council of Texas” (ERCOT) verwendet seit 2016 ein sogenanntes Trägheitsmonitoring (engl. “Inertia Monitoring”), basierend auf den Trägheiten und den Betriebspunkten aller Netz-gekoppelter Generatoren, um eine minimale Systemträgheit sicherzustellen [135]. Darüber hinaus verwendet ERCOT eine sogenannte Trägheitsvorhersage (engl. “Inertia forecast”), die auf dem geplanten Betrieb aller Generatoren über eine Zeitspanne von einer Woche basiert [135]. Allerdings berücksichtigt ERCOT weder Last-seitige noch virtuelle Trägheiten. In [135, 141] wird eine Abschätzung der Systemträgheit basierend auf Frequenzmessungen während historischer Störungsereignisse vorgeschlagen. Letztere Methode führt jedoch zu fehleranfälligen bzw. unzuverlässigen Ergebnissen, da der Frequenzverlauf nach einer Störung – analog zu einem Mehr-Massen-Modell – von

Ort und Zeit abhängt und somit eine größere Anzahl an Frequenzmessungen an unterschiedlichen Orten nötig wäre [135, 141, 142]. Darüber hinaus ändert sich die Verteilung der Systemträgheiten kontinuierlich durch variierende Lasten und die variierende Einspeisung erneuerbarer Energiesysteme, sodass die Betrachtung weniger historischer Störungsereignisse nicht ausreichend ist. Bei alternativen Ansätzen wird das Netz mit kleinen Wirkleistungssignalen angeregt und der RoCoF gemessen, wozu jedoch zusätzliche Hardware zur Modulation benötigt wird [135]. In [142] wird ein Ansatz ohne externe Anregung durch zusätzliche Hardware vorgeschlagen, indem Ereignisse während des normalen Betriebs mit kleineren RoCoFs ausgewertet werden. Innerhalb einer Region wird der RoCoF mit Hilfe von “Phasor Measurement Units” (PMUs) gemessen. Gleichzeitig erfolgen Leistungsmessungen an den Grenzen einer Region, um den Im-/Export zu bestimmen. Gemäß (115) kann so anhand einer Leistungsänderung ΔP und des daraus resultierenden RoCoFs $\frac{d}{dt}\Omega_g$ die Systemträgheit berechnet werden. Dies wird in [142] als “Inertia Metering” bezeichnet. Zudem soll maschinelles Lernen in [142] eine Trägheitsvorhersage (Inertia forcast) ermöglichen. Mit zunehmend dezentraler Energieerzeugung und dem Netzausbau ist jedoch die Wahl geeigneter Regionen möglicherweise nicht mehr trivial und/oder eine hohe Anzahl an Messeinheiten wird benötigt. Zudem werden die Systemträgheiten nur bei geeigneten RoCoF-Events aktualisiert, tatsächlich können sie sich jedoch jederzeit ändern, insbesondere aufgrund der volatilen Einspeisung durch erneuerbare Energiesysteme. Außerdem basiert [142] auf dem Kleinsignalverhalten des Systems, d. h. das Großsignalverhalten bzw. Worst-Case-Szenarien kann dieses Verfahren nur bedingt abbilden, da insbesondere die für die Trägheitsemulation relevanten Nichtlinearitäten von IBRs – wie z. B. Strom-/Leistungsbeschränkungen – nicht berücksichtigt werden.

Um einen zuverlässigen Betrieb des zukünftigen Energiesystem mit hohem Anteil erneuerbarer Energiesystem zu ermöglichen, wurden in diesem Projekt Methoden zur Trägheitsemulation und zum Monitoring der Systemträgheiten mit Hilfe von Digitalen Zwillingen entwickelt. Die netzbildende Regelung für IBRs, insbesondere für DFIMs, wurde basierend auf dem Konzept virtueller Synchronmaschinen (VSMs) in diesem Projekt weiterentwickelt. Für weitere Details wird auf [27, 28] verwiesen. Das Monitoring basiert auf einem Worst-Case-Szenario, das im sogenannten Reporting Modul mit Hilfe Digitaler Zwillingstechnologien ausgewertet wird, welches im Folgenden näher erläutert wird.

5.2.3 Worst-Case-Szenario

Unter Annahme des maximal zulässigen (negativen) RoCoFs von $-\dot{f}_{g,\max} = -1 \frac{\text{Hz}}{\text{s}}$ bis zum Erreichen der unteren Frequenzgrenze von $\bar{f}_{g,\min} = 47,5 \text{ Hz}$ (vgl. [4, 133]), wird das Verhalten von IBRs mit Trägheitsemulation simuliert. Das Ziel ist die Bestimmung der Regelungsparameter, die für dieses Worst-Case-RoCoF-Event unter Berücksichtigung der Betriebsgrenzen die maximal zulässige Trägheit bereitstellen. Streng genommen sind die resultierenden Regelungsparameter nur für den betrachteten Worst-Case gültig, sodass die tatsächlich bereitgestellte Trägheit in anderen Fällen mit geringerem RoCoF möglicherweise abnimmt. Konkret kann z. B. das Abbremsen von Windturbinen zur Extraktion der kinetischen Energie dazu führen, dass der Leistungskoeffizient signifikant sinkt und Schutzmechanismen zur Einhaltung der Betriebsgrenzen aktiv werden, die der Trägheitsemulation entgegenwirken. Für den betrachteten Worst-Case wird die Einhaltung der Betriebsgrenzen ohne Auslösen von Schutzmechanismen durch die Wahl geeigneter Regelungsparameter vermieden. Für andere Fälle ist dies allerdings nicht unbedingt sichergestellt. Zum Beispiel ist ein geringerer RoCoF denkbar, sodass die Trägheitsemulation die Windturbine zwar mit weniger Leistung, dafür aber über einen längeren Zeitraum abbremsst. Der Betriebspunkt der Windturbine weicht entsprechend über einen längeren Zeitraum vom Maximum Power Point (MPP) ab, d. h. die verringerte Turbinenleistung führt zu einem zusätzlichen Abbremsen. Unter Umständen werden dadurch Schutzmechanismen aktiviert, die die bereitgestellte Trägheit verringern, z. B. ähnlich zu der

in [27] vorgestellten “Overload Protection”. Im Allgemeinen kann somit bei geringerem RoCoF die tatsächlich bereitgestellte Trägheit kleiner sein als in der Worst-Case-Betrachtung. Nichtsdestotrotz ist die Worst-Case-Betrachtung in jedem Fall ausreichend, um eine Begrenzung des RoCoFs sicherzustellen, d. h. $|\dot{f}_g| \leq \dot{f}_{g,\max}$, da spätestens bei Erreichen des maximal zulässigen RoCoFs $\dot{f}_{g,\max}$ alle IBRs die für den Worst-Case bestimmte Trägheit bereitstellen können.

5.2.4 Simplified Reporting Module

Das sogenannte “Simplified Reporting Module” (SRM) soll unter vereinfachten bzw. idealisierten Annahmen die maximal zulässige virtuelle Trägheitskonstante $H_{v,\max}$ unter der Berücksichtigung der minimalen Winkelgeschwindigkeit $\Omega_{m,\min}$, des maximalen Drehmoments $M_{m,\max}$, der maximalen Drehmomentänderungsrate $\dot{M}_{m,\max}$ und der maximalen Leistung $P_{m,\max}$ von Windkraftanlagen (engl. “wind energy conversion systems” (WECSs)) bestimmen, d. h.

$$H_{v,\max} := \max \{H_v\}, \quad \text{sodass} \quad \left\{ \begin{array}{l} \Omega_m(t) \geq \Omega_{m,\min}, \\ M_m(t) \leq M_{m,\max}, \\ \dot{M}_m(t) \leq \dot{M}_{m,\max}, \\ P_m(t) \leq P_{m,\max} \end{array} \right\} \quad \forall t \geq 0. \quad (120)$$

Im Folgenden werden WECS betrachtet, aber das SRM lässt sich auch auf andere IBRs anwenden, wie z. B. auf Batteriesysteme, bei denen sich (120) dadurch vereinfacht, dass nur die vierte Nebenbedingung für die Leistungsgrenze relevant ist (unter Voraussetzung eines ausreichenden Ladezustands).

Annahme (An.1). *Die aerodynamischen Bedingungen während der Trägheitsemulation sind näherungsweise konstant. Konkret sind die Windgeschwindigkeit, der Rotorblattwinkel, und die Schnelllaufzahl konstant, d. h. es gelte*

$$\begin{aligned} v_w(t) &= v_w(t_0) =: v_{w,0} \\ \beta(t) &= \beta(t_0) =: \beta_0 \\ \lambda(t) &= \lambda(t_0) =: \lambda_0 \end{aligned}$$

mit dem Zeitpunkt $t_0 \geq 0$ zu Beginn des RoCoF-Events. Daraus folgt, dass die Turbinenleistung ebenfalls konstant ist, d. h.

$$P_t(v_w(t), \beta(t), \lambda(t)) = P_t(v_{w,0}, \beta_0, \lambda_0) =: P_{t,0}.$$

Das zuvor definierte Worst-Case-Szenario wird betrachtet und angenommen, dass die Netzfrequenz vor dem RoCoF-Event (ungefähr) der nominalen Netzfrequenz $f_{g,R}$ entspricht, sodass sich die Dauer des RoCoF-Events zu

$$\Delta t := \frac{f_{g,R} - \bar{f}_{g,\min}}{\dot{f}_{g,\max}} \quad (121)$$

ergibt. Unter der idealisierten Annahme, dass die Regelung die vereinfachte SM-Trägheitsantwort (114) emuliert, ergibt sich der idealisierte Maschinenleistungspuls P_m während des RoCoF-Events in Abhängigkeit von der virtuellen Trägheitskonstante H_v , d. h. die vierte Nebenbedingung in (120) vereinfacht sich zu

$$\stackrel{\substack{(114) \\ (\text{An.1})}}{\Rightarrow} P_m := P_m(H_v) := P_{t,0} + 2H_v \dot{\Omega}_{g,\max} \stackrel{!}{\leq} P_{m,\max}, \quad \dot{\Omega}_{g,\max} := \frac{\dot{f}_{g,\max}}{f_{g,R}} = -\frac{d}{dt} \Omega_g. \quad (122)$$

Unter der Annahme, dass die gesamte Energie zur Trägheitsemulation aus den kinetischen Energiereserven E_{kin} des Antriebsstrangs mit physikalischer Trägheitskonstante H extrahiert wird, vereinfacht sich die Berechnung der minimalen Rotorgeschwindigkeit bzw. die erste Nebenbedingung in (120) zu

$$\begin{aligned}
& \int_0^{\Delta t} (p_m - p_t) dt = E_{\text{kin}}(\Delta t) - E_{\text{kin}}(0) \\
\Rightarrow & (P_m - P_{t,0}) p_{m,R} \Delta t = \underbrace{\frac{1}{2} \Theta \omega_m(\Delta t)^2}_{=E_{\text{kin}}(\Delta t)} - \underbrace{\frac{1}{2} \Theta \omega_m(0)^2}_{=E_{\text{kin}}(0)} \\
\Rightarrow & (P_m - P_{t,0}) \Delta t = H \left(\Omega_m(0)^2 - \Omega_m(\Delta t)^2 \right) \\
\Rightarrow & \min \{ \Omega_m(t) \} = \Omega_m(\Delta t) = \sqrt{\Omega_m(0)^2 - \frac{1}{H} (P_m - P_{t,0}) \Delta t} \quad (123) \\
& \stackrel{(122)}{=} \sqrt{\Omega_m(0)^2 - 2 \frac{H_v}{H} \dot{\Omega}_{g,\text{max}} \Delta t} \stackrel{!}{\geq} \Omega_{m,\text{min}}.
\end{aligned}$$

Die zweite Nebenbedingungen in (120) vereinfacht sich mit Hilfe von (122) und (123) zu

$$\max \{ M_m(t) \} \stackrel{(122)}{\stackrel{(123)}}{=} \frac{P_m(H_v)}{\min \{ \Omega_m(t) \}} \stackrel{!}{\leq} M_{m,\text{max}}. \quad (124)$$

Die dritte Nebenbedingungen in (120) wird anhand der VSM Trägheitsantwort durch

$$\max \{ \dot{M}_m(t) \} = -\frac{1}{2e} \dot{\Omega}_g D_{v,\text{crit}}(H_v) \stackrel{!}{\leq} M_{m,\text{max}} \quad (125)$$

abgeschätzt.

Schließlich wird das Optimierungsproblem (120) mit den hergeleiteten vereinfachten Nebenbedingungen numerisch bzw. iterativ gelöst (siehe Abb. 90). Beim SRM hängt die Lösung von (120) nur von der initialen Rotorgeschwindigkeit $\Omega_m(t_0)$ ab. Mit der maximal zulässige (virtuellen) Trägheitskonstante der i -ten Einheit ${}^i H_{v,\text{max}}$ können diese mit Hilfe des Software-Frameworks auf höheren Ebenen für das Trägheitsmonitoring aggregiert werden, sodass der Netzbetreiber anhand von (115) analysieren kann, ob ausreichend Trägheit im (Insel-)Netz emuliert werden kann bzw. in welchem Maße Trägheitsemulation notwendig ist. Daraus können schließlich entsprechende Referenzen für die tatsächliche Parametrierung der Regelungsmodule (Control Modules - CMs) abgeleitet werden, wobei ${}^i H_{v,\text{ref}}$ die Referenz für die virtuelle Trägheitskonstante der i -ten Einheit bezeichnet.

5.2.5 Holistic Reporting Module

Das sogenannte ‘‘Holistic Reporting Module’’ (HRM) betrachtet – wie das SRM – das Worst-Case-RoCoF-Event, allerdings basiert das HRM auf einem ganzheitlichen Modell für das WECS mit Trägheitsemulation. Das heißt, während das SRM idealisierte Leistungspulse (122) basierend auf der vereinfachten SM-Trägheitsantwort (114) annimmt, simuliert das HRM die dynamischen Zeitverläufe während des RoCoF-Events und wertet diese hinsichtlich der Betriebsgrenzen aus (siehe Abb. 91). Da die numerische Optimierung in jeder Iteration eine neue Simulation mit variierendem Regelungsparameter H_v ausführt, sind die entwickelten Digitalen Zwillinge für die aerodynamischen, mechanischen und elektrischen Komponenten einer 5 MW-WECS auf die wesentlichen relevanten Eigenschaften reduziert worden, um die Rechenzeit zu verringern.

Die Simulationen hängen vom aktuellen Betriebspunkt (engl. ‘‘Operating Point’’) der Anlage ab (siehe Abb. 91). Während der Trägheitsemulation, die während des RoCoF-Events nur wenige Sekunden aktiv ist, wird die Windgeschwindigkeit v_w als konstant angenommen.

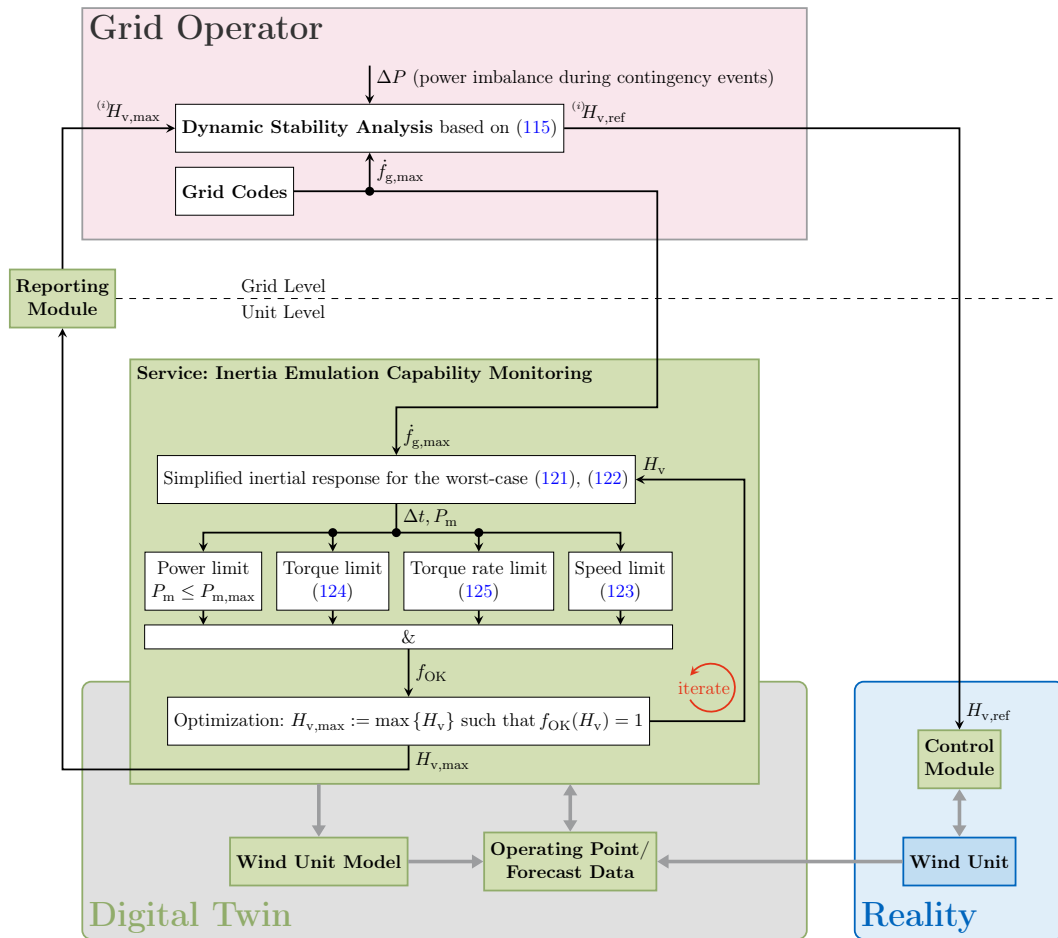


Abbildung 90: Blockdiagramm des Trägheitsmonitorings mit dem “Simplified Reporting Module” (SRM).

Die daraus für das Trägheitsmonitoring resultierenden Fehler werden unter der Annahme vernachlässigt, dass sich die kurzzeitigen Schwankungen von v_w bei einer Vielzahl an WECS bei der Berechnung der aggregierten Systemträgheiten aufheben. Neben v_w bestimmt der Sollwert für die Maschinenleistung $P_{m,set,rel}$ den aktuellen Betriebspunkt, der in Prozent relativ zur Leistung des Maximum Power Points (MPPs) angegeben wird. Statt des MPPTs sind Betriebsstrategien zur Bereitstellung von sowohl zusätzlicher Momentanreserve als auch von Primärregelleistung möglich, indem die Leistung während des normalen Betriebs abgeregelt bzw. gedrosselt wird; dadurch sind Wirkleistungsreserven verfügbar, die eingesetzt werden können um Abweichungen der Netzfrequenz entgegenzuwirken [28]. Insbesondere die in [28, 143] vorgeschlagene “Maximum Rotation Strategy” eignet sich zur Maximierung der verfügbaren kinetischen Energiereserven für die Trägheitsemulation. Anders als bei SMs, können bei IBRs mit Hilfe der Leistungselektronik die Energie- bzw. Leistungs-Reserven innerhalb kürzester Zeit (wenige 10 ms) abgerufen werden; daher muss die Interaktion zwischen Trägheitsemulation und Primärregelung bzw. Droop-Control berücksichtigt werden, um beispielsweise hohes Überschwingen der Leistung zu vermeiden [28]. Hierzu wurde eine Regelung entworfen, die die Droop-Control-Ausgangsleistung unter Berücksichtigung der verfügbaren Leistungsreserven begrenzt. Für Details zur Modellierung und Regelung wird auf [27, 28] verwiesen und an dieser Stelle sei nur ein Teil der im Projekt entwickelten Neuheiten erwähnt:

- Kombination der Drehmomentvorsteuerung (Feedforward Torque Control) mit der VSM-

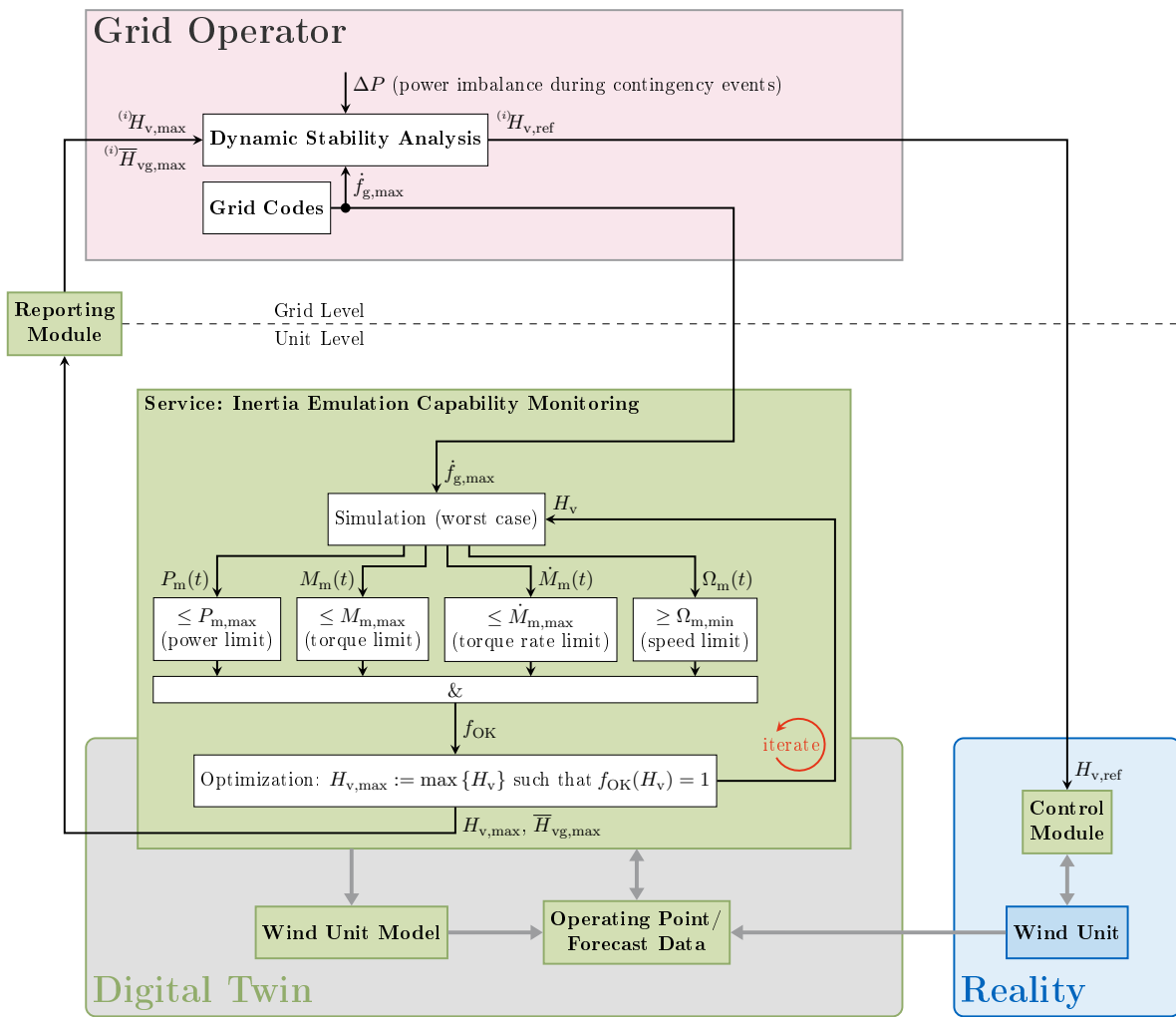


Abbildung 91: Blockdiagramm des Trägheitsmonitorings mit dem “Holistic Reporting Module” (HRM).

Regelung um einen effizienten Betrieb bzw. Maximum Power Point Tracking (MPPT) ohne Verzögerungen im normalen, fehlerfreien Betrieb zu ermöglichen;

- MPPT-Kompensation zur Vermeidung ungewünschter Interaktion zwischen MPPT und Trägheitsemulation;
- Arbeitspunktabhängige Adaption der VSM-Parameter, z. B. zur gewünschten Dämpfung von Leistungszillationen;
- Überlastschutz (Overload-Protection): Im Fehlerfall kann die Trägheitsemulation zur Überlastung der DFIM führen und die VSM ist eventuell nicht mehr in der Lage, sich mit der Netzfrequenz zu synchronisieren (die VSM “fällt außer Schritt“). Zur Vermeidung wurde ein Sicherungsmechanismus entwickelt, der kritische Lastwinkel detektiert und die Parameter der Synchronisationsschleife (engl. “torque synchronization loop”) so anpasst, dass eine Überlastung vermieden wird;
- Bereitstellung von zusätzlichen Energiereserven zur Trägheitsemulation bzw. Primärregelung basierend auf der “Maximum Rotation Strategy” [143].

- Simulative Validierung anhand des IEEE 9-bus Testsystems, unter anderem mit 100%iger Einspeisung durch IBRs.

Für jeden Betriebspunkt $(v_w, P_{m,set,rel})$ wird das Optimierungsproblem (120) gelöst, indem die Trägheitsantwort der Erzeugungsanlage für den Worst-Case-RoCoF $\dot{f}_{g,max}$ mit unterschiedlicher VSM-Trägheit H_v simuliert wird (siehe Abb. 91). Die WECS-Betriebsgrenzen werden bei der Optimierung durch folgende Nebenbedingungen berücksichtigt:

- Minimal zulässige Rotorwinkelgeschwindigkeit $\Omega_{m,min} = 56 \%$;
- Maximal zulässiges Drehmoment $M_{m,max} = 110 \%$;
- Maximal zulässige Drehmomentänderungsrate $\dot{M}_{m,max} = 80 \frac{\%}{s}$; und
- Maximal zulässige Leistung $P_{m,max} = 105 \%$.

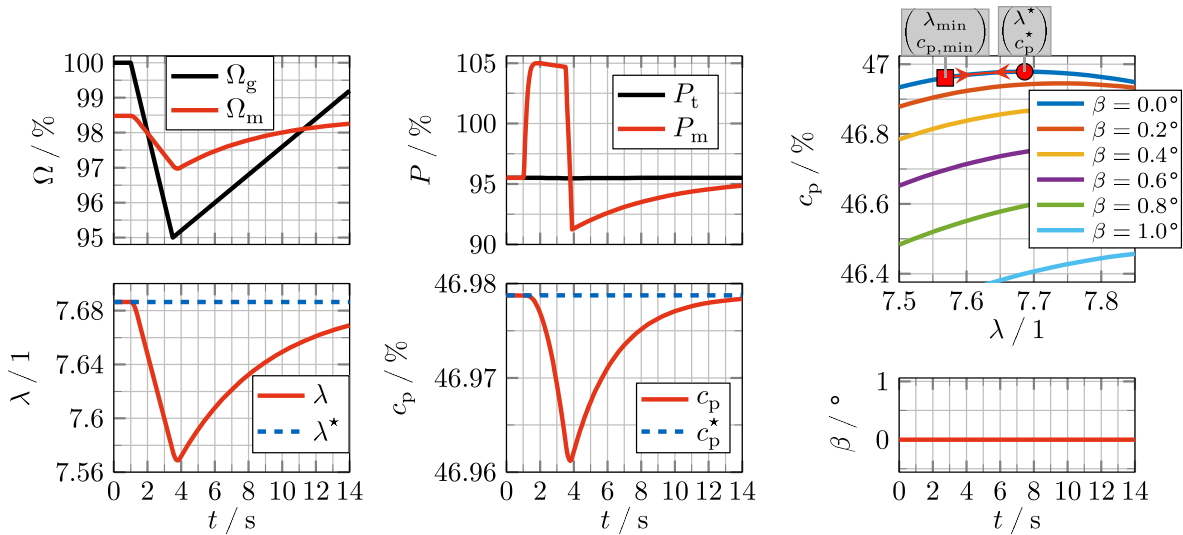


Abbildung 92: Beispielhafte simulierte Zeitverläufe ohne Abregelung für das HRM-Optimierungsergebnis ($v_w = 11 \frac{m}{s}$, $P_{m,set,rel} = 100 \%$, $\bar{H}_{vg,max} = 2,218 s$).

Abb. 92–93 zeigen beispielhaft Zeitverläufe der Optimierungsergebnisse bei $v_w = 11 \frac{m}{s}$ und bei verschiedenen Leistungssollwerten, nämlich (i) für MPPT, d. h. bei $P_{m,set,rel} = 100 \%$ in Abb. 92, bzw. (ii) für ein-prozentige Abregelung, d. h. $P_{m,set,rel} = 99 \%$ in Abb. 93. Die Worst-Case-Netzwinkelgeschwindigkeit Ω_g (oben links in Abb. 92–93) ist in beiden Fällen identisch, d. h. bei $t_0 = 1 s$ sinkt Ω_g mit dem Worst-Case-RoCoF $\frac{d}{dt}\Omega_g = -2 \frac{\%}{s}$ ab, bevor die untere Grenze $\Omega_g = 95 \%$ erreicht wird und Ω_g mit einem RoCoF von $0,4 \frac{\%}{s}$ wieder bis zur Nenn-Netzwinkelgeschwindigkeit ansteigt.

In Abb. 92 ist der Leistungskoeffizient aufgrund der optimalen Schnelllaufzahl und der inaktiven Pitch-Regelung zunächst maximal, d. h. $(\beta, \lambda) = (0, \lambda^*) \Rightarrow c_p = c_p^*$. Während des negativen RoCoF wird die Maschinenleistung P_m zur Trägheitsemulation erhöht, während die Turbinenleistung P_t nahezu konstant bleibt. Dadurch wird der Rotor abgebremst, sodass auch die Schnelllaufzahl sinkt (siehe Ω_m und λ in Abb. 92). Nachdem die Netzwinkelgeschwindigkeit ihr Minimum $\Omega_g = 95 \%$ bei $t = 3,5 s$ erreicht und wieder ansteigt, sinkt die Maschinenleistung P_m aufgrund des RoCoF-Vorzeichenwechsels innerhalb kurzer Zeit signifikant ab. Die Maschinenleistung P_m sinkt unter die Turbinenleistung P_t , da die Windturbine wieder zum vorherigen Arbeitspunkt bzw. zum Maximum Power Point (MPP) beschleunigt werden muss. Dies wird bei Betrachtung der Trajektorie (c_p, λ) oben rechts in Abb. 92 deutlich: Der MPP

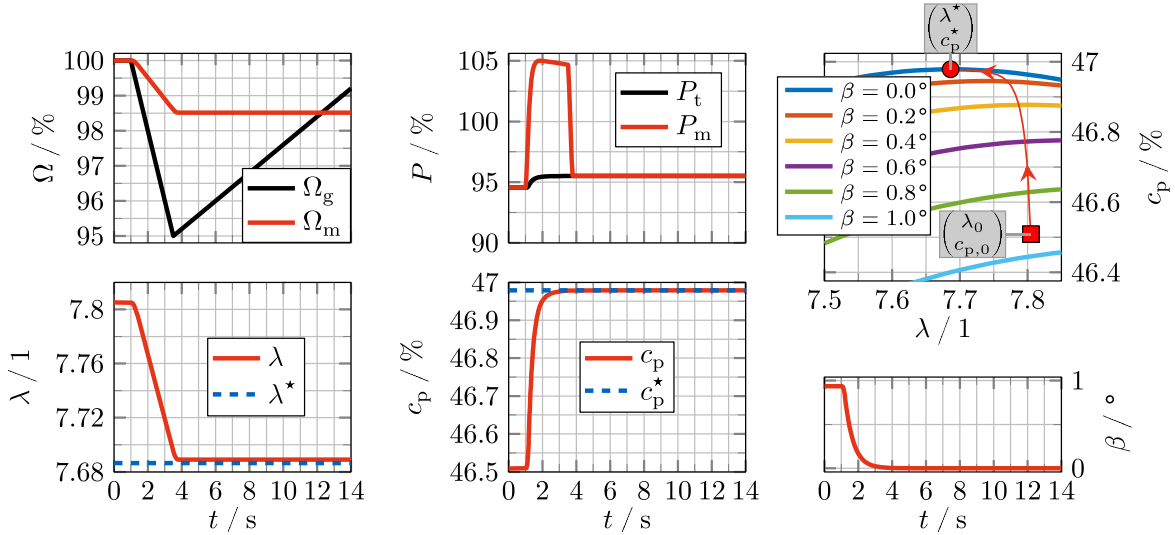


Abbildung 93: Beispielfhafte simulierte Zeitverläufe bei ein-prozentiger Abregelung für das HRM-Optimierungsergebnis ($v_w = 11 \frac{\text{m}}{\text{s}}$, $P_{m,\text{set,rel}} = 99\%$, $\overline{H}_{\text{vg,max}} = 2,433 \text{ s}$).

(λ^*, c_p^*) wird während, des negativen RoCoF verlassen, wobei λ merklich abnimmt, jedoch c_p nahezu konstant bleibt. Idealerweise würde der vom MPPT maximal abweichende Arbeitspunkt mit minimaler Schnelllaufzahl und minimalem Leistungskoeffizient ($\lambda_{\text{min}}, c_{p,\text{min}}$) bei der minimalen Netzfrequenz $\Omega_g = 95\%$ zum Zeitpunkt $t = 3,5 \text{ s}$ erreicht. Tatsächlich wird dieser Arbeitspunkt aufgrund der leicht verzögerten Netzsynchronisation der VSM und der Begrenzung der Maschinendrehmoment-Änderungsrate erst bei $t \approx 3,78 \text{ s}$ erreicht. Anschließend reduziert das MPPT die Leistung P_m , sodass λ wieder zunimmt und der vorherige MPP (λ^*, c_p^*) wiederhergestellt wird.

Aufgrund von $P_{m,\text{set,rel}} = 99\%$ liegen in Abb. 93 die Maschinenleistung P_m , die Turbinenleistung P_t sowie der Leistungskoeffizient c_p zu Beginn 1% unterhalb der MPP-Werte, die am Ende der Simulation erreicht werden, d. h. z. B. $c_p(0) = 99\% \cdot c_p^*$. Generell werden Leistungsreserven bereitgestellt, indem das Maschinendrehmoment entsprechend verringert wird, sodass die Turbine beschleunigt und die Rotorwinkelgeschwindigkeit Ω_m steigt. Mit steigender Schnelllaufzahl λ nimmt der Leistungskoeffizient c_p ab (vgl. oberes rechtes Diagramm in Abb. 93), bis sich ein Gleichgewicht zwischen P_m und P_t einstellt. Dieser Gleichgewichtspunkt liegt ggf. außerhalb des zulässigen Betriebsbereichs, sodass die Pitch-Regelung aktiv werden muss, um die Drehzahl auf ihren zulässigen Maximalwert zu begrenzen. Dies ist in Abb. 93 der Fall, d. h. $\Omega_m(0) = 100\%$, $\beta(t_0) > 0$. Diese Strategie zur Bereitstellung von Leistungsreserven wird als “Maximum Rotation Strategy” [28, 143] bezeichnet, da primär versucht wird λ zu erhöhen (daher $\lambda(t_0) > \lambda^*$ in Abb. 93) und erst bei Erreichen der Nennzahl zusätzlich β erhöht wird. Im oberen rechten Diagramm in Abb. 93 startet die Trajektorie im Arbeitspunkt $(\lambda_0, c_{p,0})$, bevor λ aufgrund der erhöhten Maschinenleistung P_m während des negativen RoCoF abnimmt. Gleichzeitig verringert die Pitch-Regelung β zu null, da $\Omega_m < 100\%$, sodass die Trajektorie sich von rechts dem MPP (λ^*, c_p^*) nähert. Nach dem Worst-Case-RoCoF, d. h. während die Netzfrequenz Ω_g wieder ansteigt, aber sich noch deutlich unterhalb der Nennfrequenz befindet, wird der MPP beibehalten, um die Wiederherstellung der Nennfrequenz zu unterstützen (vgl. Abschnitt 10.2.4.3 in [94]).

In Abb. 93 nimmt die Turbinenleistung bei negativem RoCoF zu, während in Abb. 92 die Turbinenleistung aufgrund des MPPT konstant ist bzw. leicht abnimmt bei negativem RoCoF. Darüber hinaus führt die “Maximum Rotation Strategy” in Abb. 93 dazu, dass die Rotorwinkelgeschwindigkeit ausgehend von $\Omega_m = 100\%$ nicht unterhalb des MPP-Wertes von

$\Omega_m = 98,5\%$ sinkt, während Ω_m beim MPPT in Abb. 92 ausgehend von $\Omega_m = 98,5\%$ bis auf ca. $\Omega_m = 97\%$ einbricht.

In Abb. 92 wird die Leistungsgrenze $P_m = 105\%$ erreicht, d. h. die Leistungsgrenze ist in diesem Fall die relevante Nebenbedingung für die Optimierung und die maximal mögliche VSM Trägheitskonstante beträgt $H_{v,\max} = 2,420\text{ s}$. Vereinfacht lässt sich die Leistungserhöhung der Trägheitsantwort bezogen auf die initiale (Turbinen-)Leistung P_0 durch $2H_{v,\max}\dot{\Omega}_{g,\max}$ annähern [vgl. Gleichung (114)], d. h. $P_m \approx P_0 - 2H_{v,\max}\dot{\Omega}_{g,\max} = 95,5\% + 2 \cdot 2,420\text{ s} \cdot 2 \frac{\%}{\text{s}} \approx 105\%$. In Abb. 92 wird ebenfalls die Leistungsgrenze $P_m = 105\%$ erreicht, allerdings ist die maximal mögliche VSM Trägheitskonstante mit $H_{v,\max} = 2,665\text{ s}$ höher als zuvor, da zusätzliche Leistungsreserven in Höhe von 1% zur Verfügung stehen. Wieder lässt sich die Leistungserhöhung der Trägheitsantwort bezogen auf die initiale (Turbinen-)Leistung P_0 vereinfacht durch $2H_{v,\max}\dot{\Omega}_{g,\max}$ annähern [vgl. Gleichung (114)], d. h. $P_m \approx P_0 - 2H_{v,\max}\dot{\Omega}_{g,\max} = 94,6\% + 2 \cdot 2,665\text{ s} \cdot 2 \frac{\%}{\text{s}} \approx 105\%$.

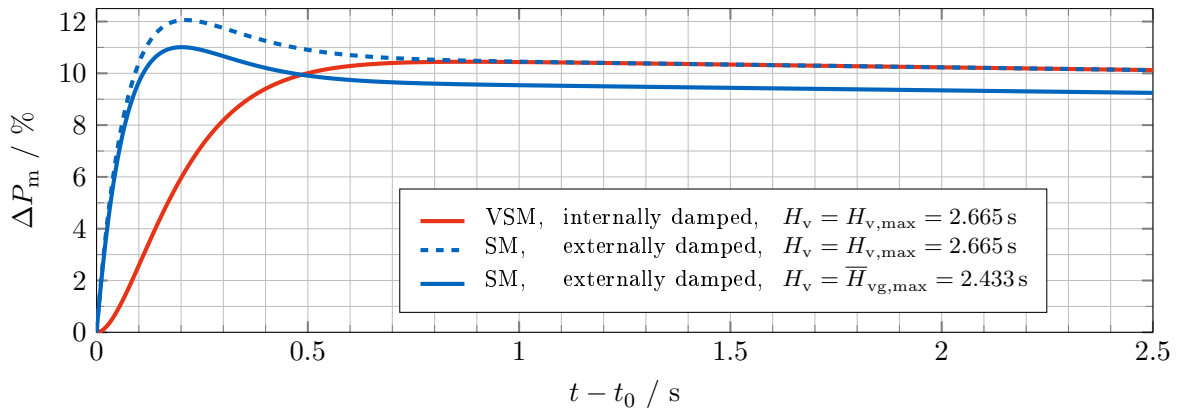


Abbildung 94: Zusätzliche Leistung während der Trägheitsantwort für die (intern gedämpfte) VSM der Windkraftanlage bei ($v_w = 11 \frac{\text{m}}{\text{s}}$, $P_{m,\text{set,rel}} = 99\%$) bzw. für (extern gedämpfte) SMs.

Bei einem RoCoF-Event sind das transiente elektromagnetische Verhalten einer Windkraftanlage (mit Trägheitseмуляtion) und einer realen direkt ans Netz gekoppelten Synchronmaschine (SM) – auch bei Verwendung des VSM-Ansatzes – *nicht* identisch, da sich insbesondere das Dämpfungsverhalten unterscheidet (internal/external damping) [10, 27]. Um dennoch den Beitrag zur Systemträgheit wie bei herkömmlichen Anlagen mit realen SMs quantifizieren zu können, wird eine bezüglich der Energiebilanz äquivalente oder „Netz-äquivalente“ Trägheitskonstante $\bar{H}_{v,\max}$ wie folgt definiert: Im betrachteten Worst Case stellt die VSM mit Parameter $H_v = H_{v,\max}$ dieselbe Energiemenge zum Ausgleich des Ungleichgewichts zwischen Erzeugung und Bedarf bereit, wie eine reale SM mit der Netz-äquivalenten Trägheitskonstante $H_v = \bar{H}_{v,\max}$. Um $\bar{H}_{v,\max}$ zu ermitteln, werden die Flächen unter den Leistungskurven der Trägheitsantwort betrachtet: In Abb. 94 entspricht beispielsweise die Fläche unter der VSM-Kurve mit $H_v = H_{v,\max} = 2,665\text{ s}$ der Fläche unter den SM-Leistungskurve mit $H_v = \bar{H}_{v,\max} = 2,443\text{ s}$. Neben $H_{v,\max}$ wird auch $\bar{H}_{v,\max}$ an das RM des Frameworks übermittelt (vgl. Abb. 91).

5.2.6 Analyse und Auswirkungen

Zur Analyse der Optimierungsergebnisse des SRM und des HRM werden in Abb. 95–96 Windgeschwindigkeiten von $v_w = 3 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ bis $20 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ mit einer Schrittweite von $0,1 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ und relative Sollwerte für die Maschinenleistung von $P_{m,\text{set,rel}} = 85\%$ bis 100% mit einer Schrittweite von 1% betrachtet. In den rechten 3D-Diagrammen in Abb. 95–96 ist zudem für jeden Betriebspunkt die relevante Nebenbedingung anhand der Farbe der Markierung zu erkennen.

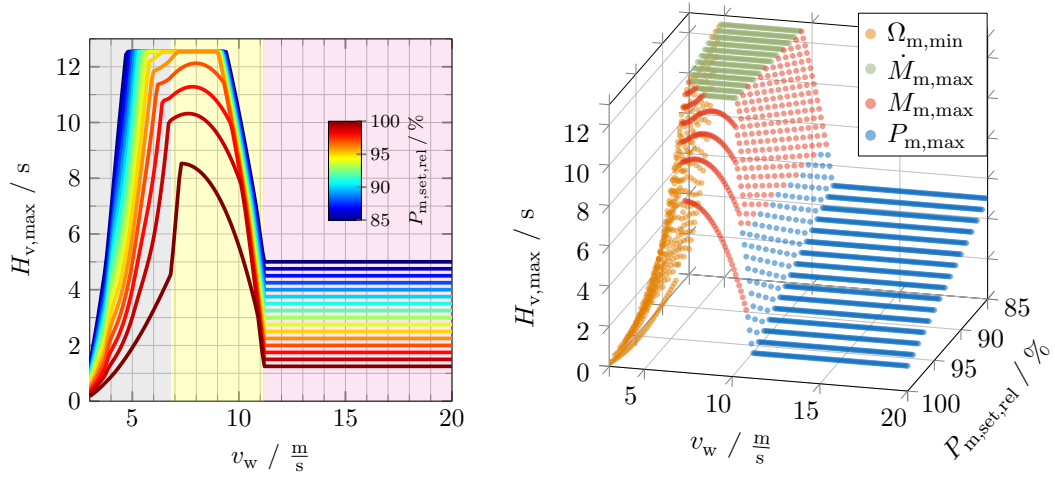


Abbildung 95: Simplified Reporting Module (SRM): Maximal zulässige VSM Trägheitskonstante für verschiedene Arbeitspunkte, die von Windgeschwindigkeit und relativem Sollwert für die Maschinenleistung ($v_w, P_{m,set,rel}$) abhängen.

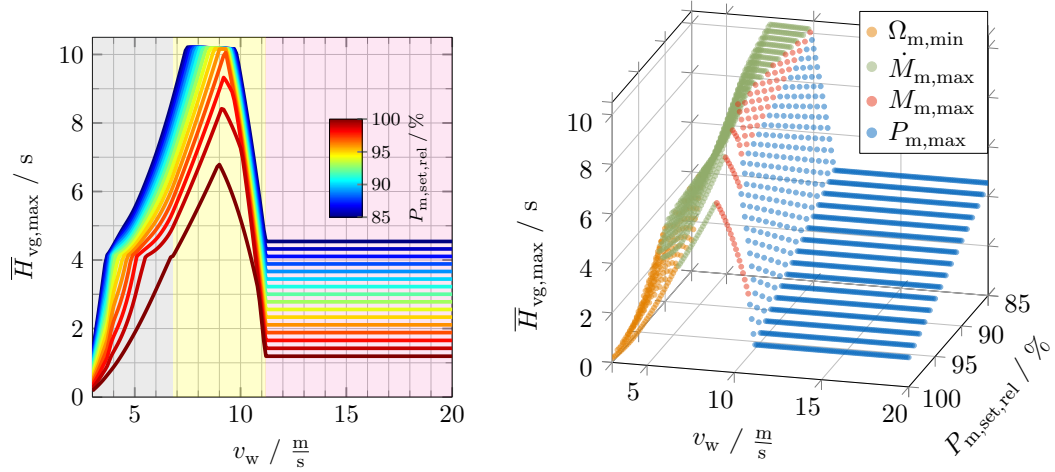


Abbildung 96: Holistic Reporting Module (HRM): Maximal zulässige Netz-äquivalente Trägheitskonstante für verschiedene Arbeitspunkte, die von Windgeschwindigkeit und relativem Sollwert für die Maschinenleistung ($v_w, P_{m,set,rel}$) abhängen.

Demnach ist für kleine Windgeschwindigkeiten v_w die untere Grenze für die Rotordrehzahl $\Omega_{m,min}$ relevant, bevor die Grenze für das Drehmoment $M_{m,max}$ bzw. für dessen Änderungsrate $\dot{M}_{m,max}$ mit zunehmendem v_w relevant wird. Spätestens ab der Nennwindgeschwindigkeit $v_{w,R} = 11,17 \frac{m}{s}$ bestimmt die Leistungsgrenze $P_{m,max}$ die Fähigkeit zur Trägheitsemulation. Entsprechend lässt sich $H_{v,max}$ bzw. $\bar{H}_{vg,max}$ durch die Bereitstellung zusätzlicher Leistungsreserve erhöhen: Zum Beispiel kann eine 1%-ige Abregelung bereits zu einer 10%-igen Erhöhung der Netz-äquivalenten Trägheit $\bar{H}_{vg,max}$ führen (vgl. Abb. 92–93).

In Abb. 97 werden die Optimierungsergebnisse des SRM mit denen des HRM verglichen: links die maximal zulässige (interne) VSM-Trägheitskonstante $H_{v,max}$ und rechts die maximal zulässige Netz-äquivalente Trägheitskonstante $\bar{H}_{vg,max}$, wobei für das SRM $H_{v,max} = \bar{H}_{vg,max}$ gilt. Insbesondere in den Bereichen, in denen beim HRM die Grenze für die Drehmomentänderungsrate $\dot{M}_{m,max}$ relevant ist, überschätzt das SRM die Fähigkeit zur Trägheitsemulation. Dies ist darauf zurückzuführen, dass das SRM vereinfacht die Drehmoment-Änderungsrate

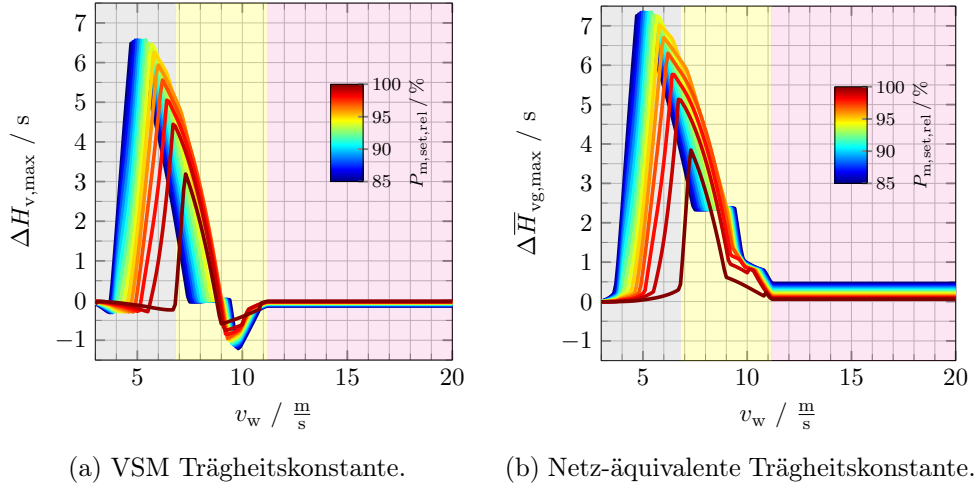


Abbildung 97: Simplified vs. Holistic Reporting Module (SRM minus HRM): Comparison of the maximum feasible (VSM/grid-equivalent) virtual inertia constant for different operating points depending on wind speed and relative power setpoint ($v_w, P_{m,set,rel}$).

anhand der VSM-Trägheitsantwort mit (125) abschätzt. Tatsächlich rotiert die VSM jedoch immer ungefähr mit der Netzfrequenz (d. h. ungefähr mit Nenndrehzahl), während die reale Maschine unterhalb der Nennwindgeschwindigkeit langsamer als mit Nenndrehzahl rotiert. Daraus folgt, dass die tatsächliche Drehmomentänderung umso höher sein muss, um eine zur VSM vergleichbare Leistungsantwort zu erhalten. Bei Betrachtung höherer Windgeschwindigkeiten $v_w > v_{w,R} = 11,17 \frac{m}{s}$ sind die Abschätzungsfehler des SRM geringer, allerdings überschätzt das SRM $\bar{H}_{vg,max}$ im rechten Diagramm von Abb. 97 weiterhin und zwar um bis zu $\Delta H_{v,max} = 0,458 s$, was einem Fehler von $\frac{0,458}{4,542} = 10\%$ entspricht. Das SRM kann somit nur grob die nichtlineare Trägheitsantwort der Windkraftanlage bzw. deren Fähigkeit zu Trägheitseмуляtion abschätzen, sodass die Digitale Zwillingstechnologie für diese Anwendung gerechtfertigt ist.

Das RM bzw. der Service “Inertia Emulation Capability Monitoring” (vgl. Abb. 91) ist anhand realer Messdaten eines Windparks mit 12 Windkraftanlagen getestet worden. In den Tests hat der Projektpartner TUM unter anderem die gemessenen Windgeschwindigkeiten, die Leistungssollwerte sowie die tatsächliche Wirkleistung der entsprechenden Digitalen Zwillinge aktualisiert. Gleichzeitig war der Projektpartner HM ebenfalls mit dem Software-Framework verbunden und die aktualisierten Daten wurden anhand von Lookup-Tabellen (vgl. Abb. 96) ausgewertet. In dem in Abb. 98 dargestellten Beispiel wird neben den 12 Windkraftanlagen (WU1-12) die Verwendung eines zusätzlichen Batteriespeichers (BP1) mit gleicher Nennleistung wie eine Windkraftanlage in Betracht gezogen. Zudem werden die aggregierten Größen für WU1-12 mit “WP” und für WU1-12 inklusive Batterie mit “VPP” bezeichnet. Die linken drei Zeitverläufe in Abb. 98 zeigen die maximal mögliche (Netz-äquivalente) Trägheitskonstante ($H_{v,max}$), die Wirkleistung (activePower) sowie die Windgeschwindigkeit, und die rechten drei Balkendiagramme zeigen dieselben Größen nur für den letzten/aktuellsten Arbeitspunkt. In dem betrachteten Beispiel ist eine konservativere Grenze für die maximal zulässige Drehmomentänderungsrate von $\dot{M}_{m,max} = 40 \frac{\%}{s}$ (statt üblicherweise $\dot{M}_{m,max} = 80 \frac{\%}{s}$) angenommen worden, sodass geringere $H_{v,max}$ -Werte resultieren als zuvor. Nichtsdestotrotz kann der Windpark schon bei geringen Windgeschwindigkeiten Trägheitskonstanten $H_{v,max} > 1 s$ bereitstellen, siehe “WP” in den oberen beiden Diagrammen in Abb. 98. Durch den Einsatz eines Batteriespeichers lässt sich $H_{v,max}$ noch zusätzlich erhöhen (siehe “VPP” ebenda).

Zusammenfassend lässt sich das “Reporting Module” (RM) des Frameworks nutzen, um

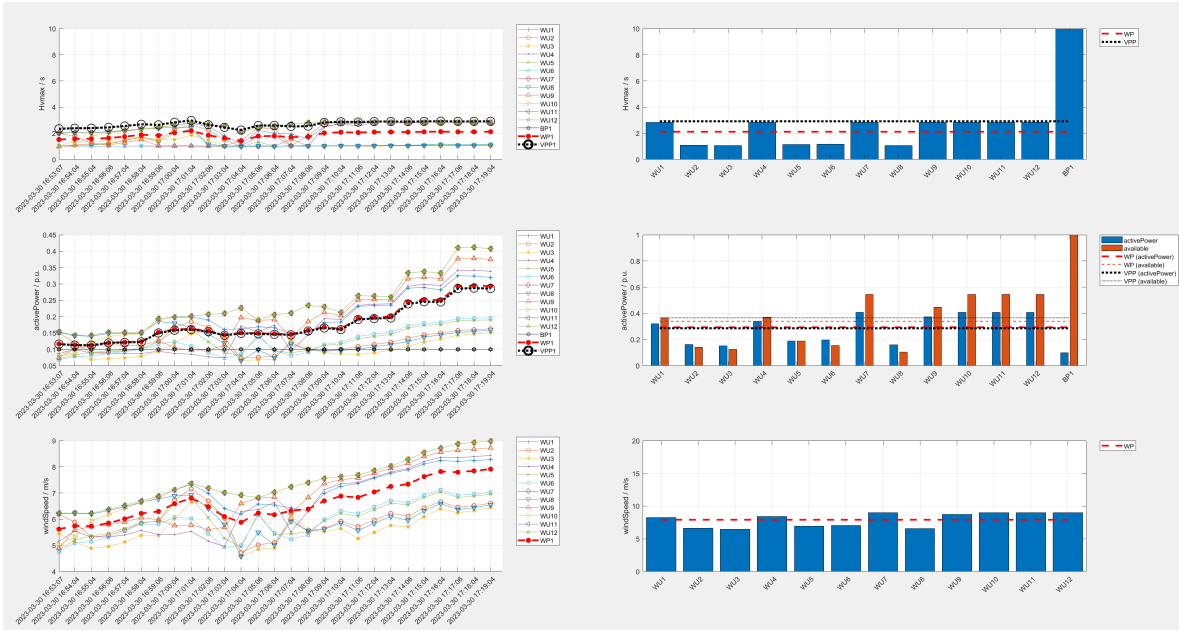


Abbildung 98: Inertia Emulation Capability Monitoring für einen Windpark mit 12 Windkraftanlagen (WU1-12) und einem Batteriespeicher (BP1).

die Netz-äquivalente Trägheitskonstante zu kommunizieren, die Erzeugungsanlagen unter den aktuellen Betriebsbedingungen bereitstellen können. Dieser Service ermöglicht eine genauere und aktuellere Analyse der Systemträgheit und der Netzstabilität. Während die Einspeisung von Anlagen mit synchron-gekoppelten Generatoren abnimmt, die ihre physikalische Trägheit bereitstellen, werden erneuerbare Energien ausgebaut, die über Umrichter ins Netz einspeisen. Daher ist der entwickelte Service insbesondere für zukünftige Energiesysteme extrem relevant. Auch unter Berücksichtigung der Betriebsgrenzen können Windkraftanlagen einen signifikanten Beitrag zur Systemträgheit und somit zur Systemstabilität leisten, d. h. die realisierbare virtuelle Trägheitskonstante H_v liegt im Großteil des normalen Betriebsbereichs in der selben Größenordnung wie die physikalische Trägheitskonstante Netz-gekoppelter Synchronmaschinen mit $H \in [1 \text{ s}, 7 \text{ s}]$ [141]. Bei Windkraftanlagen lässt sich die Fähigkeit zur Trägheitsemulation bereits durch geringe Abregelung deutlich erhöhen. Zusätzlich können Batteriespeicher eingesetzt werden, um die Leistungsreserven für die Bereitstellung einer Systemträgheit zu erhöhen.

5.3 Referenzszenario 3: Lastoptimierte Windparkregelung (Lifetime aware wind farm control)

5.3.1 Motivation Die derzeitigen Strategien zur Steuerung von Windparks konzentrieren sich hauptsächlich auf die Erhöhung der Stromerzeugung. Ermüdungsschäden führen jedoch zu einer Verkürzung der Betriebsdauer von Windkraftanlagen und Erhöhung der Wartungskosten und spielen daher - neben dem Ertrag - eine entscheidende Rolle bei der Bestimmung der wirtschaftlichen Rentabilität eines Windparks. Vorgeschlagene Methoden zur Steuerung von Windparks, die die Ermüdung berücksichtigen, versuchen in der Regel, die schadensäquivalenten Lasten zu begrenzen, eine Vorgehensweise, die es schwierig macht, die Auswirkungen solcher Steuerungsentscheidungen auf die Lebensdauer abzuschätzen. Tatsächlich entstehen Schäden im Laufe der Zeit und daher wirken sich die getroffenen Kontrollmaßnahmen, die heute ergriffen werden, sich direkt auf den Spielraum für Kontrollmaßnahmen aus, die morgen ergriffen werden können.



Abbildung 99: Versuchsaufbau im Windkanal. Es sind die mittlere und hintere Turbine auf der Drehscheibe zu sehen.

5.3.2 Durchführung In diesem Projekt wurden die ersten experimentellen Tests einer neuen Form der Windparksteuerung vorgestellt, die als lebensdauerorientierte Windparksteuerung bezeichnet wird. Ein Cluster aus drei maßstabsgetreuen Windturbinen wird auf der Drehscheibe des Testabschnitts eines Grenzschichtwindkanals der Universität von Mailand installiert. Die Turbinen sind in einer ausgerichteten Anordnung mit einem Abstand von fünf Rotordurchmessern angeordnet und einer turbulenten und gescherten Windströmung ausgesetzt. Durch Drehtischbewegungen wurde eine realistische Windrichtungszeitreihe simuliert. Abb. 99 zeigt den Versuchsaufbau. Drei verschiedene Regelungsstrategien wurden in 10-minütigen Läufen mit fünf Wiederholungen getestet. Jeder Durchlauf entsprach 13,3 Stunden realer Zeit. Die neuartige lebensdauerorientierte Regelungsformulierung nimmt den aktuellen Schadenszustand der Turbinen als Input und berechnet eine Regelungsstrategie, die das gesamte Lebensdauermanagement des Parks optimiert. Die Optimierung unterliegt außerdem Beschränkungen, die eine gewünschte Ziellebensdauer für ausgewählte Turbinenkomponenten vorgeben. Das Optimum wird durch eine Kostenfunktion definiert, die 1) die Auswirkungen einer mehr oder weniger aggressiven Steuerung auf die Einnahmen über den Strompreis und 2) die negativen Auswirkungen der Betriebs- und Wartungskosten, einschließlich der Einnahmeverluste aufgrund von Ausfallzeiten, berücksichtigt.

5.3.3 Demonstration des Software-Frameworks Im Rahmen der Windkanalexperimente wurde das im Projekt entwickelte Software-Framework (s. Kapitel 2) unter Laborbedingungen erfolgreich getestet. Dazu wurde eine Echtzeitverbindung zwischen dem Windkanal an der Universität in Mailand und dem bei MesH auf dem Server laufenden Software-Framework aufgebaut. Während der Durchführung der Experimente wurden die Betriebsdaten der Windenergieanlagen (z.B. Leistung, Drehzahl, Gierwinkel) und die Daten aus der Windmessung (Windgeschwindigkeit, Windrichtung) ausgekoppelt und in nahezu Echtzeit an das Software-Framework übertragen. Die Datenübertragungsrate wurde auf 1,3 Hz limitiert, damit die Experimente im Windkanal nicht durch den zusätzlichen Datenstrom beeinträchtigt werden. Auf

dem Frontend wurden die Daten zeitgleich visualisiert (s. Abb. 100).

5.3.4 Demonstration der digitalen Zwillingstechnologie Für die Demonstration der digitalen Zwillingstechnologie unter Nutzung des Software-Frameworks wurde ein digitaler Zwilling für die Leistungsvorhersage des aus drei WEA bestehenden Windparks im Windkanal entwickelt. Dieser basiert auf dem Programm FLORIS [144] zur Berechnung des Strömungsfeldes von Windparks. Der digitale Zwilling läuft als Instanz auf dem Software-Framework. Die Eingangsgrößen sind die im Windkanal gemessene ungestörte Windgeschwindigkeit, Windrichtung und der Gierwinkel der WEA. Bei einer Aktualisierung dieser Größen, berechnet der Zwilling die Leistung der drei WEA und aktualisiert seinen Zustand entsprechend. Dabei berücksichtigt er die Nachlaufeffekte der WEA, die zu einer Reduktion der Leistung an den stromabwärts liegenden WEA führen.

Beispielhaft ist in Abb. 100 die Visualisierung der Daten für die Windgeschwindigkeit, Windrichtung und die Leistungsproduktion der ersten zwei WEA im Frontend des Software-Frameworks dargestellt. Der digitale Zwilling berechnet die Leistungsproduktion zunächst mit den direkt gemessenen Eingangsgrößen. Darüber hinaus wird eine Mittelung der gemessenen Windgeschwindigkeit über ein mitbewegtes Zeitfenster durchgeführt, um Fluktuationen resultierend aus der Windmessung zu glätten. Die dadurch resultierende Windgeschwindigkeit dient als Eingang für eine zweite Berechnung der Leistungsproduktion mit dem digitalen Zwilling.

Die Funktion des digitalen Zwillings konnte während der Windkanalexperimente erfolgreich demonstriert werden. Die Aktualisierung der berechneten Leistungsproduktion wurde mit der eingestellten Datenübertragungsrate von 1,3 Hz synchronisiert. Dies wird durch die Recheneffizienz des digitalen Zwillings ermöglicht. In der Zukunft ist geplant, das volle Potential des digitalen Zwillings auszuschöpfen. Zum Beispiel kann mit dem Zwilling die Überwachung der Leistungsproduktion von Windparks durchgeführt werden. Darüber hinaus lässt sich der Zwilling zur optimalen Regelung von Windparks nutzen, indem er für die Leistungsvorhersage im Rahmen von Optimierungsschleifen eingesetzt wird.

5.3.5 Analyse und Auswirkungen Abb. 101 zeigt die wirtschaftliche Leistung über die gesamte Lebensdauer des Betriebs für die drei getesteten Kontrollstrategien. Die Ergebnisse werden in Form von Erträgen aus der Stromerzeugung, Kosten aus entstandenen Schäden und Endgewinn angegeben. Die jeweiligen Zahlen sind auf den Basiswert eines herkömmlichen Reglers normiert.

Erwartungsgemäß ist der Ertrag der beiden Regler mit Nachlaufsteuerung (max. Leistung und max. Gewinn) im Vergleich zur Basislinie erhöht. Aufgrund der fehlenden Schadensbeschränkung leidet jedoch nicht nur die Basislinie, sondern auch der leistungsmaximierende Regler unter einem vorzeitigen Ende der Lebensdauer der mittleren Turbine. Dies führt zu Produktionsausfällen und entgangenen Einnahmen. Betrachtet man die Kosten, so zeigt sich, dass die Nachlaufsteuerung den Gesamtschaden des Betriebs reduziert. Da jedoch die Instandhaltungskosten durch die lebensdauerabhängige Formulierung explizit berücksichtigt werden, reduziert dieser Regler die Schäden stärker als der Maximalleistungsregler. Infolgedessen führt die neuartige Steuerungsformulierung zu einem höheren Gewinn, wenn sie in der zweiten Hälfte der Lebensdauer des Betriebs angewendet wird.

Der vorgeschlagene Rahmen für eine lebensdauerorientierte Steuerung ermöglicht es Eigentümern und Betreibern, fundierte Entscheidungen über die wirtschaftliche Tragfähigkeit verschiedener alternativer Betriebsszenarien für Windparks zu treffen und diese Entscheidungen durch den Einsatz einer Parksteuerung umzusetzen, die wirtschaftliche Optimalität und das Erreichen eines Lebenszeitziels garantiert. Es ist eine entsprechende Veröffentlichung in Arbeit, welche eine detailliertere Beschreibung der Formulierung und der Modelle sowie einen umfassenden Überblick über die Ergebnisse enthalten.

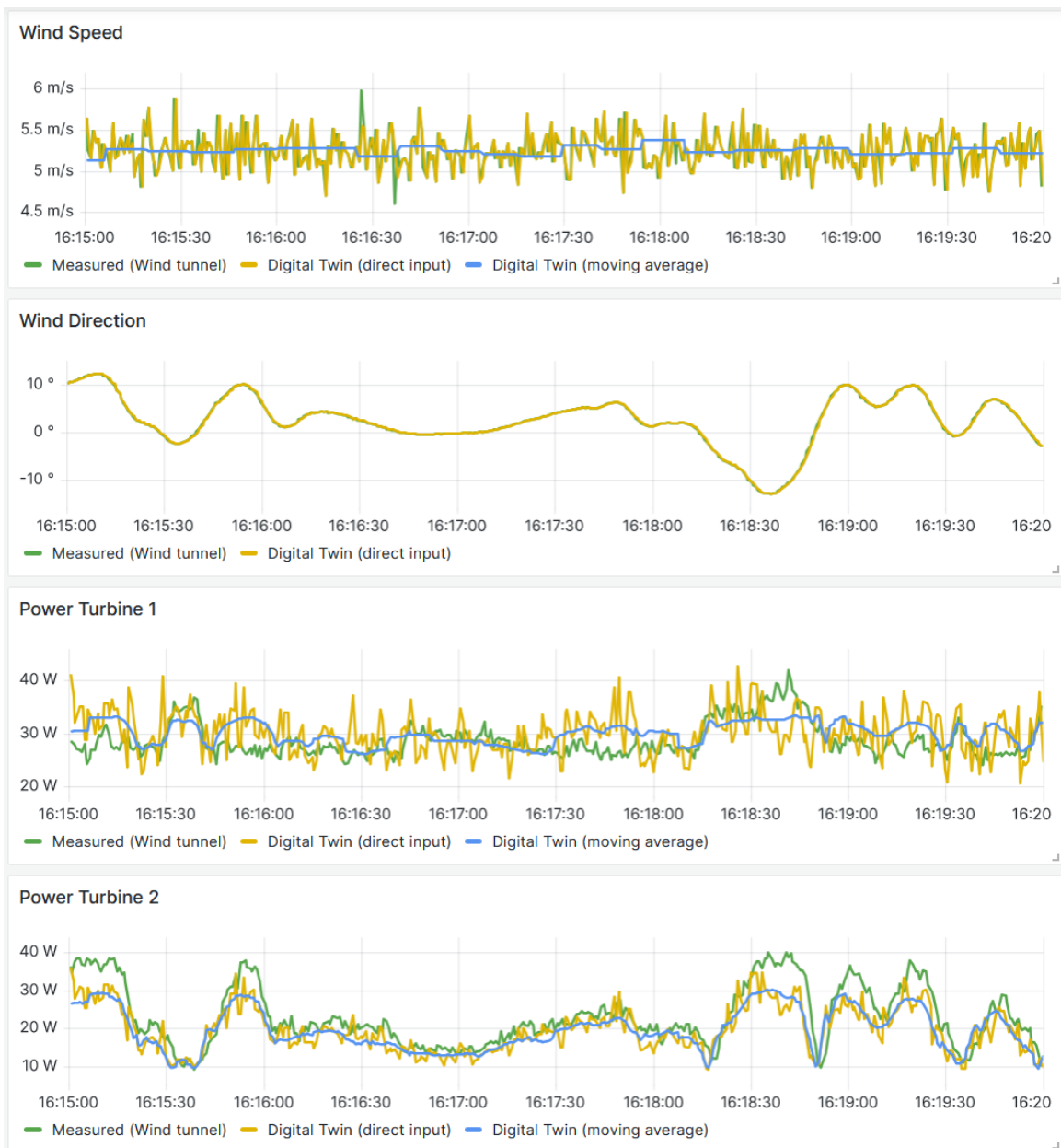


Abbildung 100: Beispiel zur Visualisierung der Daten aus dem Windkanalexperiment auf dem Frontend des Software-Frameworks.

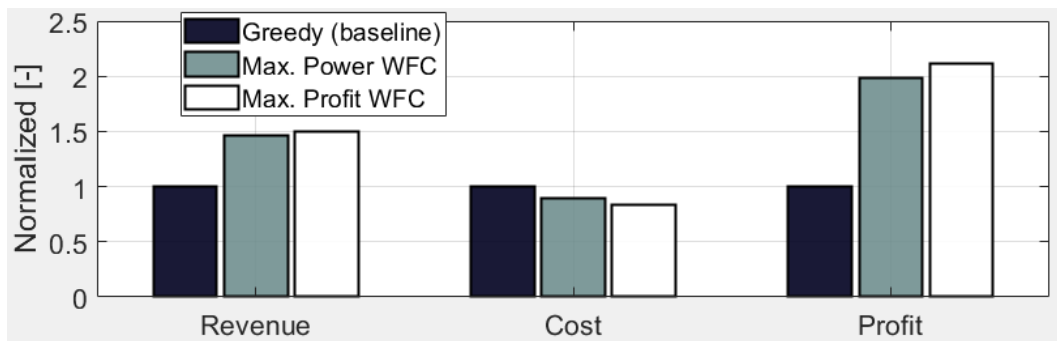


Abbildung 101: Wirtschaftliche Leistung über die gesamte Lebensdauer des Betriebs für die drei Regler, normiert durch die Grundregelungsstrategie.

So kann ein Betreiber beispielsweise eine kürzere Lebensdauer der Anlage aufgrund höherer Energiegewinnung (aber auch höherer Belastung und damit höherer Betriebskosten) mit anschließender Stilllegung mit einer Verlängerung der Lebensdauer der Anlage über die ursprünglich vorgesehene Dauer hinaus aufgrund einer weniger aggressiven Energiegewinnung und geringerer Belastung vergleichen. Sobald eine optimale Strategie für das Lebensdauermanagement ausgewählt wurde, kann der Windparkbetreiber die lebensdauerorientierte Steuerung einsetzen, um die Turbinen gewinnoptimal zu betreiben und gleichzeitig sicherzustellen, dass die vorgegebenen Lebensdauervorgaben für die Turbinenkomponenten eingehalten werden.

6 Fazit und Ausblick

Der vorliegende Bericht beschreibt die Aktivitäten und Erzeugnisse des Vorhabens e-TWINS. Im Rahmen des Projekts zeigte sich als Erstes, dass die bestehenden Definitionen eines digitalen Zwillings nicht ausreichend waren im Hinblick auf die Anforderungen, die das zukünftige Energiesystem an die potenziell benötigten Funktionen stellt. Daher wurde, im Rahmen eines Fachartikels, eine nutzbare Definition erarbeitet [49]. Diese erweiterte Definition eines digitalen Zwillings schließt die Definitionslücke und deckt das breite Spektrum an Implementierungen und Anwendungen ab. Sie erlaubt im Besonderen die Vernetzung von mehreren einzelnen digitalen Zwillingen auf verschiedenen System- und Anwendungsebenen zu einem System von digitalen Zwillingssystemen [engl. „System of Digital Twin Systems (SDTS)“].

Dieser erste Schritt gab die Richtung für die Entwicklung des Software-Frameworks zur Anwendung von digitalen Zwillingen im Energiesystem vor. Mit einer zentralen Datenbank und verteilten Clients fungiert das Framework als zentraler Kommunikationsknotenpunkt für eine latenzarme Kommunikation und bietet Flexibilität bei der Definition und Verteilung von Diensten. Die modulare Architektur gewährleistet eine einfache Erweiterung und die generische Datenstruktur macht das Framework für universelle Anwendungsfelder einsetzbar. Die Plattform konnte nach der Bereitstellung von den Projektpartnern ohne größere Hürden im Rahmen verschiedener Referenz- und Anwendungsszenarien (z.B. Economic Dispatch, Inertia Emulation und Lifetime Aware Wind Farm Control) genutzt werden.

Die entwickelten digitalen Zwillinge für die Teilbereiche Wind, Solar, Batterie und Netzanbindung heben sich durch die Schnittstellen zum Software-Framework von einfachen, eigenständigen Modellen ab. Auch innerhalb eines Teilbereiches wurden die Modelle für die Referenzszenarien miteinander verbunden (z.B. der Windparkströmungsschätzer mit dem Batteriemodell für das Szenario 1 des ökonomischen Kraftwerkseinsatzes). Diese Integration von einzelnen digitalen Zwillingen wurde anhand von drei beispielhaften Anwendungsszenarien diskutiert. Diese beziehen mehrere Systemebenen mit ein und veranschaulichen so die Möglichkeiten des vorgeschlagenen SDTS-Konzepts zur Verbesserung und Digitalisierung des Betriebs des zukünftigen elektrischen Energiesystems unter Berücksichtigung wirtschaftlicher und funktionaler Aspekte.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass der vorgeschlagene Rahmen und die Idee von einem System von digitalen Zwillingssystemen eine generische Implementierung und Anwendung auf zukünftige Energiesysteme ermöglicht hat. Dabei konnte eine interdisziplinäre Zusammenarbeit zwischen den Projektpartnern gezeigt werden. Allerdings müssen in Zukunft v.a. noch die industrielle Anwendbarkeit der Referenzszenarien im realen Umfeld getestet werden. Hierzu würde es sich anbieten, Industriepartner (z.B. Windpark- oder Netzbetreiber) in zukünftige Forschungsprojekte miteinzubinden. Damit kann überprüft werden, wie sich theoretische Limits in der Realität verhalten (z.B. Datenübertragungsgeschwindigkeit, Skalierung der digitalen Zwillinge).

Weiterhin besteht das Stromnetz aus weiteren Teilnehmern als die, die im Projekt behandelt wurden. Für diese wurden keine digitalen Zwillinge entwickelt und stehen bisher auch nicht zur Verfügung. Dazu gehören beispielsweise Wasserkraft- oder konventionelle Gaskraftwerke. In einem Folgeprojekt sollten solche Systeme ebenfalls berücksichtigt werden.

Ein rechtliches und wirtschaftliches Problem ist die Unklarheit bzw. Nichtreglementierung von vielen technisch zwar möglichen und volkswirtschaftlich sinnvollen aber rechtlich und betriebswirtschaftlich derzeit nicht darstellbaren Dienstleistungen im Bereich des Elektroenergiesystems. So ist es in Deutschland beispielsweise derzeit nicht geregelt, wie die Dienstleistungen der Trägheitsemulation und des Trägheitsmonitorings aus Referenzszenario 2 vergütet werden (könnten). Dies ist z.B. in Australien bereits seit Jahren der Fall. Hier wird der Gesetzgeber gefordert sein, die richtigen Rahmenbedingungen für eine stabile und erneuerbare Energieversorgung zu setzen.

Literatur

- [1] O. Kamel, S. Hauptmann, and C. L. Bottasso, “Estimation of Damage Equivalent Loads of Drivetrain of Wind Turbines using Machine Learning,” *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 2265, p. 032075, May 2022.
- [2] S. Tamaro and C. L. Bottasso, “A new wind farm active power control strategy to boost tracking margins in high-demand scenarios,” in *2023 American Control Conference (ACC)*, pp. 192–197, 2023.
- [3] “Analyse: Momentanreserve 2030. Bedarf und Erbringung von Momentanreserve 2030. Endbericht,” tech. rep., Deutsche Energie-Agentur GmbH (dena), 2016.
- [4] ENTSO-E RG-CE System Protection & Dynamics Sub Group, “Frequency stability evaluation criteria for the synchronous zone of continental europe,” 2016.
- [5] P. Bortolotti, H. C. Tarres, K. L. Dykes, K. Merz, L. Sethuraman, D. Verelst, and F. Zahle, “IEA Wind TCP Task 37: Systems Engineering in Wind Energy - WP2.1 Reference Wind Turbines,” Tech. Rep. NREL/TP-5000-73492, 1529216, June 2019.
- [6] T.-T. Nguyen, T. Vu, S. Paudyal, and F. Blaabjerg, “Grid-forming inverter-based wind turbine generators: Comprehensive review, comparative analysis, and recommendations,” 2022.
- [7] S. Shah and V. Gevorgian, “Control, operation, and stability characteristics of grid-forming type 3 wind turbines,” in *19th Wind Integration Workshop*, nov 2020.
- [8] X. Wang, M. G. Taul, H. Wu, Y. Liao, F. Blaabjerg, and L. Harnefors, “Grid-synchronization stability of converter-based resources—an overview,” *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol. 1, pp. 115–134, 2020.
- [9] ESIG, “Grid-forming technology in energy systems integration,” tech. rep., Energy Systems Integration Group’s High Share of Inverter-Based Generation Task Force, 2022.
- [10] A. Roscoe, T. Knueppel, R. D. Silva, P. Brogan, I. Gutierrez, D. Elliott, and J.-C. P. Campion, “Response of a grid forming wind farm to system events, and the impact of external and internal damping,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 14, pp. 3908–3917, dec 2020.
- [11] M. Grieves and J. Vickers, “Mitigating unpredictable, undesirable emergent behavior in complex systems (excerpt),”
- [12] A. El Saddik, “Digital twins: The convergence of multimedia technologies,” *IEEE multimedia*, vol. 25, no. 2, pp. 87–92, 2018.
- [13] . gartner.com.
- [14] B. Marr, “What is digital twin technology-and why is it so important,” *Forbes*, vol. 6, no. March, p. 2017, 2017.
- [15] R. Piascik, J. Vickers, D. Lowry, S. Scotti, J. Stewart, and A. Calomino, “Technology area 12: Materials, structures, mechanical systems, and manufacturing road map,” *NASA Office of Chief Technologist*, pp. 15–88, 2010.
- [16] . GE, Predix Platform.

- [17] . Siemens, Digital Twin.
- [18] H. Pargmann, D. Euhausen, and R. Faber, “Intelligent big data processing for wind farm monitoring and analysis based on cloud-technologies and digital twins: A quantitative approach,” in *2018 IEEE 3rd international conference on cloud computing and big data analysis (ICCCBDA)*, pp. 233–237, IEEE, 2018.
- [19] F. Tao, M. Zhang, Y. Liu, and A. Y. Nee, “Digital twin driven prognostics and health management for complex equipment,” *Cirp Annals*, vol. 67, no. 1, pp. 169–172, 2018.
- [20] A. González-González, A. J. Cortadi, D. Galar, and L. Ciani, “Condition monitoring of wind turbine pitch controller: A maintenance approach,” *Measurement*, vol. 123, pp. 80–93, 2018.
- [21] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, “Control of power converters in AC microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4734–4748, nov 2012.
- [22] S. Pfaffel, S. Faulstich, and K. Rohrig, “Performance and Reliability of Wind Turbines: A Review,” *Energies*, no. 1904, 2017.
- [23] B. Hahn, M. Durstewitz, and K. Rohrig, “Reliability of wind turbines, experiences of 15 years with 1500 WTs,” in *Wind Energy* (J. Peinke, P. Schaumann, and S. Barth, eds.), Proceedings of the Euromech Colloquium, pp. 329–332, Berlin: Springer-Verlag, 2007.
- [24] J. Garcia-Gonzalez, R. M. R. de la Muela, L. M. Santos, and A. M. Gonzalez, “Stochastic joint optimization of wind generation and pumped-storage units in an electricity market,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 23, no. 2, pp. 460–468, 2008.
- [25] F.-J. Heredia, M. D. Cuadrado, and C. Corchero, “On optimal participation in the electricity markets of wind power plants with battery energy storage systems,” *Computers & Operations Research*, vol. 96, pp. 316–329, 2018.
- [26] J. L. Crespo-Vazquez, C. Carrillo, E. Diaz-Dorado, J. A. Martinez-Lorenzo, and M. Noor-E-Alam, “A machine learning based stochastic optimization framework for a wind and storage power plant participating in energy pool market,” *Applied Energy*, vol. 232, pp. 341–357, 2018.
- [27] A. Thommessen and C. M. Hackl, “Combining virtual synchronous machine and feed-forward torque control for doubly-fed induction machine based wind energy conversion systems,” in *2023 IEEE 32nd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, IEEE, 2023.
- [28] A. Thommessen and C. Hackl, “Virtual synchronous machine control for doubly-fed induction machine based wind energy conversion systems [long version],” 2023.
- [29] H. Canet, S. Loew, and C. L. Bottasso, “What are the benefits of lidar-assisted control in the design of a wind turbine?,” *Wind Energy Science*, vol. 6, no. 5, pp. 1325–1340, 2021.
- [30] T. Stehly, P. Beiter, and P. Duffy, “2019 cost of wind energy review,” tech. rep., National Renewable Energy Lab.(NREL), Golden, CO (United States), 2020.
- [31] A. Anand, S. Loew, and C. L. Bottasso, “Economic nonlinear model predictive control of fatigue for a hybrid wind-battery generation system,” in *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 2265, p. 032106, IOP Publishing, 2022.

- [32] R. H. L. Rodriguez, I. Vechiu, S. Jupin, S. Bacha, Q. Tabart, and E. Pouresmaeil, "A new energy management strategy for a grid connected wind turbine-battery storage power plant," in *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 873–879, IEEE, 2018.
- [33] B. Kroposki, A. Bernstein, J. King, D. Vaidhynathan, X. Zhou, C.-Y. Chang, and E. Dall-Anese, "Autonomous energy grids: Controlling the future grid with large amounts of distributed energy resources," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 18, pp. 37–46, nov 2020.
- [34] M. Cui, J. Zhang, B.-M. Hodge, S. Lu, and H. F. Hamann, "A methodology for quantifying reliability benefits from improved solar power forecasting in multi-timescale power system operations," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, pp. 6897–6908, nov 2018.
- [35] U. Markovic, O. Stanojevic, P. Aristidou, E. Vrettos, D. Callaway, and G. Hug, "Understanding small-signal stability of low-inertia systems," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 36, pp. 3997–4017, sep 2021.
- [36] S. Yun, J.-H. Park, and W.-T. Kim, "Data-centric middleware based digital twin platform for dependable cyber-physical systems," in *2017 Ninth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*, IEEE, jul 2017.
- [37] F. Arrano-Vargas and G. Konstantinou, "Modular design and real-time simulators toward power system digital twins implementation," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 19, pp. 52–61, jan 2023.
- [38] J. Vasquez, J. Guerrero, J. Miret, M. Castilla, and L. G. de Vicuna, "Hierarchical control of intelligent microgrids," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 4, pp. 23–29, dec 2010.
- [39] B. Zhao, X. Wang, D. Lin, M. M. Calvin, J. C. Morgan, R. Qin, and C. Wang, "Energy management of multiple microgrids based on a system of systems architecture," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 33, pp. 6410–6421, nov 2018.
- [40] "Eclipse ditto - open source framework for digital twins in the iot." <https://eclipse.dev/ditto/>. [Aufgerufen am 13.08.2023].
- [41] F. Pezoa, J. L. Reutter, F. Suarez, M. Ugarte, and D. Vrgoč, "Foundations of json schema," in *Proceedings of the 25th International Conference on World Wide Web*, pp. 263–273, International World Wide Web Conferences Steering Committee, 2016.
- [42] "MQTT version 5.0," tech. rep., OASIS - Organization for the Advancement of Structured Information Standards, Mar. 2019. Latest version: <https://docs.oasis-open.org/mqtt/mqtt/v5.0/mqtt-v5.0.html>.
- [43] "AMQP version 1.0," tech. rep., OASIS - Organization for the Advancement of Structured Information Standards, Oct. 2011. Latest version: <https://www.amqp.org/sites/amqp.org/files/amqp.pdf>.
- [44] W. Reese, "Nginx: The high-performance web server and reverse proxy," *Linux J.*, vol. 2008, sep 2008.
- [45] "Influxdb time series data platform." <https://www.influxdata.com/>. [Aufgerufen am 13.08.2023].

- [46] D. Merkel, “Docker: lightweight linux containers for consistent development and deployment,” *Linux journal*, vol. 2014, no. 239, p. 2, 2014.
- [47] “Matlabwebsocket: A simple event-based websocket library for matlab.” <https://github.com/jebej/MatlabWebSocket>. [Aufgerufen am 13.08.2023].
- [48] “Grafana: The open observability platform.” <https://grafana.com/>. [Aufgerufen am 13.08.2023].
- [49] Z. Song, C. M. Hackl, A. Anand, A. Thommessen, J. Petzschmann, O. Kamel, R. Braunbehrens, A. Kaifel, C. Roos, and S. Hauptmann, “Digital twins for the future power system: An overview and a future perspective,” *Sustainability*, vol. 15, no. 6, p. 5259.
- [50] S. Wu and Y. Li, “State estimation of distribution network considering data compatibility,” *Energy and Power Engineering*, vol. 12, no. 04, pp. 73–83, 2020.
- [51] S. Brahma, R. Kavasseri, H. Cao, N. R. Chaudhuri, T. Alexopoulos, and Y. Cui, “Real-time identification of dynamic events in power systems using PMU data, and potential applications—models, promises, and challenges,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 32, pp. 294–301, feb 2017.
- [52] C. Brosinsky, D. Westermann, and R. Krebs, “Recent and prospective developments in power system control centers: Adapting the digital twin technology for application in power system control centers,” in *2018 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*, IEEE, jun 2018.
- [53] O. O. Olatunji, P. A. Adedeji, N. Madushele, and T.-C. Jen, “Overview of digital twin technology in wind turbine fault diagnosis and condition monitoring,” in *2021 IEEE 12th International Conference on Mechanical and Intelligent Manufacturing Technologies (ICMIMT)*, IEEE, may 2021.
- [54] Z. Lin, D. Cevasco, and M. Collu, “A methodology to develop reduced-order models to support the operation and maintenance of offshore wind turbines,” *Applied Energy*, vol. 259, p. 114228, feb 2020.
- [55] M. G. Juarez, V. J. Botti, and A. S. Giret, “Digital twins: Review and challenges,” *Journal of Computing and Information Science in Engineering*, vol. 21, apr 2021.
- [56] H. Ahmadi, A. Nag, Z. Khar, K. Sayrafian, and S. Rahardja, “Networked twins and twins of networks: An overview on the relationship between digital twins and 6g,” *IEEE Communications Standards Magazine*, vol. 5, pp. 154–160, dec 2021.
- [57] H. X. Nguyen, R. Trestian, D. To, and M. Tatipamula, “Digital twin for 5g and beyond,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 59, pp. 10–15, feb 2021.
- [58] J. Liu, L. Zhang, C. Li, J. Bai, H. Lv, and Z. Lv, “Blockchain-based secure communication of intelligent transportation digital twins system,” *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, pp. 1–11, 2022.
- [59] W. Shi, J. Cao, Q. Zhang, Y. Li, and L. Xu, “Edge computing: Vision and challenges,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 3, pp. 637–646, oct 2016.
- [60] M. Satyanarayanan, “The emergence of edge computing,” *Computer*, vol. 50, pp. 30–39, jan 2017.

- [61] W. Danilczyk, Y. L. Sun, and H. He, “Smart grid anomaly detection using a deep learning digital twin,” in *2020 52nd North American Power Symposium (NAPS)*, IEEE, apr 2021.
- [62] A. Estebarsari and R. Rajabi, “Single residential load forecasting using deep learning and image encoding techniques,” *Electronics*, vol. 9, p. 68, jan 2020.
- [63] F. Tao, M. Zhang, Y. Liu, and A. Nee, “Digital twin driven prognostics and health management for complex equipment,” *CIRP Annals*, vol. 67, no. 1, pp. 169–172, 2018.
- [64] C. Dao, B. Kazemtabrizi, and C. Crabtree, “Wind turbine reliability data review and impacts on levelised cost of energy,” *Wind Energy*, vol. 22, pp. 1848–1871, Dec. 2019.
- [65] Dassault Systèmes, “Simpack.” Dassault Systèmes, 2022.
- [66] P. J. Moriarty and A. C. Hansen, “AeroDyn Theory Manual,” Tech. Rep. NREL/TP-500-36881, 15014831, Jan. 2005.
- [67] B. J. Jonkman and M. L. Buhl, Jr., “TurbSim User’s Guide,” Tech. Rep. NREL/TP-500-39797, 891594, Sept. 2006.
- [68] IEC, “61400-1: Wind turbines — Part 1: Design requirements,” 2005.
- [69] ASTM International, “Practices for Cycle Counting in Fatigue Analysis,” 2017.
- [70] G. T. Frøseth, “Fatpack.”
- [71] N. Cosack, *Fatigue Load Monitoring with Standard Wind Turbine Signals*. PhD thesis, Universität Stuttgart, 2010.
- [72] O. Kamel, M. Kretschmer, S. Pfeifer, B. Luhmann, S. Hauptmann, and C. L. Bottasso, “Data-driven virtual sensor for online loads estimation of drivetrain of wind turbines,” *Forschung im Ingenieurwesen*, Mar. 2023.
- [73] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan, *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*. Society for Industrial and Applied Mathematics, Jan. 1994.
- [74] S. L. Brunton and J. N. Kutz, *Data-Driven Science and Engineering: Machine Learning, Dynamical Systems, and Control*. Cambridge: Cambridge University Press, 2019.
- [75] L. Ljung, C. Andersson, K. Tiels, and T. B. Schön, “Deep Learning and System Identification,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 53, no. 2, pp. 1175–1181, 2020.
- [76] W. Popko, A. Robertson, J. Jonkman, F. Wendt, P. Thomas, K. Müller, M. Kretschmer, T. R. Hagen, C. Galinos, J.-B. Le Dreff, P. Gilbert, B. Auriac, S. Oh, J. Qvist, S. H. Sørum, L. Suja-Thauvin, H. Shin, C. Molins, P. Trubat, P. Bonnet, R. Bergua, K. Wang, P. Fu, J. Cai, Z. Cai, A. Alexandre, and R. Harries, “Validation of Numerical Models of the Offshore Wind Turbine From the Alpha Ventus Wind Farm Against Full-Scale Measurements Within OC5 Phase III,” *Journal of Offshore Mechanics and Arctic Engineering*, vol. 143, p. 012002, Feb. 2021.
- [77] W. Popko, M. L. Huhn, A. Robertson, J. Jonkman, F. Wendt, K. Müller, M. Kretschmer, F. Vorpahl, T. R. Hagen, C. Galinos, J.-B. Le Dreff, P. Gilbert, B. Auriac, F. N. Vállora, P. Schünemann, I. Bayati, M. Belloli, S. Oh, Y. Totsuka, J. Qvist, E. Bachynski, S. H. Sørum, P. E. Thomassen, H. Shin, F. Vittori, J. Galván, C. Molins, P. Bonnet, T. van der Zee, R. Bergua, K. Wang, P. Fu, and J. Cai, “Verification of a Numerical Model of the Offshore Wind Turbine From the Alpha Ventus Wind Farm Within OC5 Phase III,”

- in *Volume 10: Ocean Renewable Energy*, (Madrid, Spain), p. V010T09A056, American Society of Mechanical Engineers, June 2018.
- [78] Deutsches Institut für Normung, “DIN 3990-1:1987-12, Tragfähigkeitsberechnung von Stirnrädern; Einführung und allgemeine Einflußfaktoren.”
- [79] C. M. Hackl and M. Landerer, “Modified second-order generalized integrators with modified frequency locked loop for fast harmonics estimation of distorted single-phase signals,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020.
- [80] C. M. Hackl and M. Landerer, “A unified method for generic signal parameter estimation of arbitrarily distorted single-phase grids with dc-offset,” *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 1, pp. 235–246, 2020.
- [81] C. Hackl, S. Krüner, and Z. Song, “3d-modulation and pi state-feedback control for voltage source inverters with split dc-link,” in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE) 2021*, IEEE, 2021.
- [82] J. Machowski, Z. Lubosny, J. W. Bialek, and J. R. Bumby, *Power system dynamics: stability and control*. John Wiley & Sons, 2020.
- [83] M. Liserre, R. Cardenas, M. Molinas, and J. Rodriguez, “Overview of multi-MW wind turbines and wind parks,” *IEEE*, vol. 58, pp. 1081–1095, Apr. 2011.
- [84] M. Stender, M. Becker, O. Wallscheid, and J. Bocker, “Adaptive operating strategy for induction motors under changing electrical-thermal conditions,” in *IECON 2022 – 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, 2022.
- [85] A. Thommessen and C. Hackl, “Optimal feedforward torque control for nonlinear induction machines considering stator and rotor copper losses and current and voltage limits,” in *2021 IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 1–6, 2021.
- [86] C. Hackl, J. Kullick, and N. Monzen, “Optimale Betriebsführung für nichtlineare Synchronmaschinen,” in *Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen* (J. Böcker and G. Griepentrog, eds.), Springer-Verlag, 2020.
- [87] C. M. Hackl, *Non-identifier based adaptive control in mechatronics: Theory and Application*. No. 466 in Lecture Notes in Control and Information Sciences, Berlin: Springer International Publishing, 2017.
- [88] J. Nocedal and S. Wright, *Numerical Optimization*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [89] H. Eldeeb, C. M. Hackl, L. Horlbeck, and J. Kullick, “A unified theory for optimal feedforward torque control of anisotropic synchronous machines,” *International Journal of Control*, 2017.
- [90] C. M. Hackl, J. Kullick, and N. Monzen, “Generic loss minimization for nonlinear synchronous machines by analytical computation of optimal reference currents considering copper and iron losses,” in *2021 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, IEEE, mar 2021.
- [91] M. Debouza and A. Al-Durra, “Grid ancillary services from doubly fed induction generator-based wind energy conversion system: A review,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 7067–7081, 2019.

- [92] C. Dirscherl, *Modeling and control of wind turbine systems with doubly-fed induction machines*. Dissertation, Technische Universität München, München, 2022.
- [93] J. Richter, A. Dollinger, and M. Doppelbauer, “Iron loss and parameter measurement of permanent magnet synchronous machines,” in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 1635–1641, 2014.
- [94] VDE, “Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Mittelspannungsnetz und deren Betrieb (TAR Mittelspannung),” 2018.
- [95] C. M. Hackl and M. Landerer, “A unified method for online detection of phase variables and symmetrical components of unbalanced three-phase systems with harmonic distortion,” *Energies*, vol. 12, no. 17, 2019.
- [96] B. M. Doekemeijer, S. Kern, S. Maturu, S. Kanev, B. Salbert, J. Schreiber, F. Campagnolo, C. L. Bottasso, S. Schuler, F. Wilts, *et al.*, “Field experiment for open-loop yaw-based wake steering at a commercial onshore wind farm in italy,” *Wind Energy Science Discussions*, vol. 2020, pp. 1–22, 2020.
- [97] R. Braunbehrens, A. Vad, and C. L. Bottasso, “The wind farm as a sensor: learning and explaining orographic and plant-induced flow heterogeneities from operational data,” *Wind Energy Science Discussions*, vol. 2022, pp. 1–50, 2022.
- [98] T. Göçmen, F. Campagnolo, T. Duc, I. Eguinoa, S. J. Andersen, V. Petrović, L. Imširović, R. Braunbehrens, J. Feng, J. Liew, *et al.*, “Farmconners wind farm flow control benchmark: Blind test results,” *Wind Energy Science Discussions*, vol. 2022, pp. 1–69, 2022.
- [99] F. Campagnolo, L. Imširović, R. Braunbehrens, and C. L. Bottasso, “Further calibration and validation of floris with wind tunnel data,” in *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 2265, p. 022019, IOP Publishing, 2022.
- [100] R. Braunbehrens, J. Schreiber, and C. Bottasso, “Application of an open-loop dynamic wake model with high-frequency scada data,” in *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 2265, p. 022031, IOP Publishing, 2022.
- [101] R. Braunbehrens, S. Tamaro, and C. Bottasso, “Towards the multi-scale kalman filtering of dynamic wake models: observing turbulent fluctuations and wake meandering,” in *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 2505, p. 012044, IOP Publishing, 2023.
- [102] VDMA, “International Technology Roadmap for Photovoltaic (ITRPV),” 2021.
- [103] R. Kopecek and J. Libal, “Bifacial Photovoltaics 2021: Status, Opportunities and Challenges,” *Energies*, vol. 14, no. 8, p. 2076, 2021.
- [104] D. Stellbogen, P. Lechner, J. Schnepf, D. Geyer, and O. Schanz, “Advanced Method to Determine the Gain of Bifacial PV Systems: 38th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition (online),” 2021.
- [105] IEA Report, “IEA PVPS Task 13 Performance, Operation and Reliability of Photovoltaic Systems - Bifacial Photovoltaic Modules and Systems: Experience and Results from International Research and Pilot Applications,” 2021.
- [106] K. J. Sauer, T. Roessler, and C. W. Hansen, “Modeling the Irradiance and Temperature Dependence of Photovoltaic Modules in PVsyst,” vol. 2014.

- [107] W. F. Holmgren, C. W. Hansen, and M. A. Mikofski, “pvlib python: a python package for modeling solar energy systems,” *Journal of Open Source Software*, vol. 3, no. 29, p. 884, 2018.
- [108] R. Perez, P. Ineichen, R. Seals, J. Michalsky, and R. Stewart, “Modeling daylight availability and irradiance components from direct and global irradiance,” *Solar Energy*, vol. 44, no. 5, pp. 271–289, 1990.
- [109] Bundesnetzagentur, “Begleitdokument für die Einführung einer Knappheitskomponente im Ausgleichsenergiepreis gemäß Art. 18 (6) lit. k) EB-VO,” 2020.
- [110] Bundesnetzagentur, “Pressemitteilung: Bundesnetzagentur eröffnet aufsichtsverfahren gegen sechs bilanzkreisverantwortliche: Reaktion auf bilanzungleichgewichte im juni 2019,” 2019.
- [111] Bundesnetzagentur, “Beschluss Az. BK6-19-217: zur Änderung der Festlegung zur Weiterentwicklung des Ausgleichsenergiepreis- Abrechnungssystems vom 25.10.2012, Az. BK6-12-024,” 2019.
- [112] Bundesnetzagentur, “Beschluss Az. BK6-19-552: Genehmigung des Vorschlags der regelzonenverantwortlichen deutschen Übertragungs- netzbetreiber zur Börsenpreiskopplung des regelzonenübergreifenden einheitlichen Bilanzaus- gleichsenergiepreises,” 2020.
- [113] Bundesnetzagentur, “Pressemitteilung: Bundesnetzagentur eröffnet Aufsichtsverfahren gegen sechs Bilanzkreisverantwortliche: Reaktion auf Bilanzungleichgewichte im Juni 2019,” 2020.
- [114] Bundesnetzagentur, “Beschluss Az. BK6-20-345: Genehmigung des Vorschlags der regelzonenverantwortlichen deutschen Übertragungs- netzbetreiber zur Knappheitskomponente des regelzonenübergreifenden einheitlichen Bilanzaus- gleichsenergiepreises,” 2021.
- [115] Cur and A. Gazel, “Berechnung des regelzonenübergreifenden einheitlichen Bilanzausgleichsenergiepreises (reBAP): Modellbeschreibung,” 2022.
- [116] Deutsche Energie-Agentur (dena), “dena-NETZFLEXSTUDIE: Optimierter Einsatz von Speichern für Netz- und Marktanwendungen in der Stromversorgung,” vol. 2017.
- [117] T. Gneiting and M. Katzfuss, “Probabilistic forecasting,” *Annual Review of Statistics and Its Application*, vol. 1, pp. 125–151, 2014.
- [118] P. Courtier, C. Freydier, J.-F. Geleyn, F. Rabier, and M. Rochas, *The Arpege project at Meteo France*. PhD thesis, Shinfield Park, Reading, 1991 1991.
- [119] G. Zängl, D. Reinert, P. Rípodas, and M. Baldauf, “The $\langle \text{icon} \rangle$ (icosahedral non-hydrostatic) modelling framework of $\langle \text{dwd} \rangle$ and $\langle \text{mpi-m} \rangle$: Description of the non-hydrostatic dynamical core,” *Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society*, vol. 141, p. 563–579, June 2014.
- [120] R. Braunbehrens, A. Vad, and C. L. Bottasso, “The wind farm as a sensor: learning and explaining orographic and plant-induced flow heterogeneities from operational data,” *Wind Energy Science*, vol. 8, p. 691–723, May 2023.
- [121] P. Pinson, “From Probabilistic Forecasts to Statistical Scenarios of Short-term Wind Power Production,” 2008.

- [122] H.-S. Park and C.-H. Jun, “A simple and fast algorithm for k-medoids clustering,” *Expert Systems with Applications*, vol. 36, no. 2, Part 2, pp. 3336–3341, 2009.
- [123] G. A. M. van Kuik, J. Peinke, R. Nijssen, D. Lekou, J. Mann, J. N. Sørensen, C. Ferreira, J. W. van Wingerden, D. Schlipf, P. Gebraad, H. Polinder, A. Abrahamsen, G. J. W. van Bussel, J. D. Sørensen, P. Tavner, C. L. Bottasso, M. Muskulus, D. Matha, H. J. Lindeboom, S. Degraer, O. Kramer, S. Lehnhoff, M. Sonnenschein, P. E. Sørensen, R. W. Künneke, P. E. Morthorst, and K. Skytte, “Long-term research challenges in wind energy—a research agenda by the european academy of wind energy,” *Wind Energy Science*, vol. 1, no. 1, pp. 1–39, 2016.
- [124] P. Fleming, J. Aho, P. Gebraad, L. Pao, and Y. Zhang, “Computational fluid dynamics simulation study of active power control in wind plants,” in *2016 American Control Conference (ACC)*, pp. 1413–1420, 2016.
- [125] L. Vermeer, J. Sørensen, and A. Crespo, “Wind turbine wake aerodynamics,” *Progress in Aerospace Sciences*, vol. 39, no. 6, pp. 467–510, 2003.
- [126] S. Lee, M. J. Churchfield, P. J. Moriarty, J. Jonkman, and J. Michalakes, “A Numerical Study of Atmospheric and Wake Turbulence Impacts on Wind Turbine Fatigue Loadings,” *Journal of Solar Energy Engineering*, vol. 135, p. 031001, 02 2013.
- [127] F. Campagnolo, V. Petrović, J. Schreiber, E. M. Nanos, A. Croce, and C. L. Bottasso, “Wind tunnel testing of a closed-loop wake deflection controller for wind farm power maximization,” *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 753, p. 032006, sep 2016.
- [128] J. Meyers, C. Bottasso, K. Dykes, P. Fleming, P. Gebraad, G. Giebel, T. Göçmen, and J.-W. van Wingerden, “Wind farm flow control: prospects and challenges,” *Wind Energy Science*, vol. 7, p. 2271–2306, Nov. 2022.
- [129] M. Bertelè, C. L. Bottasso, and J. Schreiber, “Wind inflow observation from load harmonics: initial steps towards a field validation,” *Wind Energy Science*, vol. 6, p. 759–775, May 2021.
- [130] R. Brayton, S. Director, G. Hachtel, and L. Vidigal, “A new algorithm for statistical circuit design based on quasi-newton methods and function splitting,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 26, no. 9, pp. 784–794, 1979.
- [131] J.-W. van Wingerden, L. Pao, J. Aho, and P. Fleming, “Active power control of waked wind farms **j.w. van wingerden would like to acknowledge the cl-windcon project. this project has received funding from the european union horizon 2020 research and innovation programme under grant agreement no 727477. l. pao gratefully acknowledges funding provided by the hanse-wissenschaftskolleg institute for advanced study, delmenhorst, germany. j. aho has been supported in part by the renewable and sustainable energy institute and a university of colorado boulder graduate school summer fellowship.” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 50, no. 1, pp. 4484–4491, 2017. 20th IFAC World Congress.
- [132] ENTSO-E Project Inertia Team, “Frequency stability in long-term scenarios and relevant requirements,” 2021.
- [133] Australian Energy Market Commission, “Final report - system security market frameworks review,” 2017.
- [134] ENTSO-E, “Inertia and rate of change of frequency,” 2020.

- [135] J. Matevosyan, "Inertia monitoring," tech. rep., Energy Systems Integration Group, 2022. Video link <https://www.youtube.com/watch?v=76dZ4Bdc1Io>.
- [136] E. Bossanyi, S. D'Arco, L. Lu, A. Madariaga, W. de Bour, and W. Schoot, "Control algorithms for primary frequency and voltage support," 2020.
- [137] German Transmission System Operators, "Need to develop grid-forming statcom systems," 2020.
- [138] T. Beyer, "Goldisthal Pumped-Storage Plant: More than Power Production," 2007.
- [139] Siemens Energy Global GmbH, "Verbundvorhaben: ARESS - Der asynchrone, rotierende Energiesystem-Stabilisator - Eine echte 'voll-integrierte Netzwerkkomponente' zur Netzstützung; Teilvorhaben: Integration aller Vorgaben, Konstruktion und Validierung," 2022.
- [140] Energie-Forschungszentrum der TU Clausthal, "Reservebatt: Systemdienstleistungen für den sicheren betrieb des energieverorgungssystems: Momentanreserve mit hochleistungsbatterien," 2017.
- [141] ENTSOE, "Future system inertia," 2017.
- [142] GE, "Effective Area Inertia: Stability Challenges, PMU-Based Metering, Machine Learning Forecasting," 2021.
- [143] A. Meseguer Urban, M. de Battista, H. G. Svendsen, S. D'Arco, and S. Sanchez, "Advanced integrated supervisory and wind turbine control for optimal operation of large wind power plants," 2019.
- [144] NREL, "Floris. version 3.2.1," 2022.