



Regelung der doppelt gespeisten Drehstrom- asynchronmaschine mit Multilevel-Matrixumrichter für einen Schwungradspeicher zur Sicherung der Momentanreserve in trägheitsarmen Netzen

Gino Sturm · Wilfried Hofmann · Jonas Kienast · Steffen Bernet

Eingegangen: 14. Dezember 2023 / Angenommen: 15. Februar 2024 / Online publiziert: 19. März 2024
 © The Author(s) 2024

Zusammenfassung Vorgestellt wird die Betriebsweise und Regelung eines Asynchronen Rotierenden Energie System-Stabilisators (ARESS) bestehend aus einer doppelt gespeisten Asynchron-Schleifringläufermaschine, die rotorseitig über einen Multilevel-Matrixumrichter über- wie untersynchron drehzahlvariabel betrieben werden kann. Durch die Entkopplung der Drehzahl von der Netzfrequenz ist er in der Lage, eine größere gespeicherte kinetische Energie in Wirkleistung umzuwandeln als vergleichbare drehzahlstarre Generatoren, wenn es zum Absinken der Netzfrequenz kommt. Somit besteht eines der wesentlichen Ziele des Systems in einem Beitrag zur Momentanreserve des Netzes. Die Regelung der Anlage über einen rotorseitigen Matrixumrichter gestattet zudem eine zeitgestreckte Dosierung der Wirkleistung und einen spannungsabhängigen Blindleistungsbetrieb. Besonders hohe Anforderungen an die Regelung entstehen bei Netzdienstleistungen in Schwachnetzen, bei gleichzeitiger Spannungsstützung sowie bei symmetrischen und unsymmetrischen Fehlerfällen, deren Entwurf, Optimierung sowie Verifikation im Beitrag anhand eines Demonstrators kleiner Leistung thematisiert wird.

Schlüsselwörter Doppelt gespeiste Asynchronmaschine · Multilevel-Matrixumrichter · Regelung · Symmetrische Komponenten · Synthetische Trägheit · Momentanreserve

G. Sturm (✉) · W. Hofmann
 ETI, Elektrische Maschinen und Antriebe, TU Dresden,
 Helmholtzstraße 9, 01069 Dresden, Deutschland
gino.sturm@tu-dresden.de

J. Kienast · S. Bernet
 ETI, Leistungselektronik, TU Dresden, Dresden,
 Deutschland

Control of a doubly-fed induction machine with multilevel matrix converter for a flywheel storage system to ensure the momentary reserve in low-inertia grids

Abstract The operating mode and control of an Asynchronous Rotating Energy System Stabilizer (ARESS) are presented, consisting of a doubly-fed asynchronous slipring machine which can be operated at rotor speeds above and below synchronous speed using a multilevel matrix converter. By decoupling the speed from the grid frequency, it is capable of converting a larger stored kinetic energy into active power relatively to comparable fixed-speed generators when the grid frequency drops. Thus, one of the main purposes of the system is to contribute to the momentary reserve of the grid. The control of the system using a rotor-side matrix converter also allows for time-staggered dosing of active power and voltage-dependent reactive power operation. Particularly high demands on the control arise in grid services in weak grids, simultaneous voltage support, as well as symmetrical and asymmetrical fault cases, whose design, optimization, and verification are discussed in the paper using a low-power demonstrator.

Keywords Doubly-fed induction machine · Multilevel matrix converter · Control · Symmetrical components · Synthetic inertia · Momentary reserve

1 Einleitung

Die aktuell laufende Transformation des deutschen Energieversorgungssystems zielt auf einen teilweisen Ersatz klassischer Kraftwerksgeneratoren durch stromrichterbasierte Stromerzeugungsanlagen auf Basis erneuerbarer Energien. Für die teilweise Übernahme der Momentanreserve, welche bisher durch

klassische Kraftwerksgeneratoren gestellt wird, nehmen Energiespeicher eine zentrale Rolle ein. Zu diesem Zweck stellen die Autoren ein Schwungradspeicher-System vor, welches neben der Momentanreserve auch bei anderen Netzanomalien wie Spannungseinbrüchen, Phasensprüngen oder Schwachnetzfällen stabilisierend auf das Netz einwirken kann. Technische Lösungen zum Einsatz von Schwungradspeichern in elektrischen Anlagen sind seit Längerem bekannt und sind sowohl in stationären als auch mobilen Anwendungen realisiert worden [1, 2]. Als Momentanreserve stehen sie in Konkurrenz zu Batterie- und Supercap-Speichern. Aufgrund der deutlich höheren Anzahl möglicher Ladezyklen im Vergleich zu Batteriespeichern, einer hohen Leistungsdichte und geringer Fertigungskosten [3] ist der Schwungradspeicher dabei zu favorisieren.

Der sogenannte Asynchrone Rotierende Energie-System Stabilisator (ARESS) ist in Abb. 1 dargestellt und besteht aus einem Schwungradspeicher (SRS) angetrieben durch eine doppeltgespeiste Asynchronschleifringläufermaschine (DGASM), die rotorseitig über einen Multilevel Matrixumrichter (M3C) überwie untersynchron drehzahlvariabel betrieben werden kann. Tab. 1 zeigt wichtige Zielgrößen des Systems. Mit der Entkopplung von Drehzahl und Netzfrequenz ist es in der Lage, eine größere gespeicherte kinetische Energie in Wirkleistung umzuwandeln als vergleichbare drehzahlstarre Kraftwerksgeneratoren, wenn eine Netzfrequenzänderung eintritt. Die Wahl des M3C beruht auf dessen einfacher Skalierbarkeit im Zielbereich mehrerer 100 MVA sowie einer guten Performance bei kleinen Ausgangsfrequenzen. Der modulare Aufbau aus Vollbrücken-Submodulen mit eigenem Kondensator erlaubt eine direkte AC-AC-Wandlung zwischen Eingangs- und Ausgangsseite.

Neben der kurzzeitigen Frequenzstabilisierung kann der ARESS weitere Systemdienstleistungen zur dauerhaften Spannungsstützung sowie zur Oberschwingungskompensation übernehmen [3, 4]. Für die Regelung des Systems besteht die wichtigste Forderung nach einem robusten und dämpfend wirkenden Verhalten, insbesondere im schwachen Netz.

Auf Grundlage dieser Anforderungen werden in Abschnitt 2 die Regelung sowie einige Besonderheiten der Implementierung näher vorgestellt. Anschließend

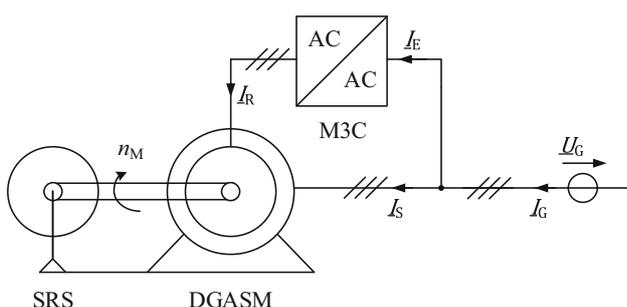


Abb. 1 ARESS-Systemübersicht

Tab. 1 Zielgrößen des Systems

Parameter	Wert
Nennspannung, Nennfrequenz	400 kV, 50 Hz
Maximaler Blindleistungsbeitrag	±270 Mvar
Maximaler Wirkleistungsbeitrag	±270 MW
Dauerleistung für 5 s	±120 MW
Maximal nutzbare Energie des Speichers	1600 MWs

erfolgt in Abschnitt 3 eine experimentelle Validierung der Algorithmen anhand eines 10 kVA-Demonstrators. Dieser Beitrag baut inhaltlich auf der vorangehenden Fachtagung *VDE OVE Elektromechanische Antriebssysteme 2023* auf [13].

2 Regelung des ARESS

Die Regelstruktur unterteilt sich in Netz-, Maschinen- und Stromrichterregelung, welche über die Modulation des M3C zusammengeführt werden. Abb. 2 stellt eine Übersicht dar. Die Maschinenregelung basiert grundlegend auf [5] und [12]. Im Folgenden werden die wesentlichen Bestandteile der Netzregelung eingeführt. Weitere Details zur Stromrichter- und Maschinenregelung zeigt [3].

2.1 Netz-Regelung

Für die Netzregelung als übergeordnete Struktur der Maschinen- und Stromrichterregelung wird zunächst der Betriebsbereich des Systems definiert. Dabei gilt es, das minimal zu erwartende Kurzschlussverhältnis des Netzes

$$SCR = \frac{I_{KS}}{I_{BM,N}} \quad (1)$$

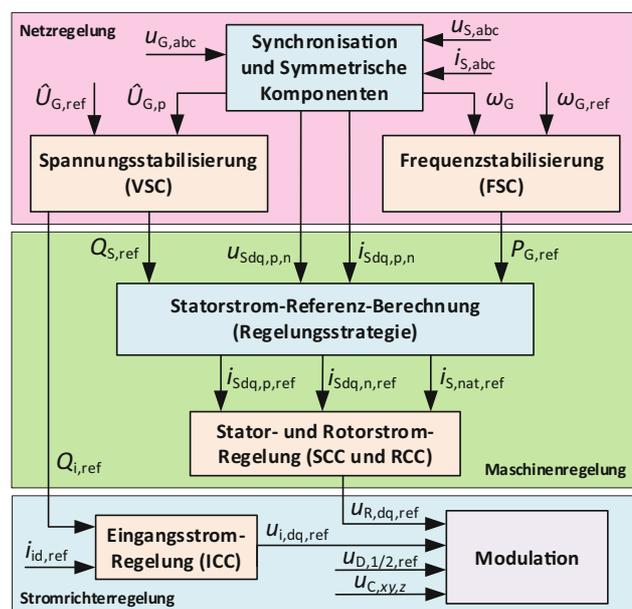


Abb. 2 ARESS-Systemregelung

festzulegen, welches den Netz-Kurzschlussstrom I_{KS} ins Verhältnis zum Betriebsmittelnennstrom $I_{BM,N}$ setzt. Für den ARESS sind schwache Netze bis $SCR = 1$ berücksichtigt. Das berechnete Kurzschlussverhältnis liefert die Grundlage für eine Modellierung des Netzes nach dem Thévenin-Theorem als Spannungsquelle mit nachgeschalteter ohmsch-induktiver Impedanz. Im Weiteren werden die Leistungsgrenzen aus Tab. 1 für die Auslegung der Regelung herangezogen.

2.1.1 Symmetrische Komponenten

Die Netz-, Maschinen- und Stromrichterregelung sind auf eine robuste Ermittlung der symmetrischen Komponenten sowie auf eine korrekte Spannungssynchronisation angewiesen, welche sowohl im Normalbetrieb am starken Netz als auch bei Anomalien wie Frequenz- und Spannungsschwankungen, Spannungseinbrüchen, Phasensprüngen und Übergängen von starken zu schwachen Netzen bestehen bleiben soll. Dabei werden die symmetrischen Komponenten jeweils für alle Regelgrößen, Ströme und Spannungen, anhand der gemessenen Größen bestimmt. Die jeweiligen Netzsituationen stellen unterschiedliche Anforderungen an die Dynamik der Regelung. Insbesondere bei unsymmetrischen Spannungseinbrüchen tritt neben dem normalerweise vorherrschenden Mitsystem ein Gegensystem in den Strömen und Spannungen des Systems auf, welches mit der Regelung beherrscht werden muss. Außerdem kann eine zu geringe Dynamik der Ermittlung des Netzspannungs-Mitsystems bei Spannungsschwankungen in schwachen Netzen Regelungsschwankungen verursachen. Folglich beeinflusst die Wahl der Algorithmen zur Ermittlung der symmetrischen Komponenten das Regelungsverhalten maßgeblich. In diesem Zusammenhang sollen die folgenden Ansätze verglichen werden:

- *Discrete Fourier Transformation* (kurz: DFT) basierend auf einer Periode gemäß [7].
- *Delayed Signal Cancellation* (kurz: DSC) auf Grundlage von [9].
- *Second Order Generalized Integrator* (kurz: SOGI) mit möglicher Erweiterung auf einen *Mixed Second and Third Order Generalized Integrator* (kurz: MSTOGI) nach [8].

Da die Ermittlung der symmetrischen Komponenten für jede Regelgröße separiert durchgeführt wird, können in einzelnen Regelungsteilen unterschiedliche Algorithmen angewendet werden. Deren Eignung für die jeweilige Regelaufgabe lässt sich dabei hinsichtlich der Filterwirkung sowie der Dynamik beurteilen. Dazu werden die Übertragungsfunktionen der einzelnen Algorithmen im Laplace-Bereich aufgestellt.

Discrete Fourier-Transformation (DFT) Mit dem DFT-Ansatz basierend auf einer Periode gemäß [7] werden zunächst die Phasoren aller drei Phasen einer

gemessenen Größe ermittelt. Am Beispiel des allgemeinen Messsignals $x_a(t) = \hat{x} \cos(2\pi f_G t)$ der Phase a wird der zugehörige DFT-Phasor im Zeitbereich als

$$\underline{y}_{\text{DFT},a}(t) = \frac{1}{T_G} \int \left(\underline{x}_{\text{DFT},a}(t) - \underline{x}_{\text{DFT},a}(t - T_G) \right) dt \quad (2)$$

$$\text{mit } \underline{x}_{\text{DFT},a}(t) = 2x_a(t) (\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)) \quad (3)$$

formuliert. Die Grundswingungsfrequenz ist f_G und die Grundswingungsperiodendauer ist T_G , der zugehörige Synchronisationswinkel des Eingangssignals ist φ . Für die folgende Untersuchung wird angenommen, dass dieser Winkel exakt mit der Phasenlage des Eingangssignals übereinstimmt. Somit besteht der nach (2) und (3) ermittelte Phasor lediglich aus einem Realteil, welcher der Amplitude des Eingangssignals \hat{x} entspricht. Mit den einzelnen Phasoren aller Signale a-b-c eines Drehspannungs- oder Drehstromsystems lassen sich die symmetrischen Komponenten schließlich nach der allgemeinen Vorschrift

$$\begin{pmatrix} \underline{y}_{\text{DFT},0}(t) \\ \underline{y}_{\text{DFT},p}(t) \\ \underline{y}_{\text{DFT},n}(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{y}_{\text{DFT},a}(t) \\ \underline{y}_{\text{DFT},b}(t) \\ \underline{y}_{\text{DFT},c}(t) \end{pmatrix} \quad (4)$$

berechnen. In diesem Zusammenhang wird der Drehoperator als $\underline{a} = e^{j2\pi/3}$ eingeführt. Das Mitsystem ist mit dem Index p bezeichnet, das Gegensystem mit dem Index n und das Nullsystem mit dem Index 0. Die Transformation der in (2) gezeigten DFT-Zeitfunktion in den Laplace-Bereich ergibt die DFT-Übertragungsfunktion

$$G_{\text{DFT}}(s) = \frac{Y_{\text{DFT}}(s)}{X_{\text{DFT}}(s)} = \frac{1}{T_G} \cdot \frac{1 - e^{-sT_G}}{s}. \quad (5)$$

Delayed Signal Cancellation (DSC) Im nächsten Schritt wird für die DSC nach [9] der Mitsystemzeiger im stationären $\alpha\beta$ -Koordinatensystem für die beiden allgemeinen Eingangssignale $x_\alpha(t) = x_a(t)$ sowie $x_\beta(t) = \hat{x} \sin(2\pi f_G t)$ als

$$\underline{y}_{\text{DSC},p}(t) = \frac{1}{2} \cdot \left(\underline{x}(t) + \underline{x}\left(t - \frac{T_G}{N}\right) e^{j\frac{2\pi}{N}} \right) \quad (6)$$

$$\text{mit } \underline{x}(t) = x_\alpha(t) + jx_\beta(t) \quad (7)$$

formuliert. Durch die Wahl des Parameters $N = 4$ wird das Gegensystem des Eingangssignals in der Ermittlung des Mitsystems unterdrückt [9]. Folglich lautet die Übertragungsfunktion der DSC im Laplace-Bereich

$$G_{\text{DSC}}(s) = \frac{Y_{\text{DSC}}(s)}{X(s)} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + e^{j\frac{2\pi}{N}} e^{-\frac{T_G}{N}s} \right). \quad (8)$$

Aus dem zweiten Exponentialterm resultiert mit $N = 4$ eine Verzögerung von einer Viertelperiode, wodurch das Mit- und Gegensystem getrennt werden

können. Somit ergeben sich die $\alpha\beta$ -Komponenten des Mitsystems im Laplace-Bereich aus (6) und (8) zu

$$y_{DSC,\alpha,p}(s) = \frac{1}{2} \cdot \left(x_\alpha(s) - x_\beta(s) \cdot e^{-\frac{T_G}{N}s} \right) \quad (9)$$

$$y_{DSC,\beta,p}(s) = \frac{1}{2} \cdot \left(x_\beta(s) + x_\alpha(s) \cdot e^{-\frac{T_G}{N}s} \right). \quad (10)$$

Second Order Generalized Integrator (SOGI) Abschließend werden die Übertragungsfunktionen des SOGI-Ansatzes eingeführt. Dabei erfolgt die Ermittlung des Mitsystems im stationären $\alpha\beta$ -Koordinatensystem mit den zuvor eingeführten Eingangssignalen $x_\alpha(t)$ und $x_\beta(t)$:

$$\underline{y}_{SOGI,p}(t) = \underline{G}_{SOGI}(t) \cdot (x_\alpha(t) + jx_\beta(t)) \quad (11)$$

$$\text{mit } \underline{G}_{SOGI}(t) = \frac{1}{2} \cdot (G_1(t) + G_2(t) \cdot e^{j\frac{\pi}{2}}). \quad (12)$$

Die in (11) gezeigten SOGI-Funktionen werden basierend auf [8] im Laplace-Bereich durch Schwingungsglieder 2. Ordnung erzeugt, angegeben mit

$$G_1(s) = \frac{k_{SOGI}\omega_0 \cdot s}{s^2 + k_{SOGI}\omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \quad (13)$$

$$G_2(s) = \frac{k_{SOGI}\omega_0^2}{s^2 + k_{SOGI}\omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \quad (14)$$

wobei $G_1(s)$ bzw. $G_2(s)$ einem Bandpass bzw. Tiefpass zweiter Ordnung entsprechen. Der Dämpfungsfaktor ist $k_{SOGI} = \sqrt{2}$ und die Eigenkreisfrequenz ist $\omega_0 = 2\pi f_G$.

Auf Grundlage der Übertragungsfunktionen der DFT, DSC und SOGI lässt sich ein analytischer Vergleich hinsichtlich Dynamik und Filterwirkung durchführen, dargestellt in Abb. 3. Bei Betrachtung der DFT wird ein Phasor für das Signal $x_\alpha(t)$ stellvertretend für die ermittelte Amplitude des Mitsystems $|y_p|$ ge-

zeigt. Die Testsignale $x_\alpha(t)$ und $x_\beta(t)$ enthalten neben der Grundschwingung eine 5. Harmonische in Größe von 3% der Grundschwingung. Zum Zeitpunkt $t = 0$ s springt der Grundschwingungsmomentanwert der Testsignale von 0 auf 1. Im Falle der DFT basierend auf einer Periode ist die Dynamik reduziert, während die hohe Filterwirkung höhere Harmonische effektiv unterdrückt. Als Kontrast dazu weist die DSC eine Verzögerung von lediglich einer Viertelperiode auf und damit eine vierfach höhere Dynamik als der DFT-Ansatz. Gleichzeitig werden höhere Harmonische weitaus weniger unterdrückt. Der SOGI ist als Mittelweg zwischen den beiden Ansätzen zu sehen. Einen messtechnischen Vergleich der Eigenschaften der Algorithmen zeigt Abb. 7 anhand eines Spannungssprungs.

Erweiterung zur Ermittlung der Phasoren Die bisherige Betrachtung der Mitsystem-Amplitude erlaubt die präzise Erkennung des Netzzustandes im Falle einer symmetrischen Spannungsänderung in allen drei Phasen. Für unsymmetrische Spannungsänderungen, wie beispielsweise dem einphasigen Spannungseinbruch, ist eine alleinige Auswertung des Mitsystems hingegen nicht ausreichend. Bricht nur eine Phasenspannung ein, wird die Mitsystem-Amplitude größer ausfallen als die tatsächliche Amplitude der eingebrochenen Phasenspannung. Letztere ist maßgebend für den einzustellenden Blindstrom zur Unterstützung der Netzspannung. Daher ist es erforderlich, neben der Mitsystem-Amplitude auch die Amplituden der einzelnen Phasen zu kennen. Zu diesem Zweck sollen die DSC- und SOGI-Algorithmen im Folgenden für eine dynamische Ermittlung der Phasoren aller drei Phasen erweitert werden, um jederzeit eine möglichst schnelle und präzise Erkennung des Netzzustandes zu erlauben. Obwohl die DFT basierend auf einer Periode bereits eine Extrahierung der Phasoren gewährleistet, wird die Dynamik dieses Ansatzes für die Erkennung des Netzzustandes als nicht ausreichend angesehen. Alternativ käme die Ausführung einer Halbperiodenbasierten DFT nach [7] für eine erhöhte Dynamik infrage.

Den Ausgangspunkt für die Erweiterung der Algorithmen bilden die ermittelten Zeiger des Mitsystems $\underline{y}_p(t)$ sowie des Gegensystems $\underline{y}_n(t)$. Diese Zeiger können gemäß (6) bzw. (11) entweder als Wechselgrößen definiert sein oder als Gleichgrößen im spannungssynchronen d-q-Koordinatensystem. Unter Zuhilfenahme des Drehoperators \underline{a} kann die inverse Transformationsvorschrift der symmetrischen Komponenten

$$\begin{pmatrix} \underline{y}_a(t) \\ \underline{y}_b(t) \\ \underline{y}_c(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{y}_0(t) \\ \underline{y}_p(t) \\ \underline{y}_n(t) \end{pmatrix} \quad (15)$$

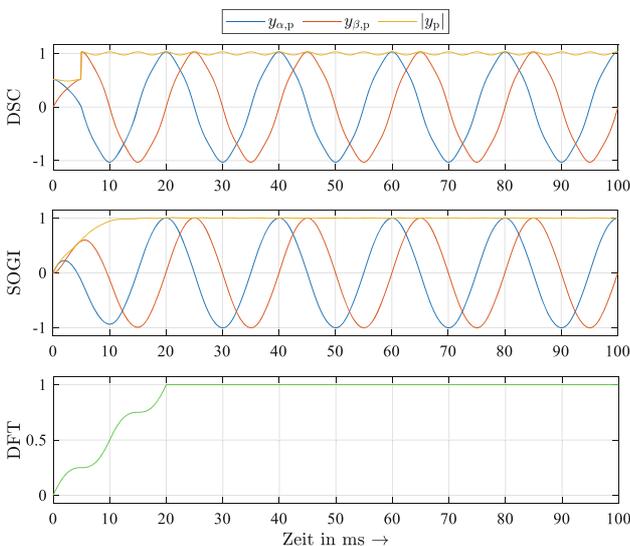


Abb. 3 Analytischer Vergleich der Algorithmen zur Ermittlung der symmetrischen Komponenten

angewendet werden, um die Phasoren der drei Phasen zu berechnen. Der Zeiger für das Gegensystem wird für die Transformation als

$$\underline{y}_n(t) = y_{n,\alpha}(t) - jy_{n,\beta}(t) \quad (16)$$

festgelegt. Anhand von (15) wird ersichtlich, dass neben den Zeigern des Mit- und Gegensystems außerdem der Zeiger des Nullsystems $\underline{y}_0(t)$ für die Anwendung der inversen Transformation bekannt sein muss. Der Zeiger des Nullsystems ist als Wechselgröße mit

$$\underline{y}_0(t) = y_{0,\alpha}(t) + jy_{0,\beta}(t) \quad (17)$$

definiert. Zunächst wird die α -Komponente des Nullsystems aus den gemessenen a-b-c-Spannungen als

$$y_{0,\alpha}(t) = \frac{1}{3}(u_a(t) + u_b(t) + u_c(t)) \quad (18)$$

bestimmt. Daraus ergibt sich die β -Komponente des Nullsystems durch Verzögerung des α -Signals um eine Viertelperiode der Grundschwingung entsprechend

$$y_{0,\beta}(t) = y_{0,\alpha}\left(t - \frac{T_G}{4}\right) \quad (19)$$

sodass der Zeiger des Nullsystems nach (17) vollständig beschrieben ist. Demnach können die Phasoren mit der inversen Transformationsvorschrift (15) berechnet werden. Für die Erkennung des Netzzustandes sind die Amplituden der einzelnen Phasoren von Interesse. Daher wird die Amplitude der Phasoren jeweils aus deren Real- und Imaginärteilen als

$$\hat{y} = \sqrt{\operatorname{Re}\{\underline{y}(t)\}^2 + \operatorname{Im}\{\underline{y}(t)\}^2} \quad (20)$$

berechnet. Anhand von (15) wird deutlich, dass die Ermittlung der Phasoren unabhängig von dem verwendeten Algorithmus angewendet werden kann, solange Mit- und Gegensystem bekannt sind. Für das nachfolgende Beispiel soll der SOGI-Algorithmus herangezogen werden. Dazu zeigt Abb. 4 einen simulierten einphasigen Spannungseinbruch der Phase a auf 10% Restspannung bei $t = 0$ s. Nach 150 ms kehrt die eingebrochene Spannung zu ihrem ursprünglichen Wert

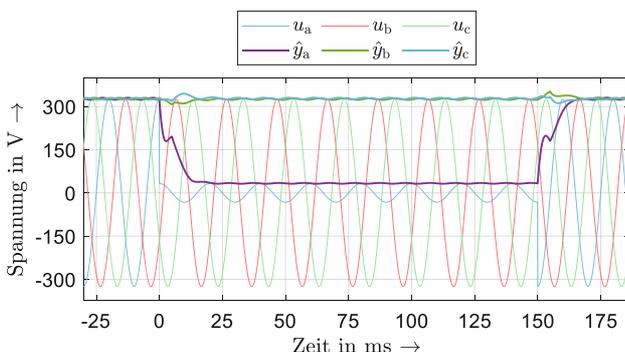


Abb. 4 Ermittelte Phasoren bei einphasigem Spannungseinbruch (simuliert)

zurück. Die gemessenen Spannungen sind u_a , u_b und u_c . Zudem sind die Beträge der mit dem SOGI-Algorithmus sowie mit (15) bis (19) ermittelten Phasoren aller drei Phasen \hat{y}_a , \hat{y}_b und \hat{y}_c dargestellt.

Eine grundlegende Betrachtung der Abb. 4 zeigt die korrekte Ermittlung der Amplituden je Phase. Der Betrag des ersten Phasors \hat{y}_a folgt der einbrechenden Spannung der Phase a und bildet die neue Spannungsamplitude korrekt ab. Ebenso verbleiben die beiden Phasoren der gesunden Phasen nach geringen transienten Abweichungen auf dem ursprünglichen Wert. Dieses Verhalten setzt sich unabhängig vom Eintrittszeitpunkt des Fehlers fort. Der Vergleich mit Abb. 3 verdeutlicht, dass die Dynamik der Phasoren-Ermittlung durch den SOGI-Algorithmus determiniert ist und ebenfalls im Bereich der halben Periodendauer liegt. Im Moment nach dem Einbruch der Spannung sowie nach der Rückkehr zeigen sich bei \hat{y}_a kleine Einsattelungen. Diese sind der um eine Viertelperiode verzögerten Berechnung des Nullkomponentenzeigers geschuldet.

Neben einer korrekten Ermittlung der Spannungsamplituden gilt es für jede Form der Spannungssymmetrie die Synchronisation der Regelung mit dem Mitsystem der Netzspannung aufrecht zu erhalten. Diese Aufgabe wird durch die Synchronisationseinheit übernommen.

2.1.2 Synchronisation der Regelung

Zwecks Synchronisation der Regelung mit der Statorspannung findet eine Phasenfolgeregelung mit entkoppeltem doppelt-synchronem Referenzsystem (*Decoupled Double Synchronous Reference Frame-PLL*, kurz: DDSRF-PLL) gemäß [6] Anwendung, mit deren Hilfe der Phasenwinkel des Statorspannungs-Mitsystems $\varphi_{s,p,PLL}$ sowie die zugehörige Netzkreisfrequenz ω_G extrahiert werden. An der ermittelten Netzkreisfrequenz und der Netzspannungsamplitude des Mitsystems sowie den einzelnen Phasoren orientieren sich schließlich Frequenz- bzw. Spannungsstabilisierung.

2.1.3 Frequenzstabilisierung und Drehzahlregelung

Zur Frequenzstabilisierung (FSC) wirken in Abhängigkeit des Frequenzgradienten sowie der absoluten Frequenzabweichung eine Synthetische Trägheit (SI-Modus)

$$P_{G,SI}(t) \sim \frac{df_G}{dt} \quad (21)$$

bzw. eine Schnelle Frequenzantwort (FFR-Modus)

$$P_{G,FFR}(t) \sim \Delta f_G \quad (22)$$

welche über den Drehmomentsollwert für die Maschinenregelung realisiert werden. Gemäß Tab. 1 ist der SI-Modus mit einer Spitzenleistung von 270 MW ein Beitrag zur Momentanreserve, während der FFR-Modus mit maximal 120 MW zur Primärregelleistung beiträgt. Einen üblichen Ansatz für die Implementierung dieser beiden Modi beschreibt [10], wobei der Drehmoment-

sollwert im SI-Modus direkt aus der zeitlichen Änderung der Frequenz abgeleitet wird. Zusätzlich kontrolliert ein separater Drehzahlregler die Drehzahl und somit auch den Ladezustand des Speichers. Im Gegensatz dazu wird im Folgenden die Umsetzung des SI-Modus sowie der Regelung des Ladezustandes mit einem gemeinsamen Drehzahlregler vorgeschlagen, um beide Anforderungen gleichzeitig zu erfüllen sowie die Implementierung einer zeitlichen Ableitung zu umgehen. Der Hintergrund dieses Ansatzes besteht in der Festlegung, dass der ARESS einen Wirkleistungsbeitrag zur Momentanreserve in einer Betriebszeit von maximal 5 s bereitstellen soll. Dazu ist es zweckmäßig, den Schwungradspeicher stets in der Nähe seines energetischen Mittelpunkts

$$\omega_{m,em} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\omega_{m,max}^2 + \omega_{m,min}^2} \quad (23)$$

zu halten, sodass zu jeder Zeit eine Aufnahme bzw. Abgabe von Wirkleistung in einem symmetrischen Intervall möglich sind. Dadurch halbiert sich allerdings die operative Speicherkapazität der Anlage. In diesem Zusammenhang gilt es, die Entladung der Kondensatoren des Stromrichters sowie andere Verluste im System über das Netz auszugleichen, da der Schwungradspeicher sonst zu schnell entladen wäre. Dies steht im Kontrast zu vergleichbaren Batteriespeichern, welche die Systemverluste decken können. Um schließlich die eigene, reibungsbedingte Entladung des Schwungradspeichers auszugleichen, ist eine dauerhaft aktive Energieregulation nötig. Mit der Korrelation zwischen gespeicherter Energie und Drehzahl des Schwungrades gewährleistet eine Drehzahlregelung die Aufrechterhaltung der Drehzahl und somit des Ladezustandes. Aus den genannten Gründen wird ein Drehzahlregler eingeführt, welcher neben der synthetischen Trägheit eine Regelung des Energiezustandes im normalen Betrieb gewährleistet. Abb. 5 zeigt die Struktur der FSC-Regelung, welche den SI- und FFR-Modus sowie die Energiespeicherregelung (ESR) vereint. Für die SI- und ESR-Drehzahlregelung wird ein PI-Regler verwendet, dessen eingangsseitiges Referenzsignal $\omega_{m,ref}$ sowohl die Drehzahl im normalen Betrieb als auch die Vorgabe der SI-Antwort bei Frequenzabweichung bestimmt.

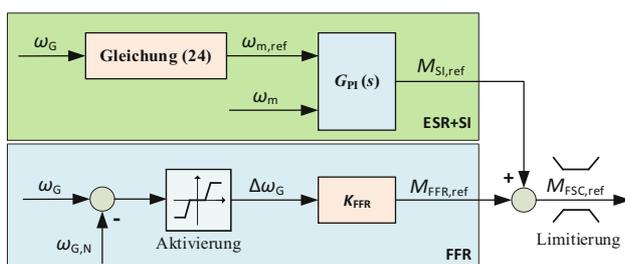


Abb. 5 Struktur der FSC-Regelung

Dazu wird das Referenzsignal aus der durch die PLL ermittelten Netzkreisfrequenz ω_G errechnet gemäß

$$\omega_{m,ref} = (\omega_G - \omega_{G,N}) \cdot k_{SI} + \omega_{m,N} \quad (24)$$

mit den Nennwerten der Netzkreisfrequenz $\omega_{G,N}$ und der mechanischen Kreisfrequenz des Schwungrades $\omega_{m,N}$. Während die Netzfrequenz exakt dem Nennwert entspricht, liefert (24) $\omega_{m,N}$ als Referenzsignal und führt somit zu einer Aufrechterhaltung des Ladezustandes. Sobald die Netzkreisfrequenz vom Nennwert abweicht, wird diese Differenz direkt proportional in einer Änderung des Referenzsignals abgebildet. Zu diesem Zweck lässt sich ein Skalierungsfaktor k_{SI} einführen, mit dem theoretisch beliebige Trägheitsmomente emuliert werden können. Konkret bedeutet dies, dass die Wirkleistungsantwort mit Hilfe des Skalierungsfaktors so skaliert werden kann, dass ein bestimmter Frequenzgradient zu einer definierten Wirkleistung führt. Es ist zweckmäßig, die maximal mögliche Wirkleistung des Systems $P_{G,max}$ bei maximal zu erwartendem Frequenzgradienten $RoCoF_{max}$ einzustellen. Unter Vernachlässigung des Reibmoments lässt sich die maximal zu erwartende Wirkleistung

$$P_{G,max} = J_{rot} \omega_m \left. \frac{d\omega_m}{dt} \right|_{max} \quad (25)$$

in Abhängigkeit des Trägheitsmoments J_{rot} sowie der maximalen Änderungsrate der mechanischen Kreisfrequenz ω_m auf Grundlage der Bewegungsgleichung berechnen. Der Skalierungsfaktor beschreibt, wie sich die Änderungsrate der mechanischen Kreisfrequenz in Abhängigkeit des Gradienten der Netzfrequenz verhält

$$\left. \frac{d\omega_m}{dt} \right|_{max} = 2\pi \frac{k_{SI}}{p} RoCoF_{max} \quad (26)$$

unter Berücksichtigung der Polpaarzahl p . Für den maximalen Frequenzgradienten sind 2,5 Hz/s vorgesehen. Schließlich wird der Skalierungsfaktor als

$$k_{SI}(\omega_m) = \frac{p}{2\pi J_{rot}} \frac{P_{G,max}}{RoCoF_{max}} \frac{1}{\omega_m} \quad (27)$$

in Abhängigkeit der aktuellen mechanischen Kreisfrequenz hergeleitet. Die Anpassung des Skalierungsfaktors an die aktuelle Drehzahl erlaubt eine arbeitspunktunabhängige, feste Proportionalität zwischen Frequenzgradienten und resultierender Wirkleistungsantwort. Als Folge eines sich ändernden Drehzahl-Referenzsignals entsteht eine Regelabweichung am Eingang des Drehzahlreglers, welche durch die PI-Struktur in einen Drehmoment Sollwert $M_{SI,ref}$ umgesetzt wird. Die Drehzahl und der Ladezustand des Schwungrades folgen dieser Vorgabe. Sobald sich die Netzfrequenz nicht mehr ändert und die neue Solldrehzahl erreicht ist, klingt der Drehmoment Sollwert am Ausgang des Reglers wieder auf einen kleineren Wert ab. Die Trägheitsantwort des Systems hängt demnach wie in dem SI-Ansatz gefordert von der zeitlichen Änderung der Frequenz ab und lässt

sich in ihrer Form mit Hilfe der Reglereinstellung anpassen. Für den PI-Regler mit der in Abb. 5 gezeigten Übertragungsfunktion

$$G_{PI}(s) = K_{PI} \left(1 + \frac{1}{T_{PI} \cdot s} \right) \quad (28)$$

wird das allgemeine symmetrische Optimum [14] angewendet, welches eine passende Wahl der Reglerbandbreite für eine entsprechende Dynamik der Trägheitsantwort erlaubt. Daraus ergeben sich die Proportionalverstärkung

$$K_{PI} = \frac{1}{a_{SI}} \cdot \frac{J_{rot}}{T_{MR}} \quad (29)$$

und die Nachstellzeit des Drehzahlreglers

$$T_{PI} = a_{SI}^2 \cdot T_{MR} \quad (30)$$

in Abhängigkeit des Trägheitsmoments aller rotierenden Massen J_{rot} , der Ersatzzeitkonstante für die Maschinenregelung $T_{MR} = 6,67 \text{ ms}$ sowie dem Parameter $a_{SI} = 8$, welcher einer Bandbreite der Drehzahlregelung von circa 3 Hz entspricht. Da die maximale Wirkleistung des Systems bei der maximalen Änderungsrate der Netzfrequenz von $\pm 2,5 \text{ Hz/s}$ auftritt, gewährleistet die Wahl des Parameters a_{SI} eine ausreichende Dynamik des Drehzahlreglers. Die Ersatzzeitkonstante der Maschinenregelung geht auf ein PT_1 -Glied der Form

$$G_{MR}(s) = \frac{1}{1 + s \cdot T_{MR}} \quad (31)$$

zurück und umfasst sowohl die innere Rotorstromregelung als auch die äußere Statorstromregelung.

Gleichzeitig zum ESR- und SI-Drehzahlregler wirkt gemäß Abb. 5 der FFR-Ansatz. Für das Zusammenwirken der beiden Modi wird ein Frequenzband definiert, welches die Aktivierung des FFR-Modus determiniert. Während der ESR- und SI-Drehzahlregler dauerhaft aktiv ist, wird der FFR-Modus im vorliegenden Beispiel erst nach Überschreiten einer absoluten Abweichung der Netzfrequenz Δf_G um $\pm 1 \text{ Hz}$ aktiviert. Im Falle einer weiterhin bestehenden Frequenzabweichung im definierten Frequenzband repräsentiert der FFR-Modus die umsetzbare Dauerleistung des Systems für eine Betriebszeit von 5 s. Die Dauerleistung lässt sich mit Hilfe der Proportionalverstärkung K_{FFR} festlegen, womit anhand der absoluten Abweichung $\Delta \omega_G$ der Netzkreisfrequenz ω_G vom Referenzwert $\omega_{G,N}$ der Drehmomentsollwert des FFR-Modus $M_{FFR,ref}$ berechnet wird.

Nach Addition beider Drehmomentreferenzen erfolgt eine Limitierung des Ausgangssignals, zur Einhaltung des maximal zulässigen Drehmoments. Unter Zuhilfenahme der gemessenen Drehzahl wird durch Multiplikation mit dem Drehmomentsollwert $M_{FSC,ref}$ ein Wirkleistungssollwert $P_{G,ref}$ als Eingangssignal für die Maschinenregelung abgeleitet.

2.1.4 Spannungsstabilisierung

Die Spannungsstabilisierung (VSC) wird über den Blindstromsollwert des Netzstromes wirksam. Dieser lässt sich als Blindleistungssollwert formulieren und gemäß Abb. 2 zwischen der Statorseite mit $Q_{S,ref}$ sowie der Eingangsseite des Stromrichters mit $Q_{i,ref}$ aufteilen, unter Berücksichtigung einer verlustminimierenden Strategie. Der Blindstromsollwert ist abhängig von der Netzspannungsamplitude, deren Mitsystem durch die Algorithmen nach Abschn. 2.1.1 ermittelt wird. Dies geschieht unter der Maßgabe, auch im schwachen Netz eine stabile Einprägung des Blindstromes zur Spannungsunterstützung gewährleisten zu können. Dabei besteht die Forderung, möglichst dynamisch auf Spannungssprünge oder den plötzlichen Übergang von einem starken in ein schwaches Netz reagieren zu können, um damit eine dämpfende Wirkung zu erzielen. Aus einer zu langsamen Reaktion der Spannungsregelung auf die veränderte Netzsituation können kurzzeitige, ungewollte Überhöhungen durch einen weiterhin bestehenden Blindstrom resultieren. In Folge dessen können Schwingungen innerhalb der Regelung oder eine Überschreitung kritischer Überspannungen für die Maschinenisolierung auftreten. Konkret gilt für die Berechnung des Blindstromes die Statik

$$\hat{I}_B = k_{VSC} \cdot \frac{\hat{U}_{G,p} - \hat{U}_{G,N}}{\hat{U}_{G,N} \cdot \hat{I}_{G,N}} \quad (32)$$

in Abhängigkeit der Netzspannungsamplitude des Mitsystems $\hat{U}_{G,p}$ gemäß [4]. Diese Statik ist im gesamten Spannungsbereich gültig. Anhand der relativen Abweichung der Spannungsamplitude zum Nennwert der Netzspannungsamplitude $\hat{U}_{G,N}$ lässt sich mit der Verstärkung k_{VSC} einstellen, welcher Anteil des Netznennstromes $\hat{I}_{G,N}$ für die Spannungsstabilisierung aufgewendet wird. Basierend auf der VDN-Richtlinie [11] wird $k_{VSC} = 0,02$ zur Festlegung der Statik gewählt. Demnach bedingt jedes zusätzliche Prozent Spannungsabweichung zwei zusätzliche Prozent Netzblindstrom. Die Spannungsstabilisierung konnte ebenfalls am Demonstrator für verschiedene Netz-Kurzschlussverhältnisse verifiziert werden [4].

3 Messungen am Demonstrator

Die Implementierung der vorgestellten Regelalgorithmen erfolgt an einem 10 kVA-Demonstrator, dessen einzelne Komponenten in Abb. 6 dargestellt sind. Das Netz kann dabei mit Hilfe eines Emulators parametrisiert werden, sodass sich Spannungssprünge und Frequenzänderungen abbilden lassen. Tab. 2 führt die zugehörigen Parameter des Versuchsstandes auf. Im Folgenden sollen ein Vergleich der Ansätze zur Ermittlung der symmetrischen Komponenten gemäß Abschn. 2.1.1 sowie eine Messung zur synthetischen Trägheit nach Unterabschnitt 2.1.3 vorgestellt werden.

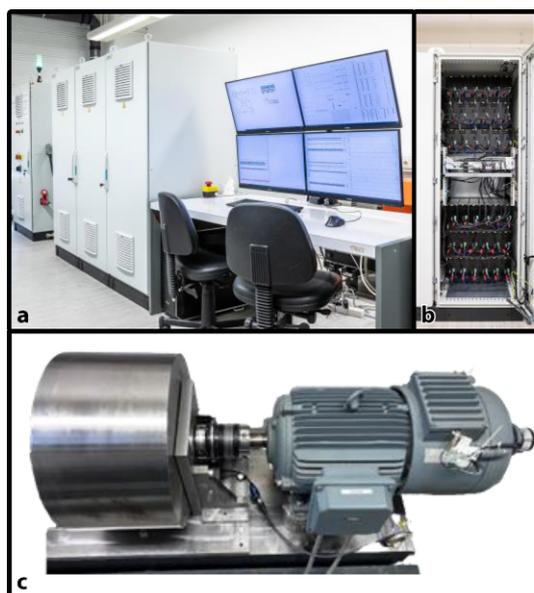


Abb. 6 Komponenten des Demonstrators [3]. (a) Umrichter und Bedienoberfläche, (b) Submodule des Umrichters, (c) Maschine und Schwungrad)

Tab. 2 Parameter des Demonstrator-Versuchsstandes

Parameter	Wert
Taktfrequenz der Regelung	6 kHz
Schaltfrequenz des Stromrichters	6 kHz
Netzennspannung	400 V
Bemessungsleistung der Maschine	4 kW
Drehzahlbereich der Maschine	1200–1800 min ⁻¹
Trägheitsmoment des Schwungrades	4,6371 kg m ²
Anzahl der Submodule des Stromrichters	108
Submodulkapazität	2,4 mF
Mittlere Kondensatorspannung	90 V
Proportionalverstärkung des Drehzahlreglers	81,88 Nm s
Nachstellzeit des Drehzahlreglers	426,67 ms

3.1 Symmetrische Komponenten

Der Ermittlung der symmetrischen Komponenten kommt auf Grundlage der Ausführungen in Abschn. 2.1.1 und 2.1.4 eine wesentliche Bedeutung zu. Anhand einer Implementierung der drei Algorithmen DFT, SOGI und DSC am Demonstrator sollen Unterschiede verdeutlicht werden. Dazu wird bei einer Zeit von $t = 0$ s durch den Netzemulator ein Spannungssprung um -90% vorgegeben, ausgehend von dem in Tab. 2 angegebenen Nennwert der Netzspannung. Abb. 7 zeigt die ermittelten Amplituden des Mitsystems \hat{u}_{DFT} , \hat{u}_{SOGI} und \hat{u}_{DSC} sowie den Verlauf der Amplitude der tatsächlich gemessenen Netzspannung \hat{u}_G im Vergleich. Erwartungsgemäß zeigt der DSC-Ansatz die schnellste Reaktion auf den Sprung und erreicht den neuen Spannungswert bereits nach einem Viertel der Netzperiode. Allerdings wird auch eine hohe Verzerrung des DSC-Signals sichtbar. Dies erweist

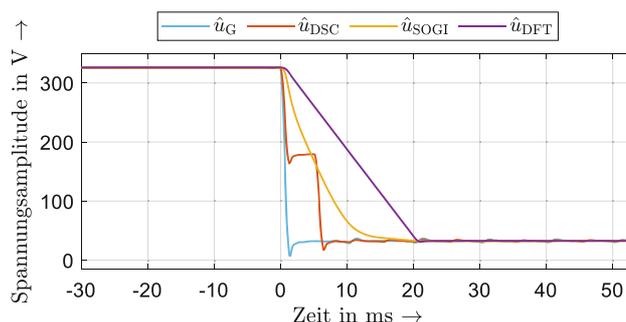


Abb. 7 Messergebnisse zu symmetrischen Komponenten bei Netzspannungseinbruch auf 10% Restspannung

sich für sensible Regelungsstrukturen wie zum Beispiel die Erkennung bestimmter Schwellwerte oder für frequenzselektive Regler als nachteilhaft. Im Gegensatz dazu benötigt der DFT-Ansatz eine Periode, um den neuen Spannungswert zu erreichen, weist aber eine sehr geringe Verzerrung auf. Der SOGI bildet aus Sicht von Dynamik und Verzerrung den Kompromiss zwischen den anderen Ansätzen. Am Beispiel der gestellten Anforderungen für die Spannungsstabilisierungsregelung sind der DSC- und SOGI-Ansatz aufgrund ihrer erhöhten Dynamik zu bevorzugen, während die DFT für robuste Regelungsteile wie die Maschinenregelung infrage kommt.

3.2 Synthetische Trägheit

Zur Validierung der FSC zeigt Abb. 8 die Messergebnisse verschiedener Frequenzszenarien, bei denen die Netzfrequenz mit Hilfe des Emulators als feste Rampe mit Änderungsraten bis zu ± 2 Hz/s vorgegeben wurde. Die Frequenzrampe unterliegt somit keiner Rückwirkung durch den Wirkleistungsaustausch mit dem ARESS. Da die maximale Frequenzabweichung relativ zu 50 Hz nicht mehr als 1 Hz beträgt, wird in diesen Szenarien lediglich der SI-Modus nach Abschn. 2.1.3 aktiviert während der FFR-Modus deaktiviert bleibt.

In Abb. 8 wird die Abhängigkeit der Wirkleistung von dem Vorzeichen der Frequenzänderung ersichtlich. Steigt die Netzfrequenz, nimmt der ARESS Wirkleistung auf. In Folge dessen steigt die Drehzahl, der Schwungradspeicher wird geladen. Fällt die Netzfrequenz, gibt der ARESS Wirkleistung an das Netz ab zur Stabilisierung der Frequenz. Daraufhin fällt die Drehzahl, womit der Speicher entladen wird. Des Weiteren lässt sich in Abb. 8 die Korrelation zwischen dem Betrag der Wirkleistung und der Steilheit der Frequenzänderung feststellen. Erwartungsgemäß bedingt eine schnelle Änderung der Netzfrequenz mit ± 2 Hz/s eine höhere Wirkleistungsantwort als langsamere Frequenzänderungen. Dabei wird die maximale Leistung von 4 kW erreicht, entsprechend der Auslegung des SI-Ansatzes. Je nach Vorzeichen der Frequenzänderung ergeben sich geringfügig unterschiedliche Verläufe der Wirkleistungsantworten. Dies ist auf den nichtlinearen Einfluss der Reibung zurückzuführen, welche die

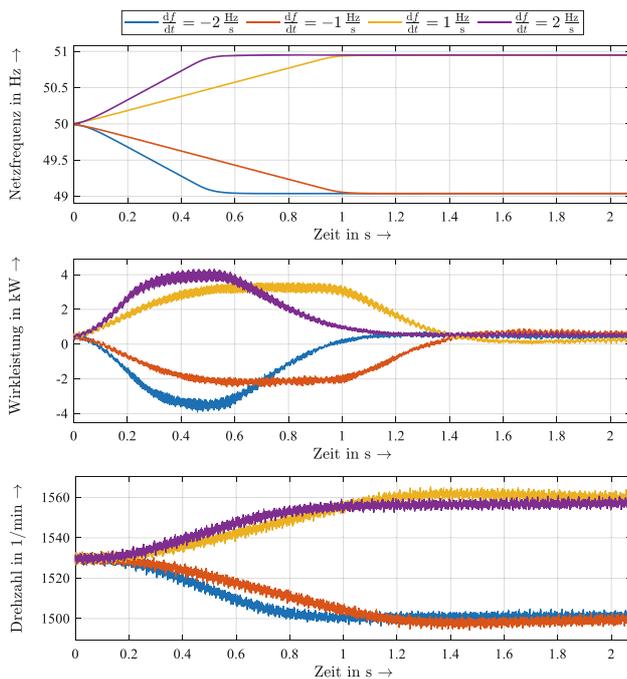


Abb. 8 Messergebnisse zur Synthetischen Trägheit

zugehörige Drehzahländerung beeinflusst. Der zeitliche Verlauf der Wirkleistung des Systems lässt zudem das synthetisierte Trägheitsverhalten erkennen. Während sich die Trägheitsantwort anfangs verzögert aufbaut, klingt sie nach Erreichen einer konstanten Frequenz wieder auf einen kleineren, stationären Wert ab. Nachdem die Netzfrequenz zu dem Nennwert 50 Hz zurückgekehrt ist, wird das Schwungrad auf die ursprüngliche Referenzdrehzahl beschleunigt bzw. gebremst.

4 Zusammenfassung

Im Rahmen dieses Beitrages wird die Regelung eines Schwungradspeichers zur Netzstabilisierung vorgestellt. Konkret geht es dabei um die Betonung einiger Besonderheiten der Netz- sowie Maschinenregelung. Mit Hinsicht auf die Forderung nach einem robusten Verhalten der Regelung bei Spannungseinbrüchen, Frequenzänderungen und Schwachnetzfällen werden dabei verschiedene Ansätze zur Ermittlung der symmetrischen Komponenten untersucht. Auf Basis einer experimentellen Verifikation stellen sich der SOGI- und der DSC-Ansatz als geeignete Basis für die Spannungsstabilisierungsregelung heraus. Darüber hinaus werden die Algorithmen zur phasenweisen Ermittlung der einzelnen Phasoren erweitert und simulativ überprüft. Somit wird auch im Falle unsymmetrischer Spannungseinbrüche eine korrekte Erkennung der Netzzustände gewährleistet. Weiterhin werden Messergebnisse eines 10 kVA-Demonstrators zur synthetischen Trägheitsantwort bei Frequenzänderungen bis ± 2 Hz/s vorgestellt, um die Wirksamkeit der Frequenzstabilisierung nachzuweisen.

Förderung Wir bedanken uns für die finanzielle Unterstützung durch das Bundesministerium für Wirtschaft und Klimaschutz (BMWK) auf der Grundlage eines Beschlusses des Deutschen Bundestages mit der Förderkennziffer 03EI6061D.

Funding Open Access funding enabled and organized by Projekt DEAL.

Interessenkonflikt G. Sturm, W. Hofmann, J. Kienast und S. Bernet geben an, dass kein Interessenkonflikt besteht.

Open Access Dieser Artikel wird unter der Creative Commons Namensnennung 4.0 International Lizenz veröffentlicht, welche die Nutzung, Vervielfältigung, Bearbeitung, Verbreitung und Wiedergabe in jeglichem Medium und Format erlaubt, sofern Sie den/die ursprünglichen Autor(en) und die Quelle ordnungsgemäß nennen, einen Link zur Creative Commons Lizenz beifügen und angeben, ob Änderungen vorgenommen wurden.

Die in diesem Artikel enthaltenen Bilder und sonstiges Drittmaterial unterliegen ebenfalls der genannten Creative Commons Lizenz, sofern sich aus der Abbildungslegende nichts anderes ergibt. Sofern das betreffende Material nicht unter der genannten Creative Commons Lizenz steht und die betreffende Handlung nicht nach gesetzlichen Vorschriften erlaubt ist, ist für die oben aufgeführten Weiterverwendungen des Materials die Einwilligung des jeweiligen Rechteinhabers einzuholen.

Weitere Details zur Lizenz entnehmen Sie bitte der Lizenzinformation auf <http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/deed.de>.

Literatur

- Genta G (2014) Kinetic energy storage: theory and practice of advanced flywheel systems. Elsevier, London. ISBN 978-1-4821-0159-0.
- Müllner F, Neudorfer H, Reicheis M (2015) HighFly – Entwicklung eines Fly-wheels als elektrischer Energiespeicher für den mobilen Einsatz. e+i Elektrotech Informationstech 132(1):87–94. <https://doi.org/10.1007/s00502-014-0275-0>
- Kienast J, Sturm G, Hofmann W, Bernet St (2023) A new grid-stabilizing component: a flywheel energy storage system based on a doubly fed induction generator and M3C. 9th IET International Conference on AC and DC Power Transmission ACDC 2023, Glasgow. <https://doi.org/10.1049/icp.2023.1336>
- Kienast J, Bernet S, Sturm G, Hofmann W (2023) Doubly fed induction generator in a flywheel energy storage with stator harmonic compensation. IEEE IEMDC, San Francisco. <https://doi.org/10.1109/IEMDC55163.2023.10239040>
- Batlle C, Dòria-Cerzo A, Ortega R (2007) A stator voltage oriented PI controller for the doubly-fed induction machine. Proc Am Control Conf. <https://doi.org/10.1109/ACC.2007.4282189>
- Rodríguez P, Pou J, Bergas J, Candela I, Burgos P, Boroyevich D (2007) Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control. IEEE Trans Power Electron 22(2):584–592. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2006.890000>
- Honorato TR, Silva KM (2018) Half-cycle DFT-based phasor estimation algorithm for numerical digital relaying. 2018 Workshop on Communication Networks and Power Systems (WCNPS), Brasilia, S 1–4 <https://doi.org/10.1109/WCNPS.2018.8604396>

8. Zhang C, Zhao X, Wang X, Chai X, Zhang Z, Guo X (2018) Agrid synchronization PLL method based on mixed second- and third-order generalized integrator for DC offset elimination and frequency adaptability. *IEEE J Emerg Sel Topics Power Electron* 6(3):1517–1526. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2018.2810499>
9. Svensson J, Bongiorno M, Sannino A (2007) Practical implementation of delayed signal cancellation method for phase-sequence separation. *IEEE Trans Power Deliv* 22(1):18–26. <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2006.881469>
10. Morren J, de Haan SWH, Kling WL, Ferreira JA (2006) Wind turbines emulating inertia and supporting primary frequency control. *IEEE Trans Power Syst* 21(1):433–434. <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2005.861956>
11. Verband der Netzbetreiber – VDN – e.V. beim VDEW: Transmission Code 2007. Version 1.1. Berlin, 2007.
12. Tapia A, Tapia G, Ostolaza JX, Sáenz JR (2003) Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator. *IEEE Trans Energy Convers* 18(2):194–204. <https://doi.org/10.1109/TEC.2003.811727>
13. Sturm G, Hofmann W, Kienast J, Bernet S (2023) Regelung eines Schwungradspeichers mit doppeltgespeister Asynchronmaschine und Multilevel Matrixumrichters zur Sicherung der Momentanreserve in trägheitsarmen Netzen. *Elektromechanische Antriebssysteme 2023*, 9. Fachtagung (VDE OVE), Wien. ETG-Fachbericht 172. ISBN 978-3-8007-6153.
14. Schröder D, Böcker J (2020) *Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen*, 5. Aufl. Springer Vieweg, Berlin. ISBN 978-3-662-62699-3.

Hinweis des Verlags Der Verlag bleibt in Hinblick auf geografische Zuordnungen und Gebietsbezeichnungen in veröffentlichten Karten und Institutsadressen neutral.



Gino Sturm, erhielt den Abschluss als Diplom-Ingenieur für Elektrotechnik, mit der Vertiefung elektrische Maschinen und Antriebe, im Jahr 2020 an der Technischen Universität Dresden. Seitdem arbeitet er an der Professur für Elektrische Maschinen und Antriebe, TU Dresden, an seiner Dissertation. Die Forschungsschwerpunkte liegen dabei auf dem Regelungsentwurf des asynchronen, rotierenden Energiesystemstabilisators unter Berücksichtigung

verschiedener Netzanomalien wie Spannungseinbrüchen, Frequenzänderungen, Phasensprüngen sowie Schwachnetz-fällen



Wilfried Hofmann, studierte Elektrotechnik an der TU Dresden, Diplomabschluss 1978, Promotion 1984. Industrietätigkeit als Entwicklungsingenieur bei Elektroprojekt- und Anlagenbau Berlin 1982–1988/89. C4-Professor für Elektrische Maschinen und Antriebe an der TU Chemnitz 1992–2007, W3-Professor für Elektrische Maschinen und Antriebe an der TU Dresden 2007–2020, danach Seniorprofessor. Forschungsschwerpunkte sind u.a. energieeffiziente Industrie- und Fahrtriebe von der Elektromaschine über die Umrichtertechnik bis zur Regelung



Jonas Kienast, schloss 2018 sein Studium der Elektrotechnik an der Technischen Universität Dresden mit dem Diplom ab und arbeitet derzeit an seiner Promotion. Seit 2018 ist er als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik der Technischen Universität Dresden tätig. Seine Forschungsinteressen umfassen die Regelung und den Entwurf von modularen Multilevel-Matrixumrichtern und den Ersatz des Trägheitsverhaltens in

modernen Netzstrukturen



Steffen Bernet, erwarb 1990 den Grad eines Dipl.-Ing. der Elektrotechnik an der Technischen Universität Dresden und 1995 den Grad eines Dr.-Ing. der Elektrotechnik an der Technischen Universität Ilmenau. Von 1995 bis 1996 war er Postdoktorand am Fachbereich für Elektro- und Computertechnik der University of Wisconsin, Madison, WI, USA. Im Jahr 1996 wechselte er zur ABB Konzernforschung, Heidelberg, Deutschland, wo er die Gruppe

Elektrische Antriebssysteme leitete. Von 1999 bis 2000 war er als Subprogram Manager für die ABB-Forschung in den Bereichen „Leistungselektroniksysteme“, „Antriebe“ und „Elektrische Maschinen“ verantwortlich. Von 2001 bis 2007 war er Professor für Leistungselektronik an der Technischen Universität Berlin, Berlin, Deutschland. Seit Juni 2007 ist er Professor an der Technischen Universität Dresden. In den vergangenen 20 Jahren hat er umfangreiche Forschungsarbeiten zu Leistungshalbleitern, statischen Stromrichtern und Wechselstrommotorantrieben durchgeführt