

Res Electricae Magdeburgenses
Magdeburger Forum zur Elektrotechnik



Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Lehrstuhl Elektrische Netze und Erneuerbare Energie

Dresdener Kreis 2018



20. bis 21. März 2018
in Magdeburg

MAFO
Band 75



Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Lehrstuhl Elektrische Netze und Erneuerbare Energie

Dresdener Kreis
19
Elektroenergieversorgung

19. Dresdener Kreis Elektroenergieversorgung

20. bis 21. März 2018

in Magdeburg

Res Electricae Magdeburgenses

Magdeburger Forum zur Elektrotechnik, Jg. 17, Band 75, 2019

Impressum

Herausgeber:

Prof. Dr.-Ing. habil. Martin Wolter, Otto-von-Guericke-Universität, Institut für Elektrische Energiesysteme, Universitätsplatz 2, 39106 Magdeburg

V.i.S.d.P:

Tamara Schröter, Otto-von-Guericke-Universität, Institut für Elektrische Energiesysteme, Universitätsplatz 2, 39106 Magdeburg

Bearbeitung:

Tamara Schröter, Otto-von-Guericke Universität Magdeburg

Ana Maria Blanco Castaneda, Technische Universität Dresden

Mahshid Maherani, Universität Duisburg-Essen

Alexander Neufeld, Leibniz Universität Hannover

Christian Ziegler, Otto-von-Guericke Universität Magdeburg

Carlo Liebermann, Technische Universität Dresden

Jens Denecke, Universität Duisburg-Essen

Marcel Sarstedt, Leibniz Universität Hannover

Yonggang Zhang, Otto-von-Guericke Universität Magdeburg

ISBN: 978-3-944722-79-5

DOI: 10.24352/UB.OVGU-2019-033

Magdeburg, 2019

Druck: docupoint GmbH

Otto-von-Guericke-Allee 14, 39179 Barleben

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	1
Programm	2
Teilnehmerliste	4
Nachruf	5
Forschungsbeiträge	7
Stochastic Harmonic Emission Model Of Aggregate Residential Customers	7
Robust MIMO Centralized Fixed Order Wide Area Damping Controller	15
Resonanzuntersuchungen in Übertragungsnetzen mit unterschiedlichen Verkabelungsgraden	21
Transiente Stabilität für das Mehrmaschinenproblem: Stabilitätsbetrachtung mit dem Flächensatz	27
Varianten der Implementierung des k_E -Faktors im Distanzschutz und die Auswirkung auf die Messunschärfe	33
Identification of dynamic equivalents for active distribution networks	43
Bestimmung des Optimierungspotentials bei der Gestaltung des vertikalen Blindleistungsaustausches	49
Stimulation of Harmonic Resonances in DFIG-based Offshore Wind Farm with VSC-HVDC Connection	57

Vorwort

In diesem Jahr war die Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg Ausrichter des alljährlichen Treffens des „Dresdener Kreis“, das vom 20. bis 21. März stattfand. Neben der Forschergruppe vom LENA aus Magdeburg nahmen Mitarbeiter der Hochschulen aus Hannover, Dresden und Duisburg an der Veranstaltung teil.

Das Treffen begann am Dienstag mit einer Führung durch das Umspannwerk Wolmirstedt. In dessen alter Leitwarte wurde gemäß der Tradition in insgesamt acht Fachvorträgen über aktuelle Forschungsarbeiten der Universitäten informiert. In anschließenden Diskussionen mit dem Auditorium konnten dabei wertvolle Anregungen gewonnen werden. Der Tag endete mit einem gemeinsamen Abendessen, bei dem sich die Teilnehmer in gemütlicher Atmosphäre über abgeschlossene und zukünftige Forschungsvorhaben austauschen konnten.

Am Mittwoch stand eine Bootsfahrt und die Exkursion zum Schiffshebewerk Rothensee auf dem Programm. Die Bootsfahrt führte die Teilnehmer des „Dresdener Kreises“ in nördlicher Richtung auf der Elbe entlang am Wasserstraßenkreuz vorbei. Über mehrere Schleusen, in denen Höhen von bis zu 19 Metern überwunden werden mussten, wurde der Elbe-Havel-Kanal erreicht und anschließend die Elbe über das Wasserstraßenkreuz gequert. Die Fahrt endete am Schiffshebewerk Rothensee, wo im Rahmen einer Führung die Funktionsweise und Bedeutung des Schiffshebewerks sowie dessen Geschichte erläutert wurden. Nach einem gemeinsamen Mittagessen wurden die Teilnehmer des „Dresdener Kreises“ verabschiedet und traten ihre Heimreise an.



Gruppenfoto der Teilnehmer im UW Wolmirstedt

Programm

Dienstag 20.03.2018

12:00 Ankunft und kleine Führung im Umspannwerk Wolmirstedt

13:00 Mittagessen in der alten Leitwarte

14:00 Begrüßung durch Prof. Dr.-Ing. habil. Martin Wolter

Erster Teil Moderation: Prof. Dr.-Ing. Peter Schegner

Ana Maria Blanco Castaneda14:10 - 14:30 Technische Universität Dresden
„Stochastic Harmonic Emission Model Of Aggregate Residential Customers“**Mahshid Maherani**14:30 - 14:50 Universität Duisburg-Essen
„Robust MIMO Centralized Fixed Order Wide Area Damping Controller“**Alexander Neufeld**14:50 - 15:10 Leibniz Universität Hannover
„Resonanzuntersuchungen in Übertragungsnetzen mit unterschiedlichen Verkabelungsgraden“**Christian Ziegler**15:10 - 15:30 Otto-von-Guericke Universität Magdeburg
„Transiente Stabilität für das Mehrmaschinenproblem: Stabilitätsbetrachtung mit dem Flächensatz“

Zweiter Teil Moderation: Prof. Dr.-Ing. habil. István Erlich

Carlo Liebermann15:50 - 16:10 Technische Universität Dresden
„Varianten der Implementierung des k_E -Faktors im Distanzschutz und die Auswirkung auf die Messunschärfe“

-
- Jens Denecke**
16:10 - 16:30 Universität Duisburg-Essen
„Identification of Dynamic Equivalents for Active Distribution Networks”
- Marcel Sarstedt**
16:30 - 16:50 Leibniz Universität Hannover
„Bestimmung des Optimierungspotentials bei der Gestaltung des vertikalen Blindleistungsaustausches“
- Yonggang Zhang**
16:50 - 17:10 Otto-von-Guericke Universität Magdeburg
„Stimulation of Harmonic Resonances in DFIG-based Offshore Wind Farm with VSC-HVDC Connection“
- 19:00 Abendessen Restaurant „Lago di Garda“ in Magdeburg

Mittwoch 21.03.2018

- 9:00 Bootstour vom Petriförder Magdeburg zum Schiffshebewerk Rothensee
- 10:30 - 13:15 Ankunft und Führung im Schiffshebewerk Rothensee
- 13:45 Mittagessen an der Otto-von-Guericke-Universität
-

Teilnehmerliste*Universität Duisburg-Essen*

Herr Prof. Dr.-Ing. habil. Istvan Erlich	Herr Jiachen Bai
Herr Dr.-Ing. Fekadu Shewarega	Herr Jens Denecke
Frau Mashid Maherani	Herr Abdul Korai
Herr Bader Sager	Herr Assayie Bekele
Herr Asfeha Amare Kiros	

Leibniz Universität Hannover

Herr Alexander Neufeld	Herr Steffen Garske
Herr Nils Schäkel	Herr Christoph Blaufuß
Herr Marcel Sarstedt	Herr Thomas Lager
Herr Leonard Kluß	Herr Hauke Huisinga

Technische Universität Dresden

Herr Prof. Dr.-Ing Peter Schegner	Herr Viktor Khokhlov
Frau Dr.-Ing. Ana Maria Blanco-Castaneda	Herr Christian Jäschke
Herr Matthias Klatt	Herr Carlo Liebermann
Herr Sebastian Palm	Frau Olga Zyabkina

Otto-von-Guericke Universität Magdeburg

Herr Prof. Dr.-Ing. habil. Martin Wolter	Herr Jonte Dancker
Frau Jun.-Prof. Dr.-Ing. Ines Hauer	Frau Nicola Gast
Herr Yonggang Zhang	Herr Stephan Balischewski
Herr Christian Ziegler	Herr Eric Glende
Herr Mykola Ivanchykov	Herr Michael Wenske
Herr Przemyslaw Trojan	Herr Christian Klabunde
Herr Christian Rinne	Herr Marc Gebhardt
Herr André Richter	Frau Tamara Schröter
Herr Philipp Kühne	

Nachruf

Die Teilnehmer des Dresdener Kreises trauern um Prof. Dr.-Ing. habil. István Erlich, der am 15. Mai 2018 unerwartet verstorben ist.

Mit seiner ausgewiesenen Expertise, seiner Professur für Elektrische Anlagen und Netze der Universität Duisburg-Essen, als Chair of IEEE PES German Chapter und Chair IFAC TC6.3 on Power and Energy Systems bildete Prof. Erlich einen bedeutenden Bestandteil des Dresdener Kreises. Wir verlieren mit ihm einen überaus geschätzten und engagierten Kollegen, dessen Forschungsleistungen vor allem im Bereich der dynamischen Netzbe-
rechnung und der Computational Intelligence einzigartig waren.

Der Dresdener Kreis ist dankbar für die gemeinsamen alljährlichen Treffen, den fachlichen Austausch, in dem wir mit Prof. Erlich diskutieren und aus seinen Erfahrungen sowie Anregungen profitieren durften. Dafür gilt ihm unser aufrichtiger Dank und ehrendes Andenken. Seine wertvollen Anregungen sowie Analysen werden uns sehr fehlen.

Unsere Trauer und unser tiefes Mitgefühl gelten seiner Frau und seiner Familie.



Prof. Dr.-Ing. habil. István Erlich bei einer Fachtagung zu dem Thema „Pumpspeicherwerke unter Tage: Chance für das Ruhrgebiet?“.

Stochastic Harmonic Emission Model of Aggregate Residential Customers

Ana Maria Blanco, *Member, IEEE*, Jan Meyer, *Member, IEEE*, and Peter Schegner, *Senior Member, IEEE*

Abstract—Harmonic propagation studies of public distribution networks require accurate models of aggregate residential customers (groups of customers) that simulate the harmonic emission of the multitude of household appliances in the network. This document presents the development of a time-series stochastic model of the low-order harmonic emission of aggregate residential customers based on a top-down measurement-based approach. The measurement-based approach uses measurements of the network in combination with top-down methodologies to obtain models of the aggregate customers. Compared to other approaches it has several advantages, like inherent consideration of the real operating changes of the individual household appliances, variation of customer behavior, effect of line impedances, cancellation and attenuation effects, etc. The introduced stochastic model represents the daily variation of the harmonic magnitudes and phase angles. Besides, the model includes the representation of the harmonic unbalances, which is of great importance for the proper analysis of harmonic propagation in medium-voltage networks. The model is parametrized for German networks, but the methodology can be applied to find the models of other regions or countries.

Index Terms—Power Quality, Distribution networks, Current harmonics, stochastic model, measurement-based approach

I. INTRODUCTION

The concern about the causes and effects of harmonics in power systems began in the 1920's when distorted voltage and current waveforms were observed on power lines for the first time [1]. The level of harmonics was very small in the past, but with the increasing number of electronic devices (harmonic sources) used by industrial, commercial and residential customers, the level of harmonic voltages and harmonic currents in the networks have increased, and with them the need of more accurate and complete studies about harmonics.

Research has been focused mainly on the harmonic distortion caused by industrial installations, due to the high power electronic devices that they use. However, the amount of electronic devices used by residential customers have also increased significantly during the last decades. Different electronic household appliances, like computers, compact fluorescent lamps, LEDs, flat panel TVs, smart-phones, etc., and new technologies as electric vehicles and photovoltaic systems are now widely used by residential customers.

The increasing number of harmonic sources in public distribution networks may lead to an unacceptable increase in the voltage and current distortion levels and other unwanted effects, like additional loading of the neutral conductor,

overheating of network elements, damage of equipment, etc. Therefore, the causes and effects of harmonic voltages and currents are more and more considered in both the planning and the operation of distribution systems. This analysis is complex, because multiple factors influence the emission and propagation of harmonics through the network, like the network impedance, the voltage distortion and the time-variation of number and type of connected equipment.

The analysis of harmonic propagation in public distribution networks requires the development of aggregate models, that represent the harmonic emission of the multitude of household appliances. The emission of harmonic currents of residential customers is highly time-variant due to the continuous changes in load conditions (e.g. types and number of connected devices) and system parameters (e.g. voltage distortion). These variations have a non-deterministic character, which is better represented with stochastic models.

There are two common approaches to obtain stochastic models of the harmonic emission of aggregate customers: component-based approach and measurement-based approach. The component-based approach uses a bottom-up methodology, where models of individual household appliances are combined to build the model of multiple customers. This approach requires high amount of input data, like models of individual household appliances and detailed information of customer behavior and device composition, which is usually not easy to acquire. The measurement-based approach is based on long-term measurements of the networks, which include inherently the real harmonic emission of the multitude of household appliances and the behavior of the individual residential customers.

Most of the present models were developed with the component-based approach. The measurement-based approach has not been widely used due to limitations to obtain a representative sample of measurements of the networks. However, with the increasing number of measurement instruments in low and medium-voltage networks as well as the integration of harmonic measurement capabilities into smart meters, it is expected that the required measurements will be available in the near future.

The main objective of this project is to develop a stochastic model of the low-order harmonic emission of aggregate residential customers for harmonic analysis of low and medium-voltage networks. Different to the present models, this stochastic model is based on a measurement-based approach, where measurements of several low-voltage networks are used to represent the most important characteristics of the harmonic emission of aggregate residential customers. The stochastic

A.M. Blanco, J. Meyer and P. Schegner are with the Institute of Electrical Power Systems and High Voltage Engineering, Technische Universität Dresden, Germany, e-mail: ana.blanco@tu-dresden.de

model includes not only the representation of harmonic magnitudes, but also the representation of harmonic phase angles. The inclusion of the phase angles in the model allows a more accurate analysis of the harmonic propagation in the networks, where the real complex summation of harmonic currents is considered.

The paper is organized in three parts. The first part includes a description of the present models of the harmonic emission of residential customers available in the literature. Based on a systematic comparison of the component-based and measurement-based approaches, the advantages and disadvantages of both approaches are identified, and the feasibility of the measurement-based approach to generate accurate models of aggregate customers is explained.

The second part analyzes the characteristics of the harmonic currents of several low-voltage residential networks obtained through an extensive measurement campaign in Germany. Different methods are applied in order to characterize the stochastic variation of harmonic magnitudes and phase angles, and their correlation with different electric and non-electric parameters. Based on the most relevant characteristics of the real emission of aggregate residential customers, the main characteristics of the model are identified.

The third part describes the modeling methodology applied to obtain the representation of the harmonic emission of aggregate residential customers for the simulation of low-voltage and medium-voltage networks. The model is parameterized with the measurements of German networks, but the methodology can be easily applied to obtain the model of other regions or countries.

II. STATE OF THE ART

Aggregate models represent the aggregate harmonic emission of a set of devices/customers. They are used to analyze complex networks because it is not practical to simulate an entire network using individual models of each device. Some of the analysis that can be achieved with this kind of models are:

- Calculate the voltage distortion at different nodes of the distribution network and evaluate the compliance with standards.
- Analyze the impact of new devices (i.e. photovoltaic inverters or electric vehicles) on the current and voltage distortion levels.
- Design of filters and other countermeasures to reduce the harmonic distortion in a network.
- Analyze the effect of harmonic currents on the network elements, like the increase of losses and life loss, increase of neutral currents, etc.
- Planning of system expansion following the recommendations of technical reports like IEC 61000-3-6 [2].
- Analysis of responsibilities. Calculate the harmonic power flow in the network and decide who is responsible for certain harmonic distortions in the networks.

Depending on the goal of the harmonic study, different levels of aggregation, like single customers, customer groups, or the entire low-voltage network, might be useful. If the

harmonic current propagation in low-voltage networks shall be analyzed, an aggregate model of individual customers or groups of few customers is required in order to obtain the necessary detail in the simulation. If e.g. the analysis of the harmonic situation in medium-voltage network is needed, one aggregate model containing all customers of a low-voltage network is usually sufficient.

An aggregate model can represent different characteristics of the load composition and the customer's behavior. The more characteristics the aggregate model can represent, the more complex the model is and the more computation resources requires the simulation. A balance between the accuracy of the model and its complexity always has to be found. The most important characteristics that an aggregate model can include are:

- **Balanced/unbalanced condition**
The aggregate model can represent the balanced or unbalanced condition of the load. A balanced aggregate model is generally simpler to develop and implement. However, it is often inadequate to analyze networks with numerous single-phase household appliances as in residential networks [3].
- **Stochastic/deterministic behavior**
Current and voltage harmonics at network/customer buses have a stochastic (random) nature due to continual changes in network configuration and load condition. Therefore, stochastic aggregate models are preferred to quantify harmonic levels in distribution networks [4]. However, stochastic aggregate models require stochastic analysis of the harmonic power flow (e.g. Monte Carlo simulations), which is more difficult to implement and demands more time and computing resources. Therefore, deterministic aggregate models are widely used due their simplicity, but they should only be applied if network and load variations are negligible.
- **Stationary/non-stationary condition**
The harmonic emission of most customers is a non-stationary process, i.e. the statistical properties of the harmonic emission (mean, standard deviation, etc.) change over time. An aggregate model may include the daily/monthly/yearly variations of the harmonic emission of the customers.

There are two main approaches to obtain aggregate models:

A. Component-based approach

This approach is based on a bottom-up methodology where models of single devices (i.e. each household appliance) are used to build the aggregate model of an individual customer or a group of customers connected at some point in the network (c.f. Fig. 1). Each component (each device) is modeled individually using a time-domain or frequency-domain technique. An aggregate model is approximated by combining the models of the components in certain proportions based on, for example, load surveys [5].

The modeling of each device or device group is not an easy task. First there is a high variety of devices with different

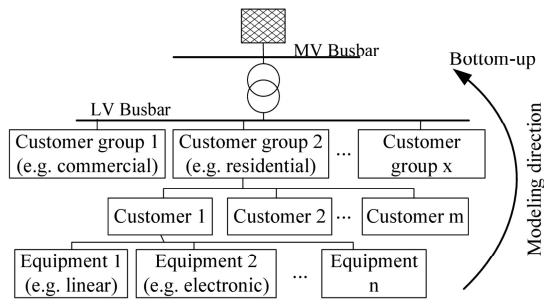


Fig. 1. Component-based approach

circuit topologies which have to be characterized and modeled individually. There are also differences between devices within the same topology due to differences in the electrical components used by each manufacturer. Besides, some devices have non-steady state harmonic current emission, like PCs and laptops, which depends strongly on customer behavior and/or operating modes.

Another challenge of the component-based approach is the acquisition of information about usage behavior and device composition. This information can be obtained from surveys, but might not always be available with the required detail.

If the above aspects are properly treated in the model, this approach provides reliable aggregate models to simulate different loading conditions or the impact of future technological and legislative changes on harmonic network performance. References [6]–[10] present some deterministic and stochastic models of residential customers based on the component-based approach.

B. Measurement-based approach

This approach is based on measurements of the network, which inherently include the operating changes of the individual household appliances, variation of customer behavior, effect of line impedances, cancellation and attenuation effects, etc. The measurements can be taken at different levels as shown in Fig. 2. In general, both modeling directions, top-down and bottom-up, are possible. If the measurements are taken on the substation or feeder level, the measurements can be decomposed to find approximate models of customer groups (feeder section) or even individual customers. Vice versa, measurements taken at the POC of customers can be used to build the model of customer groups or the whole low-voltage network.

The measurement-based models can represent more accurately the harmonic emission of aggregate residential customers, since this approach does not make any assumption about the customer's behavior, load composition or the harmonic emission of the household appliances. However, the precision and reliability of the model depend on the number of measured sites and the measured window. With the increasing number of measurement instruments in the network as well as the integration of harmonic measurement capabilities into smart meters, it is expected to be easier to obtain the required comprehensive measurements in order to develop accurate

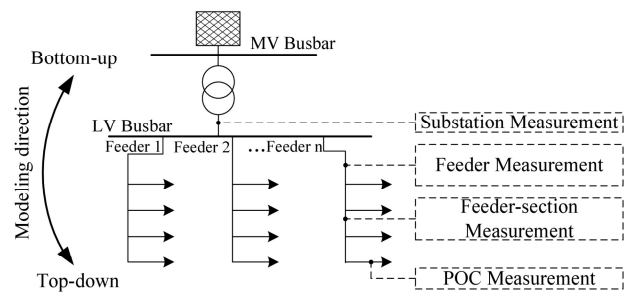


Fig. 2. Measurement-based approach

and reliable models. Some examples of deterministic and stochastic models based on the measurement-based approach can be found in [11]–[16].

During the last decades, component-based models have been broadly studied and there are very well documented modeling methodologies to develop aggregate models for different regions or countries. On the other hand, the measurement-based approach has also been studied and some methods to represent the harmonic emission of aggregate customers based on network measurements have been discussed, but all analyses have been based only on measurements of few networks, and there is no clear and complete modeling methodologies to develop general aggregate models based on network measurements.

The objective of this project is to develop a stochastic model of the harmonic emission of aggregate residential customers using the measurement-based approach, and give a modeling methodology that can be applied to develop models for other regions or countries. Several measurements of low-voltage residential networks are available for the model, which are first characterized and analyzed in order to identify the different electrical and non-electrical parameters that influence the emission of harmonic currents in residential low-voltage networks. Based on the characteristics of the data, a modeling methodology is proposed and developed, as it is explained in the following sections.

III. CHARACTERISTICS OF RESIDENTIAL LOW-VOLTAGE NETWORKS

Measurements of several residential low-voltage networks were carried out in different cities and towns in Germany with the collaboration of 32 network operators. The sites were selected in agreement with the network operators in order to have a representative sample of different types of low-voltage networks or feeders with mainly residential customers. A residential site is defined in this work as a low-voltage network or feeder where at least 80% of the customers are residential customers. Certainly, public low-voltage networks are composed of a mixture of residential and commercial customers, but for this project only networks with predominantly residential customers were selected.

The measurements were made at the low-voltage side of the distribution transformer, either at the whole low-voltage network or at one of its feeders. Measurements have been performed using a single type of power quality analyzer complying with IEC 61000-4-30 class A [17]. The measurement

interval is between 1 and 4 weeks with an aggregation interval of 1 minute. The measurement campaign was carried out during winter, where the emission levels in Germany are in general slightly higher compared to the summer months [18]. Moreover, the measurements were made during the same year and during the same season in order to reduce the influence of seasonal variations and trends. More details about the measured sites and the measurement procedure can be found in [19].

After checking accuracy and plausibility of the data, 37 residential sites were selected for the analysis. The selected sites represent the typical behavior of residential customers (sites with distributed generation were excluded) under normal operating conditions of the system.

The first step in the modeling consists in the characterization of the measured harmonic currents and the identification of the most important parameters that should be included in the model. The complete characterization of the harmonic currents of residential low-voltage networks is described in [19]–[22]. According to the initial characterization, the harmonic currents of aggregate residential customers have the following characteristics:

- The harmonic current magnitudes depend on the type and number of customers connected to the network. Harmonic current magnitudes increase with the number of customers [20], [21]. Moreover, networks with mainly single-family houses have higher harmonic current magnitudes than networks with apartments.
- The harmonic phase angles do not vary randomly in the complex plane, but they are concentrated in a prevailing direction for most harmonic orders [19], [20]. Most of the residential sites show a similar direction of harmonic phase angles, especially for the fundamental, third, fifth, seventh, and ninth harmonic orders. For higher harmonic orders, the variation of phase angles is higher for each site, and there are more differences between sites. There is no clear relation between the type and number of customers with the harmonic phase angles.
- Harmonic current magnitudes show a daily pattern for most harmonic orders, which is linked to the daily activities of residential customers [20], [21]. There are also differences between workdays and weekends, which results in variations of the daily patterns. Harmonic phase angles do not show a clear daily pattern.
- The unbalance of the fundamental and the harmonic currents is significantly high, usually higher than 10%. The unbalance increases with the harmonic order [20], [22].
- Magnitudes and phase angles do not show a clear correlation. Magnitudes and phase angles may be treated as independent variables.

Based on the characteristics of the harmonic currents, a modeling methodology can be defined, which is explained in the following section.

IV. MODEL OF RESIDENTIAL LOW-VOLTAGE NETWORKS

The model is developed in order to obtain an accurate representation of the harmonic magnitudes and phase angles of

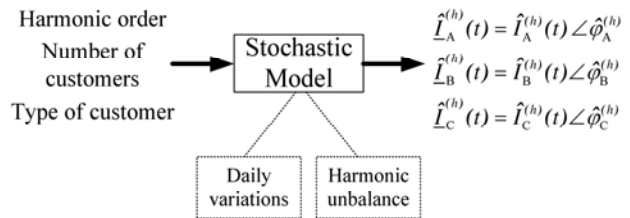


Fig. 3. Basic scheme of the stochastic model

the first 15 odd harmonics, including as many characteristics as possible. Fig. 3 shows the general scheme of the model. The input parameters are the harmonic order, the number of customers, and the type of customer; the outputs are the daily harmonic magnitudes and phase angles. The structure and components of the stochastic model are fixed, but the values of the parameters vary for each harmonic order and according to the type and number of customers.

The model represents the random variations of harmonic magnitudes and phase angles of aggregate customers, considering the daily variations of harmonic magnitudes and the harmonic unbalances between line conductors. The representation of the daily variation of harmonic magnitudes is of great importance for accurate analyses, especially in penetration studies of new technologies, e.g. photovoltaic inverters and electric vehicles, which have specific schedules for the generation or demand of energy. The inclusion of harmonic unbalance in the model allows more accurate and realistic analyses, especially if the propagation of harmonic currents to the upstream medium-voltage network is of interest.

The model is developed for harmonic propagation analyses of medium and low-voltage networks, with the additional characteristic that it can be implemented in widely used analysis programs, like DigSilent, Neplan, etc. As measurements of the low-voltage residential networks are available (measurements at the low-voltage side of the distribution transformer), the model of the whole residential low-voltage network is obtained.

It is important to mention that a unique model that represents with high detail all types of residential networks is virtually impossible, because each residential network has slightly different harmonic emission characteristics. The harmonic emission of residential networks depends on the electrical characteristics of the network (impedances, possible resonances, influence of other non-residential customers, etc.), the social environment, the climate conditions, but mainly on the random behavior of the customers, which can not be exactly determined. Therefore, the objective is to develop a generic model that represents the typical harmonic emission of most residential networks.

Different modeling techniques were applied in order to obtain a generic model of harmonic currents. The different modeling techniques were first applied to each of the available residential sites, i.e. each residential site was modeled individually. Then, the parameters of the site models were compared, and a generic model was formulated. Below, only the selected generic model, which had the best results among

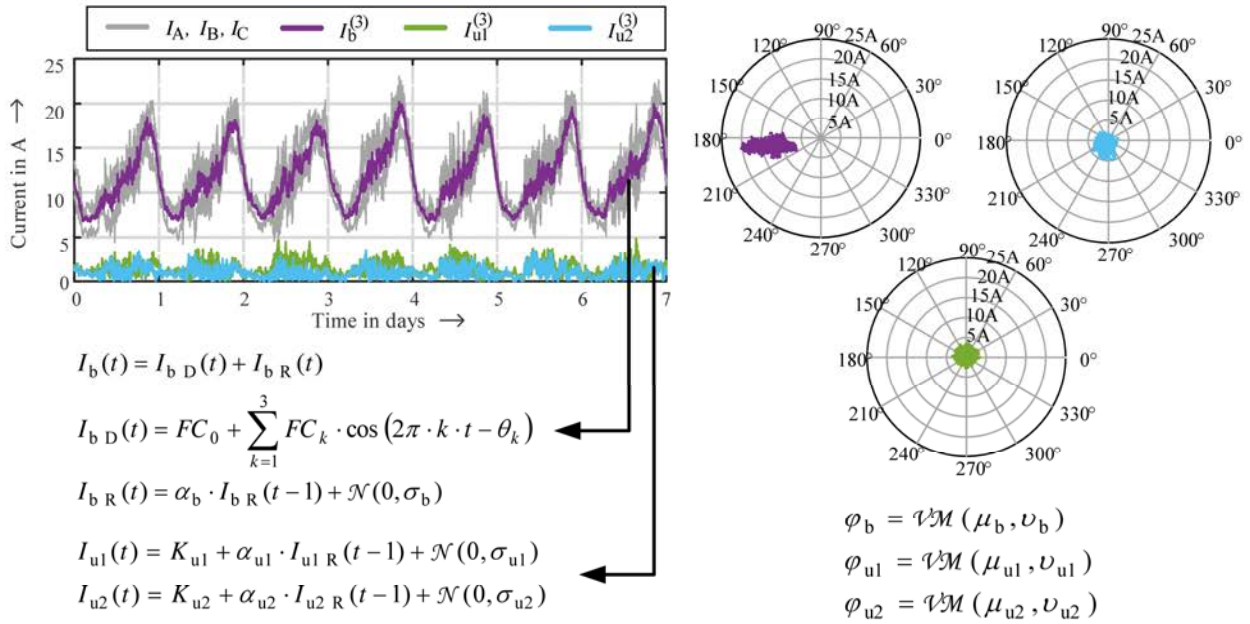


Fig. 4. General Scheme of the stochastic model.

different models, is presented. Some of the other approaches, which were not successful, are discussed in [20].

This section is divided in two parts. The first part describes the stochastic model, and the second part explains the parametrization procedure of the model, and its validation. The model with the presented parameters is valid for Germany and other cities, where the electric and non-electric environment is similar as in Germany. However, the parametrization procedure can be used to get the model parameters of other regions with different harmonic current characteristics.

A. Characteristics of the stochastic model

The Norton equivalent is selected to represent the aggregate residential customers. As only measurements during normal operating conditions of the harmonic currents are available, only the current source parameters can be estimated. The impedance of the Norton equivalent should be obtained with dedicated measurement systems (e.g. [23]–[25]). However, as the impedance of the network at low-order frequencies is considerably lower than the impedance of the customers in typical residential networks [26], most of the harmonic currents produced by the residential customers flow directly toward the distribution transformer, and the simplified current source model can be used to get approximate results.

The aggregate customers are represented then by independent current sources for each harmonic order. In this model, the behavior of magnitudes and phase angles of each harmonic order is represented independently. The other advantage of this approach is the easy implementation of the model in most analysis programs, because most of them apply current sources to represent harmonic polluting loads.

Different to other approaches, this model includes the harmonic unbalances. This is done modeling the symmetrical components, instead of the phase currents. The symmetrical

components are calculated based on the Fortescue transformation, but the results are reorganized to facilitate the analysis (c.f. ref. [22]). The original phase currents are transformed in a balanced ($\underline{I}_b^{(h)}$), first unbalanced ($\underline{I}_{u1}^{(h)}$), and second unbalanced ($\underline{I}_{u2}^{(h)}$) components. The balanced component corresponds to the so called "characteristic" harmonic sequences (e.g. zero-sequence for the third harmonic, negative-sequence for the fifth harmonic, positive-sequence for seventh harmonic and so on). The first and second unbalanced harmonic components can give information about the amount of linear and non-linear loads which are not connected in a balanced way.

Figure 4 shows exemplary the symmetrical components of a residential network with 150 aggregate customers. As explain in [22], the balanced component is a kind of average of the phase currents with similar magnitude and phase angle. Actually, the balanced component shows a more clear and stable daily pattern than the phase currents, which can be represented by time-series modeling techniques. The magnitude and phase angle of unbalanced components show a more random behavior, and they can be modeled with more simple models or distribution functions.

As summarized in Figure 4, the balanced current magnitude was described with a stochastic time-series model, which consists of two main parts: a deterministic component I_{bD} (Fourier series) that describes the daily variations of harmonic magnitudes, and a stochastic component I_{bR} (autoregressive model of first order) that represents the random variations around the deterministic component. The unbalanced current magnitudes are represented by autoregressive models of first order that represent the random variation of both unbalanced currents, but including the dependence between successive values. The balanced and unbalanced current phase angles are described with a von Mises distributions, which is a circular analogue of the normal distribution [27].

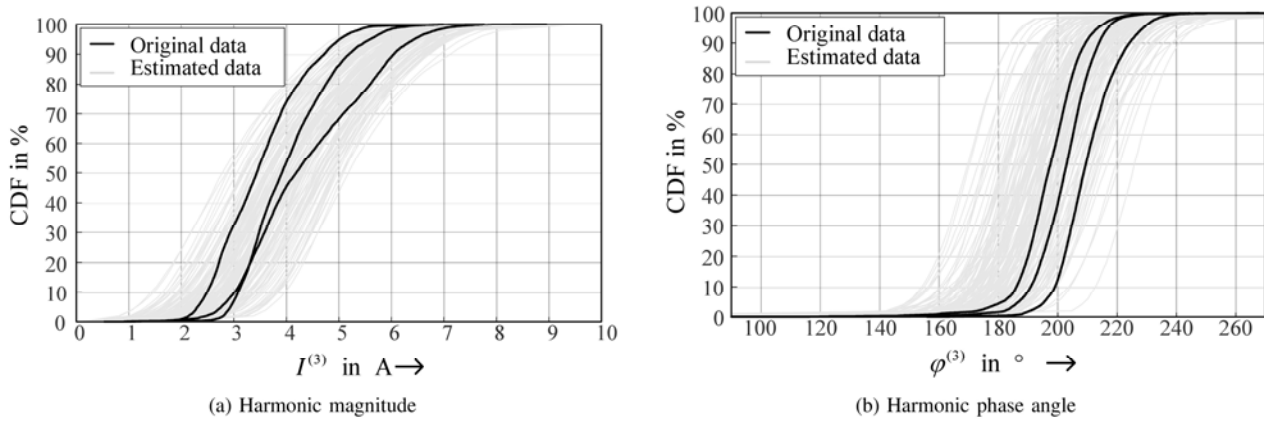


Fig. 5. CDFs of estimated and measured third harmonic for a network with 60 customers configuration C1.

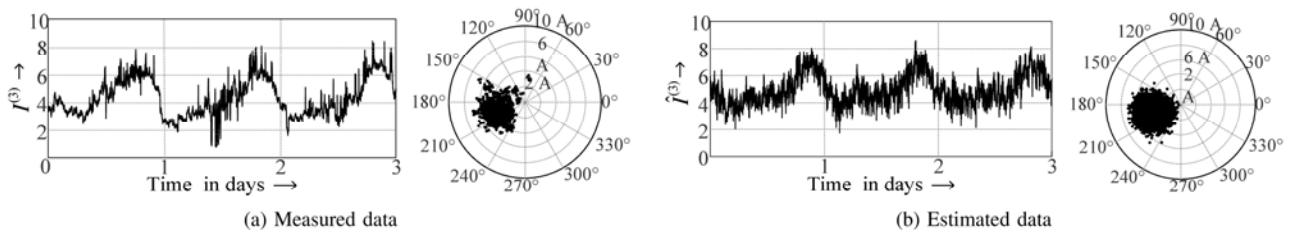


Fig. 6. Third harmonic current of a residential site with 60 customers.

B. Model parametrization and validation

The model was first parameterized for each of the 37 residential sites, and then the obtained values of the parameters were compared in order to formulate a generic stochastic model. The parametrization of the model and the values of the final generic model can be found in [20].

The model was validated comparing data estimated with the model with measurements of real networks. As the parameters of the model are obtained with probability distribution functions, the output of the stochastic model is not an unique output but a set of possible outcomes, i.e. the possible daily harmonic current magnitudes and phase angles of typical residential networks with certain number and type of customers. Therefore, for the model validation, a set of 100 different harmonic current magnitudes and phase angles are randomly generated for networks with different number and types of customers.

Fig. 5 exemplary shows the comparison of the CDFs of the 100 randomly generated third harmonic currents (grey lines) and the CDF of the measured third harmonic currents (black lines, 1 CDF per line conductor) of a residential network with 60 SFH. The measured harmonic magnitudes and phase angles are well represented by the model. As expected, the estimated magnitudes and phase angles vary in a wide range because the stochastic model represents the behavior of different residential networks.

The time-series of the harmonic magnitudes is also well represented by the model. Fig. 6 compares the time-series plot of the measured third harmonic of one line conductor, and one of the estimated third harmonic currents of the residential

network with 60 SFH. The model is able to represent the daily variation of harmonic magnitudes, where there is a lower emission during the night, and a higher emission during the evenings for the third harmonic. The figure also compares the polar plots of the measured and estimated data, where also a good match of the direction of the phase angles is noticeable.

The model was validated for other cases with different number and type of aggregate residential customers. The complete validation of the model is available in [20]. The model gave satisfactory results for most harmonic orders, where the variation of harmonic magnitudes and phase angles and the harmonic unbalanced of residential networks is properly represented. The model has more inaccuracies in the representation of the 13th and 15th harmonics. As discussed before, the randomness of harmonic magnitudes and phase angles increases with the harmonic order, and there are higher differences in the behavior of the 13th and 15th harmonics between residential networks, which makes the developing of a generic model more difficult.

V. CONCLUSION

This document presents the development of a time-series stochastic model of the low-order harmonic emission of aggregate residential customers based on a top-down measurement-based approach. The model represents the daily variation of the harmonic magnitudes and phase angles. Besides, the model includes the representation of the harmonic unbalances, which is of great importance for the proper analysis of harmonic propagation in medium-voltage networks. The model is

parametrized for German networks, but the methodology can be applied to find the models of other regions or countries.

This model is a first step on the full characterization of the emission and propagation of harmonic currents in low-voltage networks. More studies are needed in order to characterize and model other types of customers, as well as to measure and model the frequency-dependent impedance of the customers and the other elements of the network. Complete models of all the customers and elements of the distribution network allow a comprehensive analysis of the propagation of harmonic currents, and the possible effects of the harmonic currents on the network.

REFERENCES

- [1] T. Gönen, *Electric power distribution engineering*, 3rd ed. Boca Raton, USA: CRC Press, 2014.
- [2] IEC International Electrotechnical Commission, "IEC 61000-3-6 TR Ed.2 Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems," 2007.
- [3] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, S. Santoso, and H. W. Beaty, *Electrical power systems quality. 3rd edition.*, 3rd ed. McGraw Hill, 2012.
- [4] Y. Baghzouz, R. Burch, A. Capasso, A. Cavallini, A. Emanuel, M. Halpin, A. Imece, A. Ludbrook, G. Montanari, K. Olejniczak, P. Ribeiro, S. Rios-Marcuello, L. Tang, R. Thaliem, and P. Verde, "Time-varying harmonics: Part I - Characterizing measured data," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, no. 3, pp. 938–944, jul 1998.
- [5] J. Das, *Power system analysis: short-circuit load flow and harmonics*. New York, USA: Marcel Dekker, 2002.
- [6] Y. Baghzouz and O. T. Tan, "Probabilistic modeling of power system harmonics," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-23, no. 1, pp. 173–180, jan 1987.
- [7] S. Bhattacharyya, J. F. G. Cobben, and W. L. Kling, "Harmonic current pollution in a low voltage network," in *IEEE Power and Energy Society General Meeting*. Providence, USA: IEEE, jul 2010, pp. 1–8.
- [8] A. Collin, I. Hernando-Gil, J. L. Acosta, and S. Z. Djokic, "An 11 kV steady state residential aggregate load model. Part I: Aggregation methodology," in *PowerTech*. Trondheim, Norway: IEEE, jun 2011, pp. 1–8.
- [9] M. T. Au and J. V. Milanovic, "Development of stochastic aggregate harmonic load model based on field measurements," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 1, pp. 323–330, jan 2007.
- [10] D. Salles, C. Jiang, W. Xu, W. Freitas, and H. E. Mazin, "Assessing the collective harmonic impact of modern residential loadsPart I: Methodology," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, no. 4, pp. 1937–1946, 2012.
- [11] E. Thunberg, "On the Benefit of Harmonic Measurements in Power Systems," Doctoral Thesis, Royal Institute of Technology, 2001.
- [12] C. F. M. Almeida and N. Kagan, "Harmonic coupled Norton equivalent model for modeling harmonic-producing loads," in *14th International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP*. Bergamo, Italy: IEEE, sep 2010, pp. 1–9.
- [13] A. Bosovic, H. Renner, A. Abart, E. Traxler, J. Meyer, M. Domagk, and M. Music, "Validation of aggregated harmonic current source models based on different customer type configurations," in *Electric Power Quality and Supply Reliability*. Tallinn, Estonia: IEEE, aug 2016, pp. 77–84.
- [14] A. Cavallini, R. Langella, A. Testa, and F. Ruggiero, "Gaussian modeling of harmonic vectors in power systems," in *8th International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP*. Athens, Greece: IEEE, 1998, pp. 1010–1017.
- [15] M. T. Au and J. V. Milanovic, "Stochastic assessment of harmonic distortion level of medium voltage radial distribution network," in *International Conference on Probabilistic Methods Applied to Power Systems*. Stockholm, Sweden: IEEE, jun 2006, pp. 1–6.
- [16] A. M. Blanco, A. Grevener, S. Muller, J. Meyer, and P. Schegner, "Stochastic harmonic load model of residential users based on measurements," in *PowerTech*. Eindhoven, Netherlands: IEEE, jun 2015, pp. 1–6.
- [17] IEC International Electrotechnical Commission, "Standard IEC 61000-4-30 - Testing and measurement techniques - Power quality measurement methods," 2012.
- [18] M. Domagk, "Identifikation und Quantifizierung korrelativer Zusammenhänge zwischen elektrischer sowie klimatischer Umgebung und Elektroenergiequalität," Doctoral thesis, Technische Universität Dresden, 2015.
- [19] J. Meyer, A.-M. Blanco, M. Domagk, and P. Schegner, "Assessment of prevailing harmonic current emission in public low-voltage networks," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 32, no. 2, pp. 962–970, apr 2017.
- [20] A. M. Blanco Castañeda, "Stochastic harmonic emission model of aggregate residential customers," PhD Thesis, Technische Universität Dresden, 2017. [Online]. Available: <http://nbn-resolving.de/urn:nbn:de:bsz:14-qucosa-235250>
- [21] A. M. Blanco, J. Meyer, and P. Schegner, "Aggregation characteristic of low-order harmonic currents in residential low-voltage networks," in *PowerTech*. Manchester, UK: IEEE, 2017.
- [22] A. M. Blanco, J. Meyer, P. Schegner, R. Langella, and A. Testa, "Survey of harmonic current unbalance in public low voltage networks," in *17th International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP*. Belo Horizonte, Brazil: IEEE, 2016, pp. 289–294.
- [23] E. Thunberg and L. Soder, "A Norton approach to distribution network modeling for harmonic studies," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, no. 1, pp. 272–277, 1999.
- [24] E. E. Nino and W. Xu, "Measurement of Harmonic Sources in Three-Wire Single-Phase Supply Systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 4, pp. 2527–2533, 2007.
- [25] R. Stiegler, J. Meyer, P. Schegner, and D. Chakravorty, "Measurement of network harmonic impedance in presence of electronic equipment," in *International Workshop on Applied Measurements for Power Systems - AMPS*. Aac: IEEE, 2015.
- [26] H. E. Mazin, E. E. Nino, W. Xu, and J. Yong, "A study on the harmonic contributions of residential loads," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 3, pp. 1592–1599, jul 2011.
- [27] K. V. Mardia and P. E. Jupp, *Directional Statistics*, ser. Wiley Series in Probability and Statistics. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 1999. [Online]. Available: <http://doi.wiley.com/10.1002/9780470316979>

Robust MIMO Centralized Fixed Order Wide Area Damping Controller

Mahshid Maherani, Istvan Erlich
 Institute of Electrical Power Systems
 University of Duisburg-Essen
 Duisburg, Germany
 mahshid.maherani@uni-due.de

Abstract— This paper presents a robust MIMO centralized fixed order wide area damping controller to damp inter-area oscillation in power system. The proposed H_∞ approach is robust with respect to multi-model uncertainty, fixed and propagated time delay. Multi-model uncertainty comes from different system operating points and varying grid topologies. Wide-area controls have communication links, which cause time delay uncertainty. This H_∞ controller is based on loop shaping. Loop shaping is a frequency domain technique for enforcing requirements on control bandwidth, response speed and steady state error. Despite other type of robust controller, this method can be applied to entire system as well as reduced order model. Moreover, the degree of controller is defined by the user. The controller is designed by using convex optimization to minimize the difference between real and desired open loop transfer functions. The method is applied to a two-areas, four machines system under different load conditions, including changing system topology, uncertain time delay, etc.

Index Terms-- Centralized Controller, Fixed Order H_∞ , Robust Control, Time Delay, Un-modelled Uncertainty

INTRODUCTION

Today, oscillatory stability control has become more important since low-frequency inter-area oscillations are often poorly damped due to increase in energy interchanges between interconnected areas. Large power systems typically exhibit multiple dominant inter-area swing modes in the order of 0.1–1.0 Hz [1]. These low frequency oscillations may grow and lead to the loss of system stability. The overall system damping cannot be improved by using the traditional approach such as power system stabilizers (PSS) that provide supplementary control action through the generator excitation systems. Supplementary control signals are required to be added to these devices to achieve more damping [2]-[4]. Traditional controllers usually use local inputs and cannot always be effective to solve the problem due to two main drawbacks. By linearization of the system model in a nominal operating point, classical local controllers have their accuracy restricted to a neighborhood of this point. Because of variations in generation and load patterns and changes in transmission networks, power systems experience changes in operating conditions. In addition, some uncertainty in power system model due to inaccurate approximation power system parameters, neglected

high frequency dynamics and invalid assumptions made in the modeling process exist. Also, local controllers lack global observation of inter-area modes. It has been proved that under certain operating conditions an inter-area mode may be controllable from one area and be observable from another [1].

Different techniques have been investigated to damp power system oscillations. The recently developed robust control theory and wide-area control system technologies offer a great potential to overcome the shortages of conventional local controllers. Many studies have considered H_2 , H_∞ optimization [5], and μ -synthesis [6] for designing a robust controller for power systems. Robust control approaches have been applied to design controllers that formally guarantee the system stability with an acceptable performance for a wide range of operating conditions [7]–[9]. In this work, the main objective of control design is to ensure sufficient damping under different operating conditions.

Order of the designed controller has to be as low as possible since the controller needs to be implemented in computers that have limited memory and computing power.

In this paper a Multi Input – Multi Output MIMO Centralized fixed-order controller is designed using the H_∞ method. The main idea of the proposed method is based on shaping of the open-loop transfer function. Considering the time delay as structured uncertainty, different power flow conditions and variant topologies as unstructured (frequency-domain) one, is the main advantage of this

approach. This method can directly deal with the full order plant and still leads to a low order controller.

This paper is organized as follows: First, wide area damping controller structure is reviewed in Section II. Section III describes robust controller and in Section IV the test power system (two-area, four-machine system) including a static automatic voltage controller (AVR) is introduced. Then, the controller design approach is described, and the results of time domain simulations and the eigenvalue are presented. Finally, the last Section provides concluding remarks.

WIDE-AREA DAMPING CONTROLLER

The centralized and the decentralized structures represent two alternatives for the design of damping controllers. Decentralized controller bases on local measurements and therefore, easier to implement. However, decentralized schemas may not be effective to damp inter-area oscillations. Centralized wide-area damping controllers utilize input signal providing sufficient observability of the mode and acting on generators, which are most efficient in damping of the oscillation. Wide-area controls, however, requires some communication links to gather the inputs and to send out the control signals [10]. It is found that if remote signals are applied to the controller, the system dynamic performance can be enhanced with respect to inter-area oscillations [11], [12]. Local PSSs can damp local oscillation modes well, but affect inter-area oscillations only lightly because of their weak observability and controllability. The centralized controller schema is thus proposed and shown in Figure 1.

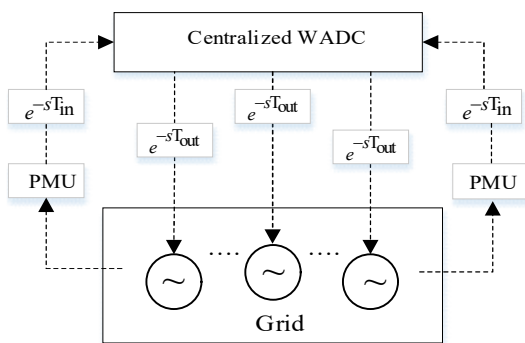


Figure 1 Centralized wide area damping controller structure

Geometric measures [13] of modal controllability/observability, is used in this research to evaluate the comparative strength of a signal or the performance of a controller with respect to a given mode to select locations and stabilize signals. Linearized state-space model of studied model around a given operating condition can be written as:

$$\dot{\mathbf{x}}_g(t) = \mathbf{A}_g \mathbf{x}_g(t) + \mathbf{B}_g \mathbf{u}(t) \quad (1)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_g \mathbf{x}_g(t) \quad (2)$$

where \mathbf{x}_g , \mathbf{u} and \mathbf{y} are the state, the input and the output of the system, respectively.

H_∞ , CONTROLLER

A. Problem formulation

Consider a linear time-invariant multi-input multi-output system represented by state space realization (1), (2) and transfer function \mathbf{G}_g . Power systems constantly experience changes in operating conditions due to variations in generation and load patterns and changes in transmission networks. In addition, some uncertainties are introduced into the power system model due to inaccurate approximation of the power

system parameters, neglected high frequency dynamics and invalid assumptions made in the modeling process.

Furthermore, the impact of time delays introduced by remote signal transmission and processing in wide area measurement signal has considered in the large interconnected power systems. The communication delay can vary from tens to several hundred milliseconds or more in the wide-area application. Then time delay is described by first order Pade-approximation that is formulated as:

$$e^{-sT_d} \approx \frac{-\frac{1}{2}sT_d + 1}{\frac{1}{2}sT_d + 1} \quad (5)$$

This time delay is considered in both sides of controller as sending and receiving signals $e^{-sT_{in}}$, $e^{-sT_{out}}$ as shown in Figure 1.

The various sources of model uncertainty mentioned above are grouped to two main classes:

1. Parametric (real) uncertainty. Here the structure of model is known, but some of the parameters are uncertain. In this case study, time delay placed in this group.

If time delay is considered as:

$$T_d = a + b\delta_t \quad \delta_t \in [-1, 1] \quad (6)$$

Where both a and b are constant and δ_t is a parametric uncertainty.

1. Dynamic (frequency-dependent) uncertainty. Here the model is in error because of missing dynamics, at high frequencies, either through deliberate neglect or because of a lack of understanding of the physical process. In this case study, considering different operating points and topologies for a model, placed in this group [14].

In many cases, various sources of dynamic uncertainty are lumped into a multiplicative uncertainty of the form:

$$\mathbf{G}(j\omega) = (\mathbf{G}_g(j\omega)) \cdot (\mathbf{I} + \mathbf{\Delta}(j\omega)) \cdot \mathbf{W}_{unc}(j\omega) \quad (7)$$

Which represented by Figure 2. \mathbf{G}_g is a nominal model that linearized around a given operating point. $\mathbf{\Delta}$ is an uncertain transfer function to represent unknown dynamic objects, $\mathbf{\Delta}$ at each frequency is no larger than one in magnitude and \mathbf{W}_{unc} is an uncertain weighting function to normalize the perturbations. \mathbf{G} is a multi-model transfer function.

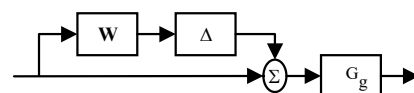


Figure 2. Plant with multiplicative uncertainty

Based on the observability and controllability measures in nominal model G_g , the candidates input signals and control locations are selected. Then applied as centralized wide area damping controller to the system with structured and unstructured uncertainty.

The controller selected in this study is a fixed order one. The degree of controller is defined by the user without considering the order of the system. According to frequency domain characteristic of system, desired open loop function is defined and applied to system as loop shaping. Fixed order technique and loop shaping method are used simultaneously. The H_∞ as robust controller is defined by :

$$\dot{x}_c(t) = A_c x_c(t) + B_c u_c(t) \quad (8)$$

$$y_c(t) = C_c x_c(t) + D_c u_c(t) \quad (9)$$

Where x_c , u_c and y_c are the states, the inputs and the outputs of the controller, respectively.

B. The robust performance constrains

This method is based on open-loop shaping of transfer function under infinite number of convex constrains [15] such as:

$$\left| W_1^T(j\omega) \cdot S(j\omega) \right| + \left| W_2^T(j\omega) \cdot T(j\omega) \right| < 1 \quad (10)$$

W_1 and W_2 are tuned weighting filters which selected as low pass filter and high pass filter respectively. $T=L(j\omega) \cdot [I+L(j\omega)]^{-1}$ is the complementary sensitivity function and $S=[I+L(j\omega)]^{-1}$ is the sensitivity function. $L(j\omega)$ can be written as a linear function as follows:

$$L(j\omega) = K(j\omega) \cdot G(j\omega) \quad (11)$$

C. Choice of the desired open loop transfer function

The desired open-loop transfer function selection bases on considering plant, desired specifications and the structure of the designed controller. The typical open-loop transfer function L_d , for good performance in tracking and disturbance rejection function has a large amplitude in low frequencies while it has small amplitude in high frequencies for robustness with respect to un-modeled dynamics. A generic choice for L_d is ω_c/s where ω_c the desired closed-loop bandwidth. L_d is large enough in low frequencies and small in high frequencies [15].

D. The controller design procedure

For designing fixed order controller, Tunable state space model is used as controller, which number of input, output and states are defined by designer. The tunable parameters are the entries

in the $A, B, C,$ and D matrices of the state-space model of K . W_1, W_2 are the weighting functions, which consider as LS and 1/LS. These weighting function express the loop-shaping requirements.

The steps of designing the proposed controller are:

- Selecting nominal operating point for case study.
- Define the uncertain multi-model G by considering different set points and grid topologies for model G_g .
- Applying time delay as structured uncertainty which is approximated by first order Pade-approximation to uncertain multi-model G .
- Selecting a desired open-loop transfer function L_d , which is equal to ω_c/s .
- Fixed order controller is designed by recent definition of case study to minimize $|L(j\omega)-L_d|$.

K represents the controller and G , multi-model function.

TEST SYSTEM

The two-area four-machine test system is considered as one of the standard models that have been used to study the inter-area oscillations phenomenon. The test power system consists of two areas connected through two parallel tie lines and each area consists of two synchronous generators as shown in Figure 3. The generators of Area 1 (G1 and G2) are rated at 700 MW each, and the generators of Area 2 (G3 and G4) are rated at 719 MW, and 700 MW, respectively. The four generators are equipped with automatic voltage regulators. The tie line power flow from Area 1 to Area 2 at the steady state is 400 MW. The complete system data can be found in [16].

TABLE I. shows the eigenvalue pair, the frequency and the damping ratio which represent the inter-area mode at the operating point $P_{tie} = 400$ MW. The measured signal y is the tie-line power through the line 1 – 3 (a) which is used as an input to the centralized robust WADC as shown in Figure 3.

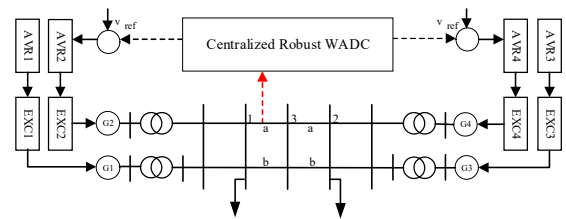


Figure 3. Single line diagram of two-area four machines test system

TABLE I. EIGENVALUE, DAMPING RATIO AND THE FREQUENCY OF THE TEST SYSTEM

Eigenvalue $\sigma \pm j\omega$	Damping Ratio $-\frac{\sigma}{\sqrt{\sigma^2 + \omega^2}}$ (%)	Frequency(Hz) $\frac{\omega}{2\pi}$
---------------------------------	--	-------------------------------------

$0.0597 \pm j 3.94$	-1.5	0.627
---------------------	------	-------

E. Controller Design

One of the advantage of frequency domain uncertainty descriptions is that one uncertain transfer function can choose to work with a simple nominal model and represent neglected dynamics as an uncertainty. Consider a set of plants:

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{G}_g(s) \cdot \mathbf{f}(s) \quad (12)$$

Where $\mathbf{G}_g(s)$ is fixed (certain) nominal model and $\mathbf{G}(s)$ represents by multiplicative uncertainty with the nominal model $\mathbf{G}_g(s)$ [15]. $\mathbf{f}(s)$ is an uncertain set $\Pi_{\mathbf{f}}$ of neglected dynamics which represents as:

$$\mathbf{f}(s) = (\mathbf{I} + \Delta(s) \cdot \mathbf{W}_{\text{unc}}(s)) \quad (13)$$

Uncertainty caused by neglecting the dynamics, appeared as \mathbf{W}_{unc} in equations. \mathbf{W}_{unc} as an uncertainty function is extracted of multi-model $\mathbf{G}(s)$ like :

$$\mathbf{W}_{\text{unc}} = \max_{\mathbf{G}} \left| \frac{\mathbf{G} - \mathbf{G}_g}{\mathbf{G}_g} \right| = \max_{\mathbf{f}(s) \in \Pi_{\mathbf{f}}} |\mathbf{f}(j\omega) - 1| \quad (14)$$

Different points and variant topologies are considered as multi-model $\mathbf{G}(s)$. The uncertainty weighting function \mathbf{W}_{unc} is extracted of $\mathbf{G}(s)$ like (14). Bode diagram of the multi-model $\mathbf{G}(s)$ is shown in Figure 4 . In this case study, $\mathbf{G}(s)$ is a multi-input, single- output and Bode diagram for two inputs are showed in the same figure. Time delay as structured uncertainty is applied to uncertain multi-model $\mathbf{G}(s)$. Tunable state space model of Controller obtained by the optimization of the difference between desired and real open loop . Desired open loop is chosen as 12/s. This choice is suitable for damping the desired inter-area mode.

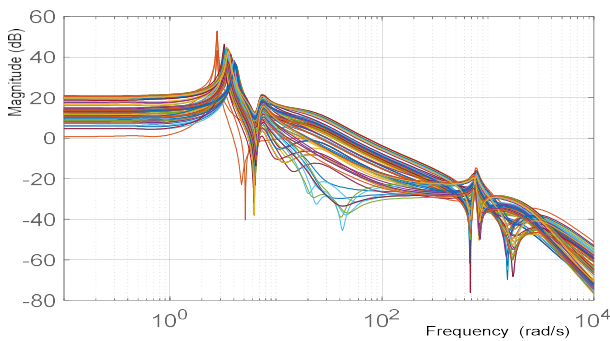
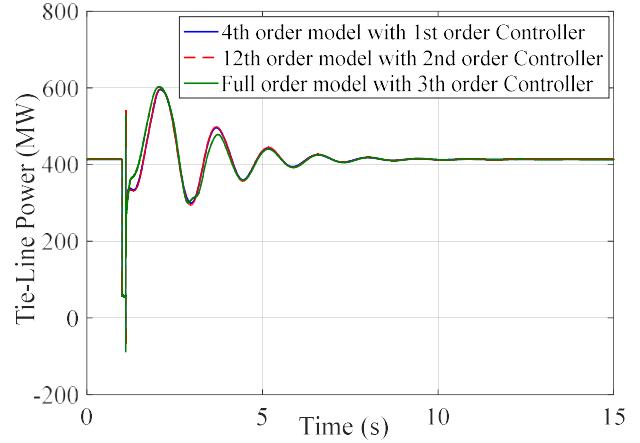


Figure 4. Multi-model \mathbf{G}

Tuned weighting filter applied to full order nominal model with 48 states and fixed 3rd order controller, 12th order model

(reduced one) with fixed 2nd order controller and 4th order model (reduced one) with fixed 1st order controller. Results are compared for short circuit's fault, which applied to Bus 2 for 100 ms.



According to Figure 5, the first order controller for 4th order model shows almost the same behavior as higher order models especially full order model. Therefore, the first order controller was chosen in this study.

F. Including propagated time delay

The two-area system is studied under different operating points (load conditions shown in Table II) and fault conditions and varying topologies with robust WAD controller and PSS.

Wide-area controls include any control that requires some communication links to either gather the input or to send out control signals, which cause time delay $e^{-sT_{\text{in}}}$, $e^{-sT_{\text{out}}}$.

$$T_{\text{in}} = 0.125(1 + 0.6\delta_t), \quad T_{\text{out}} = 0.1(1 + 0.5\delta_t) \quad (15)$$

δ_t represents the propagated amount of time delay which has a defined range.

G. The Controller Response to Different Load Conditions and Uncertainty and Changes in system Topology in the system

To test the robustness of the test system, a three phase short circuit is applied at different load conditions at bus 1 or 2 or 3 and it is cleared after 100 ms or 200 ms. The controller has been designed based on multi-model $\mathbf{G}(s)$ which is mentioned before in (12).

Figure 6 (a)-(c) show the time domain results of the tie-line power in line 1-3 (a) of six operating points under three phase short circuit applied at bus 1 or bus 2 or 3. It can be seen that controller can maintain the robustness under different load condition. Also, without the supplementary controller the oscillation needs more time to damp compared to the system with WAD-Controller.

The changes in system topology has been done by tripping the line 2-3 (b) in figure 6 (d) and removing it in figure 6 (e), (f). Three phase short circuit applied at bus 3 for figure 6 (d), (e) and changing operating point has been done in figure 6 (f). Trends in figure (6) are described by details in TABLE II.

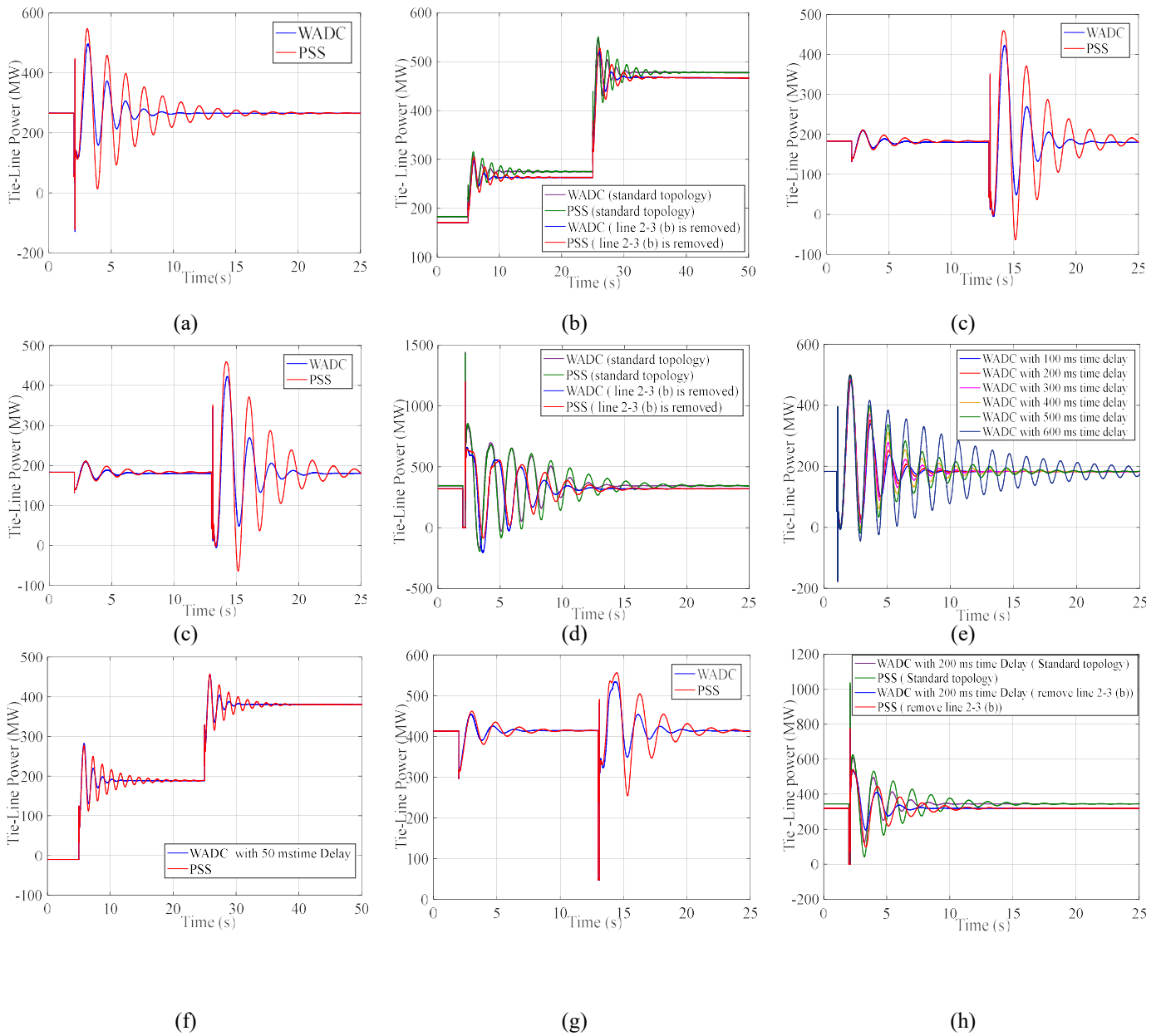


Figure 6. Tie-Line Power at different ,load conditions, fault locations , Grid topologies and time delays

TABLE II. FIGURE 6 DESCRIPTION

Fig No	Description		
	Operating No	Event	Time Delay
a	4	Short circuit at bus 2 (100ms)	Propagated
b	6	Short circuit at bus 1 (100ms)	Propagated
c	4 to 1 to 6	Changing operating point	Propagated

d	5	Trip line 2-3 (b) at 2 sec Short circuit at bus 2 at 13 sec (100ms)	Propagated
e	3	Line 2-3 (b) is removed from first, Short circuit at bus 1 at 2 sec (200ms)	Propagated
f	5 to 4 to 1	Line 2-3 (b) is removed from first, Changing operating point	Propagated

H. Eigenvalue analysis

Eigenvalue study has been done to examine the performance of the supplementary controller in terms of improving the damping ratio ξ of the inter-area modes. The results are

summarized in TABLE III. It can be seen that the damping ratio of different load conditions are improved.

TABLE III. DAMPING AND FREQUENCIES OF THE INTER-AREA MODES UNDER DIFFERENT LOAD CONDITIONS

P(MW)	With WADC		Without WADC	
	ξ (%)	f (Hz)	ξ (%)	f (Hz)
500	17.7	0.641	-1.35	0.654
400	17.4	0.646	-1.5	0.660
300	16.8	0.654	-1.87	0.67
200	16.3	0.663	-2.19	0.67
100	15.8	0.668	-2.46	0.68
-100	14.9	0.674	-2.91	0.69

CONCLUSION

A new method to design a centralized robust fixed-order controller was introduced in this paper. The approach is based on open loop shaping of the transfer function. The efficiency of the designed controller has been tested under different loading conditions as well as different topologies and fixed and propagated time delay. One of the advantages of the proposed approach is that, it can be designed for full order model and capable of considering both structured and unstructured uncertainties. Additionally, results show that the designed controller is robust following small and large disturbances and helps to stabilize the system, while local controllers (PSSs) fail to damp inter-area oscillations.

REFERENCES

- [1] B. Chaudhuri and B. Pal, (2004) "Robust Damping of Multiple Swing Modes Employing Global Stabilizing Signals with a TCSC," *IEEE Transactions on Power Systems*, 19, pp. 499-506.
- [2] B. Chaudhuri, B. Pal, A.C. Zolotas, I.M. Jaimoukha and T.C. Green, (2003) "Mixed-Sensitivity Approach to H Control of Power System Oscillations Employing Multiple Facts Devices" *IEEE Transactions on Power Systems*, 18, pp. 1149-1156.
- [3] M. Klein, L.X. Le, G.J. Rogers, S. Farrokpay and N.J. Balu, (1995) "H/sub /spl infin/ damping controller design in large power systems" *IEEE Transactions on Power Systems*, 10, pp. 158-166.
- [4] R. Majumder, B.C. Pal, C. Dufour and P. Korba, (2006) "Design and Real-Time Implementation of Robust FACTS Controller for Damping Inter-Area Oscillation". *IEEE Transactions on Power Systems*, 21, pp. 809-816.
- [5] Q. Zhao and J. Jiang (1995), " Robust SVC Controller Design for Improving Power System Damping". *IEEE Transactions on Power Systems*, 10, pp. 1927-1932.
- [6] S. Chen, and O. Malik, (1995) "Power System Stabilizer Design Using Synthesis". *IEEE Transactions on Energy Conversions*, 10, pp. 175-181.
- [7] R. A. Ramos, L. F. C. Alberto, and N. G. Bretas, "A new methodology for the coordinated design of robust decentralized power system damping controllers," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 19, no. 1, pp. 444-454, Feb. 2004.
- [8] Z. Chuanjiang, M. Khammash, V. Vittal, and Q. Wenzheng, "Robust power system stabilizer design using loop shaping approach," *IEEE Trans. Power Syst.* vol. 18, no. 2, pp. 810-818, May 2003.
- [9] G. E. Boukarim, S. Wang, J. H. Chow, G. N. Taranto, and N. Martins, "A comparison of classical, robust, and decentralized control designs for multiple power system stabilizers," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 15, no. 4, pp. 1287-1292, Nov. 2000.
- [10] K. Tomovic, D. E. Bakken, V. Venkatasubramanian, and A. Bose, "Designing the next generation of real-time control, communication, and computations for large power systems," *Proc. IEEE*, vol. 93, no. 5, pp. 965-979, May 2005.
- [11] A. F. Snyder et al., "Delay-input wide-area stability control with synchronized phasor measurements," in *Proc. IEEE Power Eng. Soc. Summer Meeting*, Jul. 16-20, 2000, vol. 2, pp. 1009-1014.
- [12] Aboul-Ela, A. Sallam, J. McCalley, and A. Fouad, "Damping controller design for power system oscillations using global signals," *IEEE Trans. Power Syst.* vol. 11, no. 2, pp. 767-773, May 1996.
- [13] Y. Zhang and A. Bose, "Design of Wide-Area Damping Controllers for Inter-Area Oscillations", *IEEE Trans. On power system*. VOL. 23, NO. 3, Aug. 2008.
- [14] K. Zhou and C. Doyle *Essentials of Robust Control*, Prentice-Hall, 1998.
- [15] S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback control*, 2nd ed., 2005.
- [16] P. Kundur, *Power system stability and Control*, McGraw-Hill, Inc., 1994.

Resonanzuntersuchungen in Übertragungsnetzen mit unterschiedlichen Verkabelungsgraden

Alexander Neufeld

Institut für Elektrische Energiesysteme
Leibniz Universität Hannover
Hannover, Germany
neufeld@ifes.uni-hannover.de

Nils Schäkel

Institut für Elektrische Energiesysteme
Leibniz Universität Hannover
Hannover, Germany
schaekel@ifes.uni-hannover.de

Lutz Hofmann

Institut für Elektrische Energiesysteme
Leibniz Universität Hannover
Hannover, Germany
hofmann@ifes.uni-hannover.de

Kurzfassung—Der zunehmende Ausbau der regenerativen Energieerzeugung und die daraus resultierende Verstärkung und Erweiterung des deutschen Stromübertragungsnetzes initiierte eine Diskussion über die Installation von Kabelstrecken anstelle der Oberleitungen. Da kein umfassendes Wissen über den Betrieb von Übertragungsnetzen mit einem hohen Kabelanteil existiert, wird diese Netzentwicklung vorher untersucht. Der Austausch von Freileitungen oder Netzausbauten mit Kabeln hat einen hohen Einfluss auf die Resonanzfrequenzen des Stromsystems. Dies wird durch das deutlich höhere kapazitive Verhalten der Kabel verursacht. Die Resonanzfrequenzen und ihre Intensitäten im Stromnetz werden mit der Modalanalyse berechnet. Diese Studie analysiert die Veränderung im Resonanzverhalten des Energiesystems für die unterschiedlichen Anteile von Erdkabeln. Diese werden anhand eines Testnetzes und eines Ausschnitts des deutschen 380-kV-Höchstspannungs-Übertragungsnetzes untersucht. Für beide untersuchten Netze verlagern sich die Resonanzfrequenzen der Parallelschwingkreise hauptsächlich zu niedrigeren Frequenzbereich, mit einem höheren Anteil der Erdkabel in dem System.

I. EINLEITUNG

Im heutigen Höchstspannungs-Übertragungsnetz (HöS) in Deutschland werden in den meisten Fällen die Oberleitungen für den Transport der elektrischen Energie zwischen verschiedenen Regionen eingesetzt [1]. Die vorliegende Diskussion über den Ausbau des deutschen Übertragungsnetzes beinhaltet zum größten Teil die Verbindungen zwischen Norddeutschland und West- sowie Süddeutschland. Die Regenerative Energieerzeugung mit Onshore- und Offshore-Windturbinen im Norden werden mit großen Verbrauchszentren verbunden. Weiterhin erzeugt die Abschaltung der Kernkraftwerke in Deutschland einen hohen Bedarf an elektrischer Energie. Eine der Herausforderungen im Ausbau des Übertragungsnetzes ist die geringe Akzeptanz der HöS-Oberleitungen in Wohngebieten durch die Anwohner. Die Akzeptanz der unterirdischen Kabel in solchen Regionen ist hingegen wesentlich höher [2]. So werden sogenannte Hybridleitungen in Betracht gezogen. Hybridleitungen bestehen aus Freileitungen und Abschnitten von unterirdischen Kabeln. Die Kabel werden in den Regionen mit geringer Akzeptanz positioniert. Die Kombination der beiden Arten von Übertragungstechnologien besitzt technische, wirtschaftliche und soziologische Vor- und Nachteile. Einer der technis-

chen Nachteile für das elektrische Übertragungssystem ist die Änderung des Resonanzverhaltens. Diese Änderung wird hier untersucht.

Die Resonanzanalyse ist ein nützliches Werkzeug, um die Veränderung der Resonanzfrequenzen des Übertragungssystems zu analysieren. Diese Analyse kann mithilfe der Frequency Scan Methode und der modalen Resonanzanalyse durchgeführt werden. Beide Methoden zeigen die Veränderung des harmonischen Verhaltens des Systems. Hier werden jedoch nur die Ergebnisse der modalen Resonanzanalyse vorgestellt. In [3] und [4] wird die Verschiebung der Resonanzfrequenzen für Netze mit höherem Verkabelungsgrad als in heutigen Netzen gezeigt. In dieser Studie wird die kontinuierliche Erhöhung des Verkabelungsgrades in 380-KV-HöS-Übertragungsnetzen untersucht.

Im Abschnitt II werden die Methoden der Resonanzanalyse und die angewandte Modellierung der Komponenten vorgestellt. Abschnitt III und IV zeigen die verwendeten Netze und die Ergebnisse der Resonanzanalyse für verschiedene Fälle des Verkabelungsgrades. Die Zusammenfassung ist in Abschnitt V geschildert.

II. RESONANZANALYSE

A. Frequency Scan

Die Frequency Scan Methode basiert auf der Analyse der frequenzabhängigen Knotenimpedanzmatrix. Um jede Resonanzfrequenz des i -ten Knotens zu untersuchen, wird ein Basisstrom \underline{I}_i in den i -ten Knoten injiziert [5]. In diesem Fall hängen die Oberschwingungsspannungen nur von den komplexen Impedanzen des i -ten Spaltenvektors der Impedanzmatrix ab.

$$\underline{v}_n = \underline{Z} \underline{i}_n \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_1 \\ \vdots \\ \underline{V}_i \\ \vdots \\ \underline{V}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{11} & \cdots & \underline{Z}_{1i} & \cdots & \underline{Z}_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{Z}_{i1} & \cdots & \underline{Z}_{ii} & \cdots & \underline{Z}_{in} \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{Z}_{n1} & \cdots & \underline{Z}_{ni} & \cdots & \underline{Z}_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ \underline{I}_i \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Der Index n bildet die Knotennummer ab. Die Analyse aller Knoten für jeden Fall der normierten Strominjektion oder die Analyse der diagonalen Elemente (Torimpedanzen) von \underline{Z} ist hilfreich, um das harmonische Verhalten der einzelnen Netzknoten zu analysieren. In dieser Studie wird die Veränderung des Verhaltens des Gesamtsystems analysiert, daher ist die Frequency Scan Methode nicht praktisch.

B. Modale Resonanzanalyse

Die modale Resonanzanalyse (engl. Resonance Mode Analysis, RMA) ist eine Methode zur Analyse des harmonischen Verhaltens eines Übertragungssystems. Die RMA basiert auf der Eigenwertanalyse, da die Knotenimpedanzmatrix im Fall einer parallelen Resonanzstelle sich der Singularität nähert [6]. Die RMA identifiziert nur die Resonanzfrequenzen der Parallelschwingkreise des Energiesystems. Die knotenorientierte Interpretation des Energiesystems wird durch Transformation in das modale Koordinatensystem entkoppelt, sodass das Netz als eine Kombination von n entkoppelten parallelen Systemen (Modi) dargestellt wird. Jeder Modus umfasst die modale Impedanz und die Anregungsquelle [7]. Die modale Transformation der Netzimpedanzmatrix \underline{Z} ist definiert als:

$$\underline{Z}_m = \text{eig}(\underline{Z}) = \underline{L} \begin{bmatrix} \underline{Z}_{11} & \cdots & \underline{Z}_{1i} & \cdots & \underline{Z}_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ \underline{Z}_{i1} & \cdots & \underline{Z}_{ii} & \cdots & \underline{Z}_{in} \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{Z}_{n1} & \cdots & \underline{Z}_{ni} & \cdots & \underline{Z}_{nn} \end{bmatrix} \underline{R}, \quad (3)$$

wo die entkoppelte modale Impedanzmatrix eine Diagonalmatrix ist:

$$\underline{Z}_m = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{m,1} & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & \underline{Z}_{m,i} & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & \underline{Z}_{m,n} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

und \underline{L} und \underline{R} sind die linken bzw. rechten komplexen Eigenvektormatrizen. Ohne Berücksichtigung der Phasenverschiebung der Transformatoren ist die Systemadmittanzmatrix eine symmetrische Matrix. Daher entspricht die rechte Eigenvektormatrix der transponierten linken Eigenvektormatrix. Die modale Spannungsgleichung ist:

$$\underline{R} \underline{v}_n = \underline{Z}_m \underline{R} \underline{i}_n. \quad (5)$$

Alle angegebenen Variablen werden abhängig von der Frequenz aufgestellt.

Die Verbindung zwischen den knotenorientierten Größen und modalen Größen für eine Resonanzfrequenz in einem bestimmten Modus wird durch die Partizipationsfaktoren dargestellt [6]. Für eine Resonanzfrequenz im i -ten Modus können die Knotenspannungen angenähert werden mit:

$$\underline{v}_n \approx \underline{Z}_{m,i} \underline{l}_i \underline{r}_i \underline{i}_n = \underline{Z}_{m,i} \underline{P}_i \underline{i}_n, \quad (6)$$

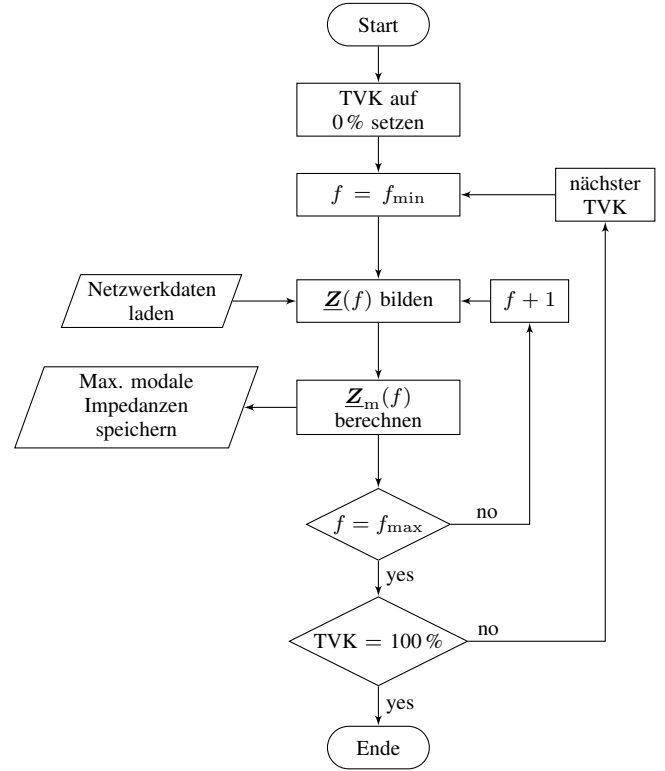


Abb. 1. Flussdiagramm der modalen Resonanzanalyse

Wobei \underline{l}_i der i -te Spaltenvektor von \underline{L} ist und \underline{r}_i ist der i -te Zeilenvektor von \underline{R} ist. Aus der Multiplikation der beiden Vektoren entsteht die Partizipationsfaktormatrix \underline{P}_i für den i -ten Modus bei der berechneten Resonanzfrequenz.

Abb.1 zeigt das Flussdiagramm der implementierten modalen Resonanzanalyse für unterschiedliche Teilverkaelungsgrade (TVK). Jede Änderung von TVK bringt eine neue frequenzabhängige Netzimpedanzmatrix $\underline{Z}(f)$ mit sich.

C. Modellierung der Betriebsmittel

Um das Oberschwingungsverhalten des Übertragungsnetzes zu analysieren, werden frequenzabhängige Modelle der Betriebsmittel verwendet. Die üblichen Betriebsmittel des Übertragungsnetzes sind Leitungen, Lasten und Transformatoren. Die Modelle repräsentieren die Netzbetriebsmittel in dem betrachteten Frequenzspektrum.

In dieser Studie werden zwei Arten von Leitungen betrachtet; Freileitungen und Erdkabel. Das äquivalente Π -Ersatzschaltbild mit verteilten Parametern wird für beide Arten von Leitungen verwendet. Die frequenzabhängigen Parameter von Freileitungen und Erdkabeln $R'(\omega)$ und $L'(\omega)$ unterscheiden sich jedoch. Die Parameter für die Freileitungen und Erdkabel werden mit [8] bzw. [9] berechnet. Für alle elektrischen Verbindungen im Übertragungsnetz wird die gleiche Struktur und Konfiguration von Übertragungsleitungen und -masten verwendet. Die frequenzabhängigen Parameter und die Berücksichtigung vom Skin-Effekt sind implementiert.

Die Lasten werden mit äquivalenten Widerständen und Induktivitäten modelliert. Aufgrund der geringen Kenntnis der

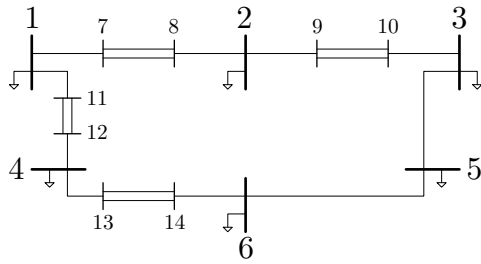


Abb. 2. Testübertragungsnetz

Frequenzabhängigkeit der Lasten werden die Grundfrequenzparameter für das gesamte Frequenzspektrum angenommen.

Da die in dieser Studie untersuchten Netze alle auf dem gleichen Spannungsniveau liegen, sind keine Transformatoren in das Übertragungsnetz implementiert.

III. UNTERSUCHTE NETZE

In dieser Studie werden zwei Energieübertragungsnetze analysiert: ein Testübertragungssystem mit sechs Knoten und ein Abschnitt des deutschen 380-kV-HöS-Übertragungsnetzes.

A. Testnetz

Das in Abb.2 gezeigte System mit sechs Knoten wird eingeführt, um das harmonische Verhalten von Hybridleitungen mit unterschiedlichen Teilverkabelungsgraden zu zeigen. Die sechs Lastknoten 1 bis 6 sind durch Hybridleitungen und teils durch Freileitungen verbunden. Die Hilfsknoten 7 bis 14 werden verwendet, um die Hybridleitung in Freileitungen auf der Seite der Lastknoten und Erdkabel zwischen den Hilfsknoten aufzuteilen. Die Länge der Leitungen ist abhängig von der Verbindung und dem betrachteten Verkabelungsgrad im Netz. Dies variiert zwischen 0% und 100% für dieses System. Die Prozentangaben beziehen sich auf den Anteil der Kabel in den Hybridleitungen. Die Abstände zwischen den Lastknoten bleiben unabhängig vom Verkabelungsgrad in den Hybridleitungen konstant. Die Kompensation der Kabel wird in diesem Testnetz nicht berücksichtigt.

B. Abschnitt des deutschen HöS-Übertragungsnetzes

Das deutsche Übertragungsnetz wäre zu groß und zu komplex für die Resonanzanalyse des kleinen Teils der Hybridstromleitungen. Folglich wird hier ein Abschnitt des in Abb. 3 dargestellten Übertragungsnetzes analysiert. Das umgebende

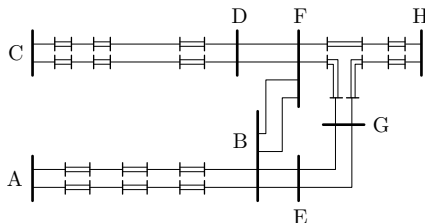
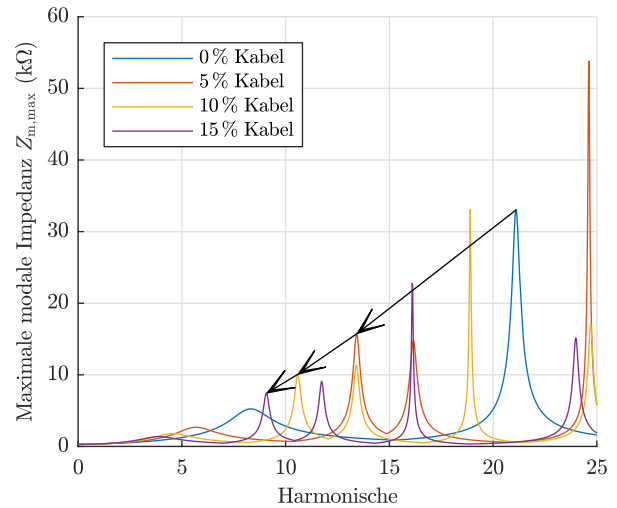
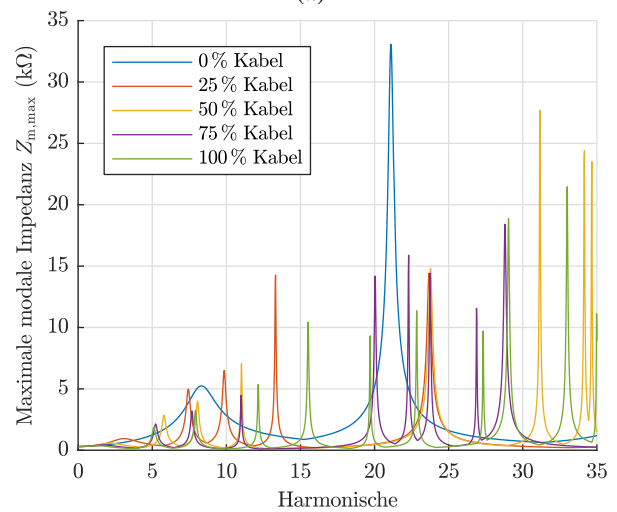


Abb. 3. Abschnitt des deutschen HöS-Übertragungsnetzes



(a)



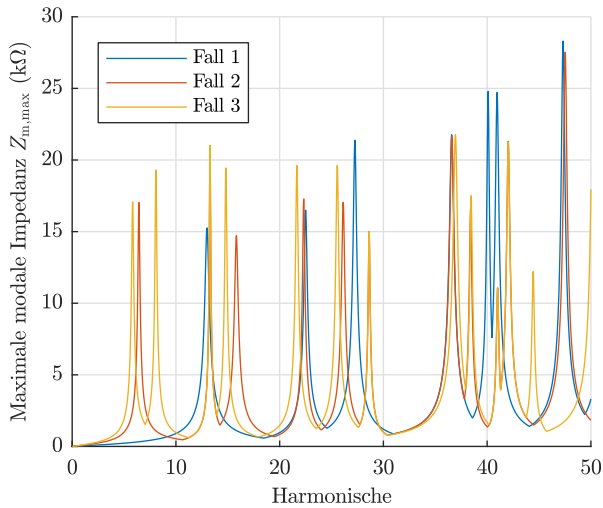
(b)

Abb. 4. Beträge der maximalen modalen Impedanzen für das Testnetz für unterschiedliche Verkabelungsgrade; (a) 0% – 15%, (b) 0% – 100%

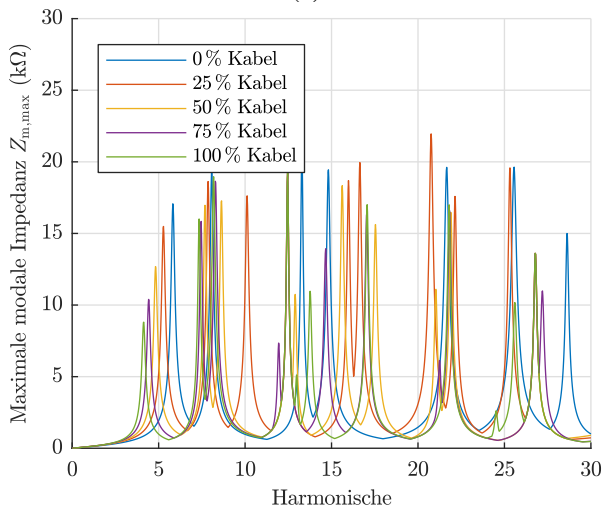
Übertragungsnetz wird durch ein äquivalentes Netz realisiert, das durch die Netzreduktion berechnet wird. Die Reduktion umfasst Querimpedanzen an den Hauptknoten, sowie Längsimpedanzen zwischen den Hauptknoten.

Für die Oberschwingungsuntersuchung des Netzes werden folgende Fälle hinsichtlich des Verkabelungsgrades definiert:

- *Fall 1:*
Keine HöS-Kabel in dem Netz
- *Fall 2:*
33% Kabel zwischen Knoten A und B
- *Fall 3:*
33% Kabel zwischen Knoten A und B
21% Kabel zwischen Knoten C und D
- *Fall 4:*
33% Kabel zwischen Knoten A und B
21% Kabel zwischen Knoten C und D
0% – 100% Kabel zwischen Knoten F, G und H



(a)



(b)

Abb. 5. Beträge der maximalen modalen Impedanzen für den Abschnitt des deutschen Übertragungsnetzes für unterschiedliche Verkabelungsgrade; (a) Fall 1, Fall 2 und Fall 3, (b) Fall 4

IV. ERGEBNISSE

A. Testnetz

Die Ergebnisse der RMA für das Testnetz sind in Abb. 4 dargestellt. In Abb. 4(a) sind die maximalen modalen Impedanzen von Teilverkabelungsgraden bis zu 15 % dargestellt. Um die Verfolgung der parallelen Resonanzfrequenzstellen zwischen unterschiedlichen Teilverkabelungsgraden zu vereinfachen, folgen die Pfeile den Spitzen des zweiten lokalen Maximums der maximalen Impedanzen, beginnend bei etwa der 21. Harmonischen. Durch die Erhöhung des Teilverkabelungsgrades werden die Resonanzstellen zu den niedrigeren Frequenzen verschoben. Die Höhe der Resonanzspitzen nimmt ab. Um den Einfluss dieser Impedanzen eindeutig bewerten zu können, müssen die modalen Impedanzen mit den entsprechenden Partizipationsfaktoren nach Gl. (6) berücksichtigt werden.

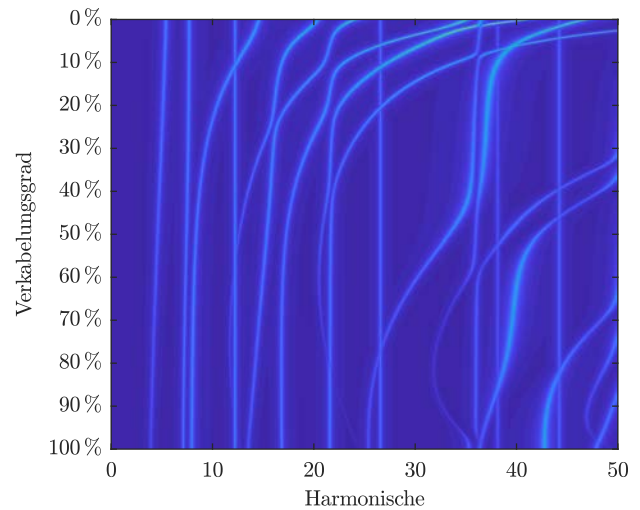


Abb. 6. Bild mit skalierten Farben der maximalen modalen Impedanzen für Fall 4

Nur dann kann der Einfluss der Resonanzstelle auf die Knotenspannungen dargestellt werden.

Abb. 4(b) zeigt schrittweise die maximalen modalen Impedanzen bis zu 100 % des Verkabelungsgrades. Die Anzahl der Parallelresonanzfrequenzen in dem dargestellten Frequenzspektrum ist bei Hybridleitungen wesentlich höher als bei reinen Freileitungen (0 % Kabel), was das Risiko einer Kollision mit einer typischen Oberschwingungsstromspeisung erhöht. Dieser Effekt wird durch das Verschieben der Resonanzstellen in den niedrigeren Frequenzbereich verursacht. Die Resonanzstellen, die vorher außerhalb des betrachteten Frequenzspektrums lagen, werden in den gezeigten unteren Frequenzbereich verschoben.

B. Abschnitt des deutschen HÖS-Übertragungsnetzes

Die Ergebnisse für den Abschnitt des deutschen HÖS-Übertragungsnetzes sind in Abb. 5 dargestellt. Die maximalen modalen Impedanzen für die Fälle 1 bis 3, die in Abb. 5(a) gezeigt werden, veranschaulichen die Veränderung der Resonanzspitzen nach der Umsetzung der Hybridleitungen zwischen A und B sowie C und D. Die Verschiebung der Resonanzstellen bleibt mit den Ergebnissen des Testnetzes vereinbar. Die Minderung der Impedanzwerte ist weniger sichtbar, während die Zahl der Resonanzspitzen deutlich ansteigt.

Die kontinuierliche Änderung der Resonanzstellen, die durch die Erhöhung des Verkabelungsgrades verursacht wird, ist in Abb. 6 dargestellt. Die Farben stellen die Höhe der maximalen modalen Impedanz dar, die von dunkel zu hell aufsteigt. Auf diese Weise können die Frequenzen der Resonanzspitzen kontinuierlich verfolgt werden. Wie man erkennen kann, verschieben sich viele Resonanzfrequenzen mit geringen Änderungen des Verkabelungsgrades in den niedrigeren Frequenzbereich. Die Resonanzfrequenzen einiger paralleler Resonanzstellen nehmen mit zunehmendem Anteil an Kabeln zu, stellen aber Ausnahmen dar. Einige der Resonanzfrequenzen bleiben unverändert.

Die Ergebnisse zeigen den Trend der parallelen Resonanzfrequenzen im Übertragungsnetz mit unterschiedlichen Verkabelungsgraden. Die Ergebnisse weisen jedoch nicht auf einen optimalen Anteil der Kabel in diesen speziellen Netzen hin. Die dargestellte Veränderung scheint keinem linearen Verlauf zu folgen.

V. ZUSAMMENFASSUNG

In dieser Studie wird das Resonanzverhalten eines HöS-Übertragungsnetzes mit unterschiedlichen Verkabelungsgraden analysiert. Die modale Resonanzanalyse wird angewendet, um die Verschiebung der parallelen Resonanzfrequenzen des Systems darzustellen. Die Ergebnisse zeigen eine Abnahme der Resonanzfrequenzen mit einer Erhöhung des Verkabelungsgrades. Zusätzlich steigt mit der Verschiebung der Resonanzfrequenzen die Anzahl der Resonanzstellen in dem betrachteten Frequenzspektrum an. Diese Veränderung ist bei der Einführung von Kabeln in das elektrische HöS-Übertragungssystem zu vermuten.

LITERATURVERZEICHNIS

- [1] Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft (BDEW), "Verkabelungsgrad des Stromnetzes in Deutschland nach Spannungsebene im Jahresvergleich 1993 und 2013." *BDEW*, 2015
- [2] Erneuerbare Energien, "Akzeptanz von Freileitungen und Erdkabeln nach Einsatzgebieten in Deutschland." *Erneuerbare Energien*, 9, p.31, 2011.
- [3] O. Galland, D. Leu, V. Berner and P. Favre-Perrod, "Resonance analysis of a transmission power system and possible consequences of its undergrounding." *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, 59(3), pp.88-93, 2015.
- [4] The Tokyo Electric Power Company, "Assessment of the Technical Issues relating to Significant Amounts of HöS Underground Cable in the All-island Electricity Transmission System." *Public Report*, 2009, Retrieved from <http://www.soni.ltd.uk/media/documents/Projects/Publications/2-TEPCO-PublicReport.pdf>
- [5] J. Arrillaga and N. R. Watson, "Power system harmonics." John Wiley & Sons, 2004.
- [6] W. Xu, Z. Huang, Y. Cui, and H. Wang, "Harmonic resonance mode analysis." *IEEE Transactions on Power Delivery*, 20(2), pp.1182-1190, 2005.
- [7] C. Amornvipas, and L. Hofmann, "Resonance analyses in transmission systems: Experience in Germany." *IEEE PES General Meeting*, pp.1-8, 2010.
- [8] J. R. Carson, "Wave propagation in overhead wires with ground return." *Bell Labs Technical Journal*, 5(4), pp.539-554, 1926.
- [9] A. Robert, and T. Deflandre, "Guide for assessing the network harmonic impedance." *IEE conference publication*, (pp. 2-3), Institution of Electrical Engineers, 1997.

Transiente Stabilität für das Mehrmaschinenproblem: Stabilitätsbetrachtung mit dem Flächensatz

C. Ziegler, M. Wolter

Institut für elektrische Energiesysteme (IESY)
Lehrstuhl für Elektrische Netze und Erneuerbare Energie (LENA)
Otto-von-Guericke Universität Magdeburg
christian.ziegler@ovgu.de

Kurzfassung— Die Bestimmung der transienten Stabilität von Generatoren mittels dynamischer Stabilitätsanalyse ist zeit- und rechenintensiv. Um kritische Generatoren sowie kritische Last- und Erzeugungssituationen schnell identifizieren zu können, bedarf es daher Lösungen zur Abschätzung der transienten Stabilität. Zu diesem Zweck wird im vorliegenden Paper ein erweiterter Flächensatz vorgestellt, der für Mehrmaschinenprobleme angewendet werden kann. Dieser basiert auf dem klassischen Flächensatz für das Einmaschinenproblem. Eine Adaptierung erfolgt durch die Bestimmung zusätzlicher Größen wie eines neuen Polradwinkels, dem Polradwinkel bei Fehlerklärung, der maximalen Einspeiseleistung des Generators und der Einspeiseleistung während des Fehlers. Im Ergebnis kann an einem Testnetz eine gute Abschätzung der transienten Stabilität nachgewiesen werden. Darüber hinaus zeichnet diesen Algorithmus ein enormer Geschwindigkeitsvorteil gegenüber der dynamischen Stabilitätsanalyse aus.

Keywords — *Stabilität, Flächensatz, Mehrmaschinenproblem, Generator*

I. EINLEITUNG

Die Gewährleistung der Versorgungssicherheit ist eine zentrale Aufgabe der Betriebsführung. In Folge des Ausbaus der Erneuerbaren Energien und der damit verbundenen volatilen Einspeisung nimmt die Anzahl der Betriebssituationen und damit die Komplexität des Elektroenergiesystems zu. Auch der Zusammenschluss von Verbundnetzen über wenige Kuppelleitungen und die damit einhergehende größere Leitungsauslastung wirken sich negativ auf die Systemstabilität aus. [1] Einen wichtigen Aspekt der Systemstabilität stellt hierbei die transiente Stabilität dar. Unter der transienten Stabilität versteht man in diesem Zusammenhang die Fähigkeit der Synchrongeneratoren nach Eintritt einer Störung den Synchronismus mit dem Netz aufrechtzuerhalten. Die transiente Stabilität betrifft den Zeitbereich von wenigen Sekunden nach Eintreten der Störung. [2] Für ihre Bewertung bedarf es einer dynamischen Stabilitätsanalyse, bei der im Voraus relevante und potentielle Erzeugungs- und Lastszenarien hinsichtlich der transienten Stabilität untersucht werden. [1] In einer dynamischen Stabilitätsanalyse müssen nichtlineare Differentialgleichungen höherer Ordnung mit Hilfe numerischer Verfahren gelöst werden. [3] Dies ist jedoch zeit- und rechenintensiv.

Insbesondere durch volatile Einspeisung Erneuerbarer Energien und zeitlich schwankenden Strombedarf steigt die Anzahl der zu untersuchenden Szenarien rapide an, wodurch nicht mehr alle potentiell relevanten Fälle berechnet werden können. [1] Hier sind Lösungen notwendig, mit denen die transiente Stabilität schnell abgeschätzt und kritische Generatoren sowie kritische Last- und Erzeugungsszenarien identifiziert werden können.

Eine schnelle Abschätzung der transienten Stabilität kann dabei mit verschiedenen Ansätzen erfolgen. In [4] wurde ein Ansatz auf Basis künstlicher Intelligenz vorgestellt, der die Stabilitätsreserve durch Bestimmung der kritischen Fehlerklärungszeit ermittelt. Weitere Ansätze gehören zur Gruppe der direkten Methoden. Hierbei werden die Energiefunktion bzw. Lyapunov-Funktionen gelöst, um das Verhalten der ersten Schwingung eines Generators nach Störungseintritt abzuschätzen [5,6].

In diesem Paper wird als Algorithmus ein erweiterter Flächensatz vorgestellt, mit dessen Hilfe eine schnelle und gute Bewertung der transienten Stabilität erfolgen kann. Der aus der Literatur bekannte klassische Flächensatz wird standardmäßig nur für das Einmaschinenproblem eingesetzt. Um diesen Ansatz auch auf das Mehrmaschinenproblem anwenden zu können, müssen Anpassungen vorgenommen und zusätzliche Größen bestimmt werden. Im Folgenden wird der Algorithmus beschrieben und auf ein Testnetz angewendet.

II. FLÄCHENSATZ FÜR DAS EINMASCHINENPROBLEM

Der Flächensatz ist eine Methode zur grafischen Darstellung der energetischen Verhältnisse während einer Störung [7]. Klassisch wird der Flächensatz auf ein Einmaschinenproblem angewendet. Dabei wird ein Generator, der über Leitungen mit einem starren Netz verbunden ist, hinsichtlich seiner transienten Stabilität untersucht. Abb. 1 zeigt das zugehörige, vereinfachte Ersatzschaltbild für den transienten Zeitbereich.

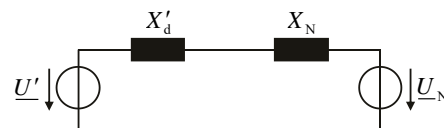


Abb. 1 Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Generators am starren Netz.

Im transienten Zeitbereich ändern sich die magnetischen Flüsse im Generator. Um diesem Umstand Rechnung zu tragen, wird die Generatorreaktanz X_d durch die transiente Generatorreaktanz X'_d ersetzt. Alle Leitungen des Netzes werden als verlustlos angenommen.

Eine Grundlage des Flächensatzes stellt die Leistungs-/Polradwinkelkurve dar, die die übertragbare Wirkleistung eines Generators beschreibt. [2] Im transienten Zeitbereich lautet die zugehörige Gleichung:

$$P'_G = 3 \frac{U' U_N}{X'_d + X_N} \sin(\delta') = P'_{\max} \sin(\delta') \quad (1.1)$$

Die hierbei verwendeten Größen sind die Wirkleistungseinspeisung des Generators P'_G , die transiente Polradspannung U' , die Netzspannung U_N , die transiente Generatorreaktanz X'_d , die Netzreaktanz X_N und der transiente Polradwinkel δ' . Die Netzreaktanz X_N entspricht dabei den kumulierten Reaktanzen zwischen Generatorklemmen und dem starren Netz. Der transiente Polradwinkel δ' ist der Winkel zwischen der Polradspannung U' und der Netzspannung des starren Netzes U_N . Der Winkel der Netzspannung wird dabei mit Null definiert.

Abb. 2 zeigt die Anwendung des Flächensatzes im Falle eines generatornahen dreipoligen Kurzschlusses. Es wird angenommen, dass der Fehler ohne Änderung der Netztopologie geklärt werden kann. Der Arbeitspunkt eines Generators wird dabei durch den Schnittpunkt aus Antriebsleistung der Turbine P_T und Leistungs-/Polradwinkelkurve bestimmt. Leistungs- und Spannungsregler werden beim Flächensatz hingegen vernachlässigt, wodurch im transienten Zeitbereich mit konstanten Beträgen der transienten Polradspannung U' sowie der Antriebsleistung der Turbine P_T gerechnet werden kann. Die Bewertung der transienten Stabilität erfolgt durch Vergleich der aufgespannten Beschleunigungsfläche A und Bremsfläche D (vgl. Abb. 2). Dabei ist der Generator stabil, wenn die Bremsfläche D mindestens so groß wie die Beschleunigungsfläche A ist. [7]

Die beiden Flächen repräsentieren die energetischen Verhältnisse nach Störungseintritt. Sie werden aufgespannt, indem verschiedene Punkte der Leistungs-/Polradwinkelkurve nacheinander abgefahren werden. Der Schnittpunkt aus Leistungs-/Polradwinkelkurve und Turbinenantriebsleistung P_T definiert dabei den initialen Arbeitspunkt (AP) 0. Bei Auftreten eines dreipoligen generatornahen Kurzschlusses bricht die Einspeiseleistung des Generators komplett ein und Punkt 1 wird erreicht. Die Wirkeinspeisung des Generators ist nun kleiner als die als konstant angenommene Turbinenantriebsleistung P_T , wodurch der Generator beschleunigt und damit der Polradwinkel δ' vergrößert wird. Die Beschleunigung erfolgt so lange, bis der Fehler geklärt wird. In diesem Fall hat sich der Polradwinkel δ' bis zu dem

Fehlerklärungswinkel δ'_a in Punkt 2 erhöht. Da der Fehler ohne Änderung der Netztopologie geklärt werden kann, folgt die Einspeisung wieder der ursprünglichen Leistungs-/Polradwinkelkurve in Punkt 3. Die Wirkeinspeisung ist nun größer als die Turbinenantriebsleistung, woraufhin die Generatorwelle abgebremst wird. Der Beschleunigungsvorgang ist damit abgeschlossen und die Beschleunigungsfläche A wurde aufgespannt. Im Anschluss wird die Generatorwelle so lange abgebremst, bis die durch den Beschleunigungsvorgang zugeführte Energie vollständig abgebaut ist. Grafisch ist die Beschleunigungsfläche nun genauso groß wie die Bremsfläche. Der so maximal erreichte Winkel wird als δ'_{\max} bezeichnet (Punkt 4). Anschließend verkleinert sich der Polradwinkel wieder und pendelt sich letztlich in Punkt 5 ein. Die in Abb. 2 dargestellte Bremsfläche D entspricht dabei der maximal möglichen Bremsfläche des Generators, um die Stabilität zu wahren. Die Beschleunigungsfläche A eines Generators kann mit

$$A = P_T (\delta'_a - \delta'_0) \quad (1.2)$$

berechnet werden und die Bremsfläche D mit

$$D = \int_{\delta'_a}^{\delta'_{gr}} P'_{\max} \sin(\delta') d\delta' - P_T (\delta'_{gr} - \delta'_a) \quad (1.3)$$

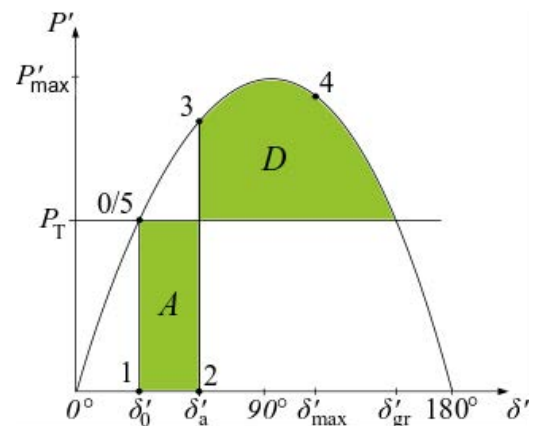


Abb. 2 Flächensatz für das Einmaschinenproblem.

Wie Gleichung (1.1) und Abb. 2 entnommen werden kann, vergrößern ein kleiner Anfangspolradwinkel δ'_0 sowie eine große maximale Einspeiseleistung P'_{\max} die Bremsfläche D und wirken sich somit günstig auf die transiente Stabilität des Generators aus. Ein kleiner Anfangspolradwinkel δ'_0 resultiert dabei aus einer geringen Belastung bzw. einer kleinen Turbinenantriebsleistung P_T sowie einer großen Amplitude P'_{\max} der Leistungs-/Polradwinkelkurve. Ein großes P'_{\max} ergibt sich aus einer kleinen Netzreaktanz X_N in Folge einer engen Vermaschung des Netzes, einer kleinen transienten Generatorreaktanz X'_d sowie eines großen Erregergrads. Der

Erregergrad ist hierbei der Quotient aus Polradspannung U' und Netzspannung U_N . [7]

III. FLÄCHENSATZ FÜR DAS MEHRMASCHINENPROBLEM

Bei einem Mehrmaschinenproblem beziehen sich die berechneten Polradwinkel der Generatoren auf den Winkel des Slackgenerators. Eine Netzspannung und ihr zugehöriger Winkel sind im Gegensatz zum Einmaschinenproblem jedoch nicht bekannt. Die berechneten Polradwinkel können daher nicht für den Flächensatz beim Mehrmaschinenproblem verwendet werden. Als Konsequenz muss ein neuer Polradwinkel für jeden Generator ermittelt werden, der sich auf eine „virtuelle“ Netzspannung und nicht mehr auf den Slackgenerator bezieht. Durch die Berechnung eines neuen Polradwinkels erfolgt eine Verschiebung der Leistungs-/Polradwinkelkurve aus dem Koordinatenursprung.

Um den Flächensatz für das Mehrmaschinenproblem anwenden zu können, müssen letztlich folgende Größen bestimmt werden:

- 1) Neuer Polradwinkel δ'_{neu}
- 2) Maximale Einspeiseleistung P'_{max}
- 3) Winkel bei Fehlerklärung δ'_a
- 4) Wirkleistungseinspeisung P'_k während Fehlerdauer

Abb. 3 zeigt die Verschiebung der Leistungs-/Polradwinkelkurve mitsamt der zu bestimmenden Größen (rot markiert).

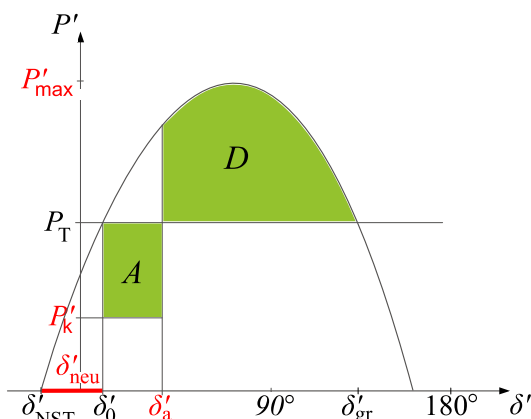


Abb. 3 Flächensatz für das Mehrmaschinenproblem.

Die Beschleunigungsfläche A und die Bremsfläche D können anschließend nach Bestimmung dieser vier Größen analog zum Einmaschinenproblem berechnet werden. Für eine Bewertung der transienten Stabilität sowie Aufstellung einer Stabilitätsrangfolge der Generatoren wird der Stabilitätsfaktor F_s eingeführt. Dieser berechnet sich nach

$$F_s = \frac{D}{A} \quad (1.4)$$

Die Generatoren sind demnach umso stabiler, je größer der Faktor F_s ist, also je größer die Bremsfläche D im Verhältnis zur Beschleunigungsfläche A ist. Ein Wert von kleiner als 1

gibt dabei an, dass die Bremsfläche D kleiner als die Beschleunigungsfläche A ist und der Generator außer Tritt fällt und instabil wird.

Im Folgenden werden die zu bestimmenden Größen und ihre Ermittlung näher vorgestellt.

A. Neuer Polradwinkel

Für die Berechnung des neuen Polradwinkels δ'_{neu} muss zunächst die Nullstelle δ'_{NST} der vom Koordinatenursprung verschobenen Leistungs-/Polradwinkelkurve ermittelt werden. Hierfür wird ein Newton-Verfahren verwendet, bei dem durch Linearisierung um den Arbeitspunkt die Nullstelle iterativ bestimmt wird. Der generelle Ablauf ist in Abb. 4 dargestellt.

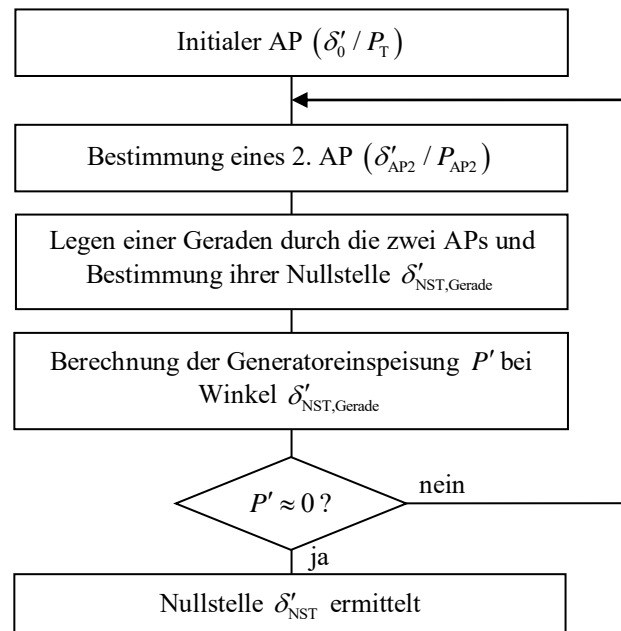


Abb. 4 Ablauf zur Bestimmung der Nullstelle δ'_{NST} .

Ausgehend von dem initialen Arbeitspunkt des Generators (δ'_0 / P_T) muss zunächst ein zweiter Arbeitspunkt bestimmt werden. Dazu wird der Generatorstrom um einen kleinen Winkel gedreht. Alle weiteren Ströme im Netz werden konstant gehalten. Mit Hilfe dieser Ströme und der Knotenadmittanzmatrix kann dann die Wirkleistungseinspeisung P' des Generators ermittelt werden. So erhält man den Arbeitspunkt (δ'_{AP2} / P_{AP2}). Durch die beiden Arbeitspunkte wird im Folgenden eine Gerade gelegt und anschließend deren Nullstelle $\delta'_{NST, Gerade}$ bestimmt. Der initiale Generatorstrom wird nun um genau diesen Winkel $\delta'_{NST, Gerade}$ gedreht und anschließend die zugehörige Wirkleistungseinspeisung P' berechnet. Falls diese Wirkleistungseinspeisung nahe Null ist, ist die Nullstelle der Leistungs-/Polradwinkelkurve δ'_{NST} gefunden und der Algorithmus beendet. Ist dies nicht der Fall, so beginnt der Zyklus von Neuem und der Nullstelle wird sich iterativ annähern.

Der neue Polradwinkel, der für die Flächenberechnung herangezogen wird, lässt sich berechnen mit (vgl. Abb. 3):

$$\delta'_{\text{neu}} = \delta'_0 - \delta'_{\text{NST}} \quad (1.5)$$

B. Maximale Einspeiseleistung

Die maximale Einspeiseleistung P'_{max} entspricht der Amplitude der Leistungs-/Polradwinkelkurve. Die maximale Einspeiseleistung hat einen positiven Effekt auf die transiente Stabilität. Je größer diese Amplitude bei konstanter Belastung ist, desto größer ist die mögliche Bremsfläche. Der Stabilitätsfaktor F_s steigt.

Unter der Annahme, dass die Leistungs-/Polradwinkelkurve sinusförmig ist, wird die Amplitude abgeschätzt mit

$$P'_{\text{max}} = \frac{P'_0}{\sin(\delta'_{\text{neu}})} \quad (1.6)$$

C. Einspeiseleistung bei Kurzschlussintritt

Nach Eintreten eines Kurzschlusses bricht die Einspeiseleistung des Generators ein. Bei generatornahen dreipoligen Kurzschlüssen kann die Einspeiseleistung komplett einbrechen, wohingegen generatorferne Kurzschlüsse einen geringeren Einfluss auf die Einspeiseleistung während des Fehlers haben.

Für die Berechnung der Einspeiseleistung bei Fehlereintritt muss zunächst die Knotenadmittanzmatrix aufgestellt und die Last- sowie Generatoradmittanzen von ihren Hauptdiagonalelementen subtrahiert werden. Die so erhaltene Matrix wird im Folgenden mit $\underline{Y}_{\text{KK,G,L}}$ bezeichnet. Die injizierten Ströme berechnen sich unter Berücksichtigung der Last- und Generatoradmittanzen mit Hilfe der Knotenspannungen \underline{u}_K nach

$$\underline{i}_q = \underline{Y}_{\text{KK,G,L}} \underline{u}_K \quad (1.7)$$

Die Berechnung der Leistungen während des Fehlers erfordert eine Reduzierung von $\underline{Y}_{\text{KK,G,L}}$ und \underline{i}_q um den Fehlerort. Reduzierte Matrizen und Vektoren werden im Folgenden mit dem Index „R“ gekennzeichnet. Die Knotenwirkleistungen ergeben sich dann mit:

$$p_{K,R} = \text{real} \left\{ 3 \underline{I}_{-q,R} \text{conj} \left(\underline{Y}_{\text{KK,G,L,R}}^{-1} \underline{i}_{-q,R} \right) \right\} \quad (1.8)$$

Die Knotenwirkleistung am Fehlerort wird mit Null angenommen. Für die Anwendung des Flächensatzes sind nur die Knotenwirkleistungen der Generatorknoten von Interesse. Als Vereinfachung werden die Einspeiseleistungen für die Flächenberechnung über die gesamte Fehlerdauer als konstant angenommen.

D. Winkel bei Fehlerklärung

Nach Eintritt eines Fehlers bricht die Wirkleistungseinspeisung eines Generators ein, woraufhin dessen Generatorwelle beschleunigt und damit sein Polradwinkel erhöht wird. Der Polradwinkel vergrößert sich so lange, bis der Fehler geklärt wird. Der Winkel bei Fehlerklärung δ'_a lässt sich, in Anlehnung an [7], wie folgt abschätzen:

$$\delta'_a = \frac{1}{2} k_m (P_T - P'_k) t_a^2 + \delta'_{\text{neu}} \quad (1.9)$$

Hierbei entspricht t_a der Fehlerdauer. Die Fehlerdauer ist die Zeitspanne von Fehlereintritt bis Fehlerklärung. Der Faktor k_m ist eine Maschinenkonstante, die sich aus der Nenndrehzahl ω_0 , der Maschinenzeitkonstante T_m und der Bemessungsscheinleistung des Generators $S_{r,G}$ ergibt:

$$k_m = \frac{\omega_0}{T_m S_{r,G}} \quad (1.10)$$

IV. SZENARIEN UND ERGEBNISSE

Der Flächensatz für das Mehrmaschinenproblem wurde an einem Stichnetz bestehend aus zwei Generatoren, zwei Lasten und einem starren Netz getestet. Es wurde ein dreipoliger Kurzschluss an Knoten 4 angenommen. In den untersuchten Szenarien wurde die Fehlerdauer t_a variiert.

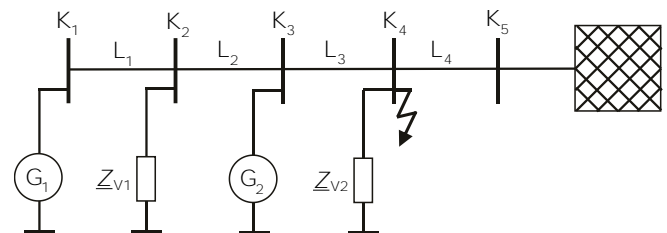


Abb. 5 Untersuchtes Netz.

Zunächst wurden die neuen Polradwinkel δ'_{neu} , die Amplitude der Leistungs-/Polradwinkelkurve P'_{max} sowie die Wirkleistungseinspeisung während des Fehlers P'_k mit den in Kapitel III vorgestellten Algorithmen bestimmt:

Tabelle 1 Bestimmte Größen der Generatoren

	δ'_{neu}	P'_{max} in MW	P'_k in MW
Generator 1	28,86°	621,5	18,8
Generator 2	21,71°	811,0	6,8

1) Szenario 1

In Szenario 1 beträgt die Fehlerdauer t_a 0,2 Sekunden. Nach der dynamischen Stabilitätsanalyse ergeben sich folgende Polradwinkelverläufe der Generatoren.

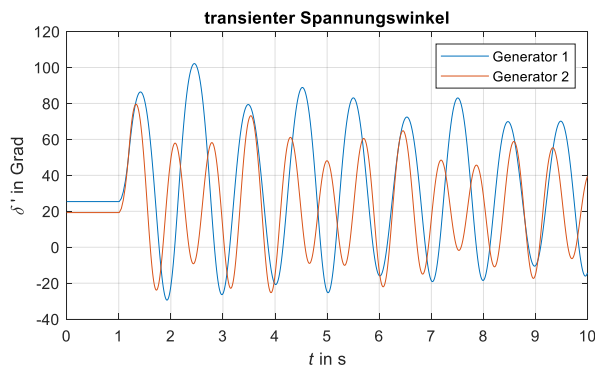


Abb. 6 Polradwinkelverläufe bei $t_a = 0,2$ s.

Wie Abb. 6 entnommen werden kann, bleiben beide Generatoren stabil. Dieses Ergebnis spiegelt sich auch in dem in diesem Paper vorgestellten Algorithmus wider. So betragen die Winkel bei Fehlerklärung für Generator 1 $56,98^\circ$ und für Generator 2 $56,89^\circ$ (vgl. Kapitel III). Nach Flächenberechnung konnten die Stabilitätsfaktoren der Generatoren aufgestellt werden:

- Generator 1: $F_{S,G1} = 2,8257$
- Generator 2: $F_{S,G2} = 3,6968$

Die Stabilitätsfaktoren sind jeweils größer als 1, wobei Generator 2 stabiler als Generator 1 ist. Die Bremsfläche von Generator 1 ist dabei etwa 2,8mal so groß wie dessen Beschleunigungsfläche, wohingegen die Bremsfläche von Generator 2 etwa 3,7mal so groß ist. Generator 1 ist hierbei insbesondere durch die kleinere Amplitude der Leistungs-/Polradwinkelkurve P'_{\max} verbunden mit dem größeren initialen Polradwinkel instabiler als Generator 2.

Die Methode des Flächensatzes liefert in dem Szenario eine gute Abschätzung der transienten Stabilität. Ein großer Vorteil dieser Methode gegenüber der dynamischen Stabilitätsbetrachtung ist der geringere Rechenaufwand und die damit verbundene enorme Zeitersparnis. Der Algorithmus konnte die transiente Stabilität hier etwa 500mal schneller abschätzen.

2) Szenario 2

In Szenario 2 beträgt die Fehlerdauer t_a 0,3 Sekunden. Nach der dynamischen Stabilitätsanalyse werden bei dieser Fehlerdauer beide Generatoren instabil. Auch hier konnte die transiente Stabilität mit dem vorgestellten Algorithmus korrekt abgeschätzt werden. Die Winkel bei Fehlerklärung betragen für Generator 1 $92,13^\circ$ und für Generator 2 $100,87^\circ$. Die Stabilitätsfaktoren wurden wie folgt bestimmt:

- Generator 1: $F_{S,G1} = 0,6835$
- Generator 2: $F_{S,G2} = 0,7403$

Die Stabilitätsfaktoren sind in beiden Fällen kleiner als 1. Das bedeutet, dass die Bremsfläche jeweils kleiner als die

Beschleunigungsfläche ist und beide Generatoren demnach instabil werden.

V. ZUSAMMENFASSUNG

In diesem Paper wurde eine Methode zur schnellen Abschätzung der transienten Stabilität für ein Mehrmaschinenproblem vorgestellt. Dazu wurde der bekannte Flächensatz für das Einmaschinenproblem angepasst und erweitert. So mussten neue Polradwinkel der Generatoren bestimmt werden, die für den Flächensatz herangezogen werden können. Weitere notwendige und zu ermittelnde Größen sind die maximale Wirkleistungseinspeisung, der Polradwinkel bei Fehlerklärung sowie die Wirkleistungseinspeisung während der Fehlerdauer. Die Berechnung der Flächen konnte dann analog zur Flächenberechnung beim Einmaschinenproblem durchgeführt werden.

Wie anhand der Szenarien gezeigt werden konnte, liefert der vorgestellte Algorithmus eine gute Abschätzung der transienten Stabilität. Dabei konnte ein enormer Geschwindigkeitsvorteil gegenüber der dynamischen Stabilitätsanalyse festgestellt werden. Die Abschätzung der transienten Stabilität konnte um den Faktor 500 beschleunigt werden. An diese Untersuchungen anschließend wird die Tauglichkeit des Algorithmus auch an größeren Netzen validiert und insbesondere die Anwendung im Grenzbereich, also bei Fehlerdauern nahe der Instabilität, untersucht.

LITERATURVERZEICHNIS

- [1] Agora Energiewende und Energynautics, „Toolbox für die Stromnetze – Für die künftige Integration von Erneuerbaren Energien für das Engpassmanagement“, Studie im Auftrag von Agora Energiewende, 2018.
- [2] A. J. Schwab, Elektroenergiesysteme – Erzeugung, Transport, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie, 2. Auflage: Springer-Verlag, 2009
- [3] B. R. Oswald, Berechnung von Drehstromnetzen – Berechnung stationärer und nichtstationärer Vorgänge mit Symmetrischen Komponenten und Raumzeigern, 2. Auflage: Springer Vieweg, 2013
- [4] I. B. Sulistiawati, A. Priyadi, O. A. Qudsi, A. Soeprijanto and N. Yorino, „Critical Clearing Time prediction within various loads for transient stability assessment by means of the Extreme Learning Machine method,“ International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2016
- [5] T. L. Vu and K. Turitsyn, „Lyapunov Functions Family Approach to Transient Stability Assessment,“ IEEE Transactions on Power Systems, 2015
- [6] D.-Z. Fang, T.S. Chung, Y. Zhang and W. Song, „Transient stability limit conditions analysis using a corrected transient energy function approach,“ IEEE Transactions on Power Systems, 2000
- [7] O. Oeding and B. R. Oswald, Elektrische Kraftwerke und Netze, 7. Auflage: Springer-Verlag, 2011

Varianten der Implementierung des k_E -Faktors im Distanzschutz und die Auswirkung auf die Messunschärfe

C. Liebermann, J. Meyer, P. Schegner

Technische Universität Dresden

Institut für Elektrische Energieversorgung und Hochspannungstechnik

carlo.liebermann@tu-dresden.de

Kurzfassung—Leiter-Erde-Fehler sind die häufigste Fehlerart auf Freileitungen und Kabeln. Besonders wichtig ist deshalb die sichere Erkennung und selektive Klärung des Fehlerfalls. Unterschiedliche Berechnungsansätze und die Auswahl der Algorithmen haben dabei wesentliche Auswirkungen auf die Genauigkeit der Impedanzberechnung. Für die Berücksichtigung des k_E -Faktors gibt es zudem verschiedene Möglichkeiten bei der Implementierung, welche sich auf das transiente Verhalten bei der Berechnung auswirken. Durch Oberschwingungen oder überlagerte exponentiell abklingende Gleichanteile verzerrte Kurvenverläufe wirken sich zudem auf die transiente Genauigkeit der berechneten Impedanz aus. Weiterhin bilden sich zusätzliche Impedanzen in der Fehlerschleife je nach Art der Implementierung in der berechneten Impedanz unterschiedlich ab. Es werden verschiedene Verfahren zur Berechnung der Mitsystemimpedanz bei Leiter-Erde-Fehlern vorgestellt und verglichen.

Keywords— Distanzschutz, Netzschutz, Leiter-Erde-Schleife, k_E -Faktor, Impedanzberechnung

I. EINLEITUNG

Der Distanzschutz ist ein universal einsetzbarer Kurzschlusschutz, welcher die Mitsystemimpedanz der Fehlerschleife als Referenz benutzt. Das Distanzschutzprinzip kann auch bei geringen Kurzschlussströmen eingesetzt werden. Eine hohe Selektivität wird dabei durch die Kombination der Zeit- und Reaktanzstaffelung erreicht.

In Frage kommen nach dem heutigen Stand der Technik Algorithmen, welche die Impedanz aus Effektivwertzeigern bestimmen (Frequenzbereich) oder die Differentialgleichung (DGL) der Fehlermasche im Zeitbereich lösen und aus den primären Leitungselementen die Impedanz ableiten. Weiterhin besteht die Möglichkeit der Impedanzberechnung durch das Lösen stationärer Gleichungen. Nach dem Stand der Technik finden diese Algorithmen auf Grund der sich ergebenden Nachteile in Hinsicht auf die stationäre und transiente Genauigkeit kaum Anwendung.

Für die Berechnung der Impedanz im Frequenzbereich können Filteralgorithmen, wie z.B. der Phadke-Ibrahim-Algorithmus (Fourieralgorithmus) [1] zum Einsatz kommen. Für die Lösung der Differentialgleichung (DGL) der Fehlerschleife im Zeitbereich wird vorwiegend ein Leitungsmodell erster Ordnung zu Grunde gelegt. Typische Algorithmen sind der Lobos A3 und A4 [2], welche diese DGL durch Differentiation lösen. Eine weitere Möglichkeit zur Berechnung der Leitungsele-

mente wird durch die Integration der Ansatzgleichung möglich. Beispielhaft arbeitet der Algorithmus von McInnes/Morrison nach diesem Prinzip [3]. Ein Ansatz zur Berücksichtigung der Leitungskapazitäten durch Annahme eines Leitungsmodells zweiter Ordnung und Lösung der systembeschreibenden DGL wurde von Smolinski vorgestellt [4].

Distanzschutzalgorithmen reagieren generell unterschiedlich auf Störeinflüsse bei der Impedanzberechnung. Das Verhalten der Algorithmen selbst steht nicht im Fokus dieser Gegenüberstellung, weshalb auf die Literatur verwiesen wird. Entsprechendes Verhalten in Hinsicht auf Gleichstromglieder, Lichtbogenspannungen und Kapazitäten im Messkreis, Frequenzschwankungen und Stromwandlersättigung kann beispielsweise aus [5] entnommen werden.

Die Impedanzberechnung im Distanzschutz wird in Abschnitt II beschrieben. Abschnitt III umfasst die Gegenüberstellung und Wertung von Zeitverzögerungen, internen Berechnungsmöglichkeiten, verzerrten Signalen und zusätzlichen Impedanzen in der Fehlermasche bei unterschiedlicher Art der Implementierung des k_E -Faktors. Eine Beispielrechnung ist in Abschnitt IV dargestellt. Abschließend ist eine Zusammenfassung in Abschnitt V aufgeführt.

II. IMPEDANZBERECHNUNG IM DISTANZSCHUTZ

Grundlage für die Berechnung der Mitimpedanz Z_1 bei Leiter-Erde-Schleifen ist die Kompensation der Erdimpedanz Z_E mit dem komplexen k_E -Faktor.

A. Definition der Leiter-Erde-Schleife

Als Messgrößen stehen dem Distanzschutz die drei Leiter-Erde-Spannungen (\underline{U}_{L1-E} , \underline{U}_{L2-E} , \underline{U}_{L3-E}) und die drei Leiterströme (\underline{I}_{L1} , \underline{I}_{L2} , \underline{I}_{L3}) zur Verfügung. Der Erdstrom \underline{I}_E kann über eine Holmgreenschaltung oder über Umbauwandler als Messgröße zur Verfügung gestellt werden. Erfolgt dies nicht, wird der Erdstrom über Gl. (1) berechnet.

$$\underline{I}_E = -(\underline{I}_{L1} + \underline{I}_{L2} + \underline{I}_{L3}) \quad (1)$$

Aus diesen Messgrößen lassen sich die Schleifenimpedanzen der drei Leiter-Leiter-Schleifen und der drei Leiter-Erde-Schleifen berechnen. Die Berechnung der Leiter-Erde-Schleifen erfolgt nach Bild 1. Für die Berechnung der Fehlermasche müssen die Spannungsfälle über den Selbstimpedanzen und die, durch induktive Kopplung hervorgerufenen, induzierten Spannungen berücksichtigt werden.

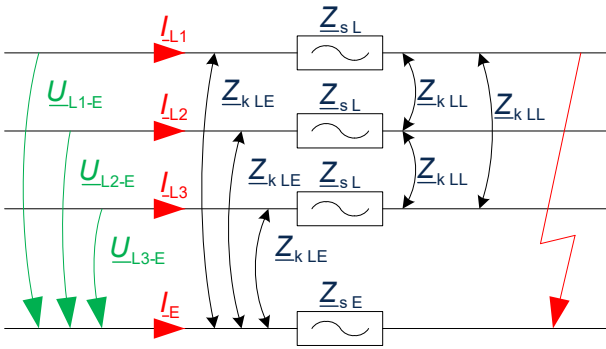


Bild 1: Fehler in der Leiter-Erde-Schleife L1-E (natürliches System)

Mit der Annahme einer symmetrischen Kopplung wird für die Fehlermasche das folgende Ersatzschaltbild aufgestellt.

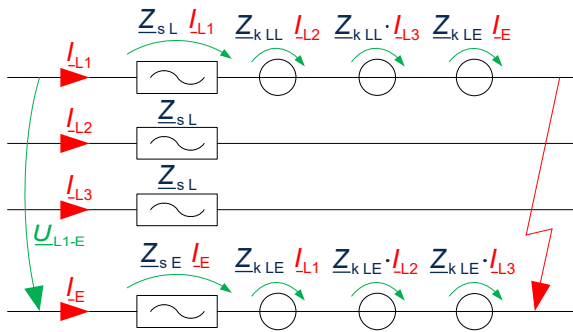


Bild 2: Leiter-Erde-Schleife L1-E (natürliches System) mit Berücksichtigung der Verkopplung in der Fehlermasche

Mit der in Bild 2 dargestellten Fehlerschleife wird der Maschenumlauf gebildet. Die Summe der Leiterströme wird zum Erdstrom nach Gl. (1) zusammengefasst.

$$U_{L1-E} = (Z_{sL} - Z_{kLL}) \cdot I_{L1} - (Z_{sE} - Z_{kLE} - (Z_{kLE} - Z_{kLL})) \cdot I_E \quad (2)$$

Mit der Maschengleichung lassen sich die Impedanzen in symmetrischen Komponenten beschreiben.

$$Z_1 = Z_{sL} - Z_{kLL} \quad (3)$$

$$Z_E = Z_{sE} - Z_{kLE} - (Z_{kLE} - Z_{kLL}) \quad (4)$$

Mit den Impedanzen in symmetrischen Komponenten lässt sich die allgemeine Ersatzschaltung für eine Leiter-Erde-Schleife darstellen.

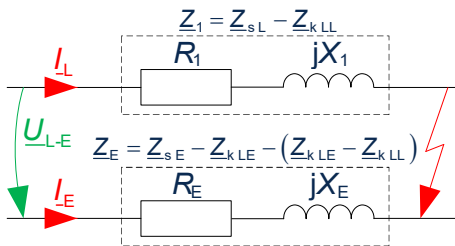


Bild 3: Vereinfachte Darstellung von Fehlern in Leiter-Erde-Schleifen

Die im Fehlerfall zu berechnende Impedanz ergibt sich aus der Maschengleichung (5) der betroffenen Leiter-Erde-Schleife.

$$U_{L-E} = I_L \cdot Z_1^l \ell_K - I_E \cdot Z_E^l \ell_K = I_L \cdot Z_1 - I_E \cdot Z_E \quad (5)$$

B. Kompensation der Erdimpedanz – Berechnung im Frequenzbereich

Die Berechnung im Frequenzbereich setzt komplexe Zeiger von Strom und Spannung voraus. Diese werden vorab mit entsprechenden Algorithmen bestimmt.

Um unabhängig von der Fehlerschleife die gleiche Impedanz zu verwenden, wird wie bei Leiter-Leiter-Fehlern auch bei Leiter-Erde-Fehlern die Mitsystemimpedanz Z_1 berechnet. Hierfür muss in jedem Fall die Erdimpedanz Z_E kompensiert werden. Die Umsetzung erfolgt nach 2 unterschiedlichen Methoden.

1) Methode 1 – Mit komplexem Erdfehlerfaktor k_E

Die Mitimpedanz Z_1 berechnet sich durch Umstellung der Maschengleichung (5).

$$Z_1 = \frac{U_{L-E}}{I_L - \frac{Z_E}{Z_1} \cdot I_E} = \frac{U_{L-E}}{I_L - k_E \cdot I_E} = R_1 + jX_1 \quad (6)$$

Der k_E -Faktor ist dabei ein fehlerentfernungsunabhängiger, komplexer Drehoperator, welcher aus den Leitungsparametern berechnet wird.

$$k_E = \frac{Z_E}{Z_1} = \frac{Z_0 - Z_1}{3 \cdot Z_1} \quad (7)$$

2) Methode 2 – Durch Trennung der Erdimpedanz [6]

Bei dieser Variante erfolgt zunächst die Trennung der Impedanzen in Real- und Imaginärteil.

$$U_{L-E} = I_L \cdot (R_1 + jX_1) - I_E \cdot (R_E + jX_E) \quad (8)$$

$$U_{L-E} = R_1 \cdot \left(I_L - \frac{R_E}{R_1} I_E \right) + jX_1 \cdot \left(I_L - \frac{X_E}{X_1} I_E \right) \quad (9)$$

Im Gegensatz zur Berechnung mit einem komplexen k_E -Faktor sind hier zwei *reelle* Faktoren k_{RE} und k_{XE} zur Erdstromkompensation erforderlich. Entsprechend der Methode 1 müssen diese aus den Leitungsparametern bestimmt werden.

$$I_R = I_L - \frac{R_E}{R_1} \cdot I_E = I_L - k_{RE} \cdot I_E \rightarrow k_{RE} = \frac{R_E}{R_1} \quad (10)$$

$$I_X = I_L - \frac{X_E}{X_1} \cdot I_E = I_L - k_{XE} \cdot I_E \rightarrow k_{XE} = \frac{X_E}{X_1} \quad (11)$$

Resistanz und Reaktanz lassen sich nach Aufteilung der Gl. (8) in Real- und Imaginärteil nach den Gln. (12) und (13) berechnen.

$$R_1 = \frac{\text{Re}\{U_{L-E}\} \cdot \text{Re}\{I_X\} + \text{Im}\{U_{L-E}\} \cdot \text{Im}\{I_X\}}{\text{Re}\{I_R\} \cdot \text{Re}\{I_X\} + \text{Im}\{I_R\} \cdot \text{Im}\{I_X\}} \quad (12)$$

$$X_1 = \frac{\text{Im}\{U_{L-E}\} \cdot \text{Re}\{I_R\} - \text{Re}\{U_{L-E}\} \cdot \text{Im}\{I_R\}}{\text{Re}\{I_R\} \cdot \text{Re}\{I_X\} + \text{Im}\{I_R\} \cdot \text{Im}\{I_X\}} \quad (13)$$

C. Kompensation der Erdimpedanz – Berechnung im Zeitbereich

Zur Bestimmung der Mitimpedanz wird die Maschengleichung (5) im Zeitbereich gelöst.

$$u_{L-E}(t) = i_L(t) \cdot R_1 - i_E(t) \cdot R_E - \frac{d i_L(t)}{dt} \cdot L_E + \frac{d i_L(t)}{dt} \cdot L_1 \quad (14)$$

Entsprechend der Berechnung im Frequenzbereich kann der \underline{k}_E -Faktor durch zwei verschiedene Methoden berücksichtigt werden.

1) *Methode 1 – Mit komplexem Erdfehlerfaktor \underline{k}_E*

Die Herausforderung bei dieser Methode besteht in der Berücksichtigung des komplexen \underline{k}_E -Faktors mit Momentanwerten (Zeitbereichsgrößen). Es können zwei konventionelle und ein neuartiges Verfahren zum Einsatz kommen.

a) *Konventionell*

Bei der konventionellen Berechnung wird der Momentanwertverlauf des Erdstroms korrigiert. Durch Zusammenfassen der Ströme nach Gl. (15) lässt sich die modifizierte Maschengleichung (16) aufstellen.

$$i(t) = i_L(t) - i_{E \text{ KORR}}(t) = i_L(t) - f(i_E(t), \underline{k}_E) \quad (15)$$

$$u_{L-E}(t) = i(t) \cdot R_1 + \frac{d i(t)}{dt} \cdot L_1 \quad (16)$$

Der modifizierte Strom $i(t)$ wird dann einem Abtastalgorithmus übergeben, welcher durch Lösen von Gl. (16) die Mitimpedanz bestimmt. Eine Korrektur des Erdstroms durch die Berechnung des Produkts von komplexem \underline{k}_E -Faktor und dem Zeitverlauf $i_E(t)$ ist jedoch nicht ohne weiteres möglich.

Der Momentanwertverlauf $i_{E \text{ KORR}}(t)$ kann dennoch bestimmt werden, wenn der Zeitverlauf $i_E(t)$ entweder in Abhängigkeit des komplexen \underline{k}_E -Faktors skaliert und zeitlich verschoben wird (Variante ZV) oder dieser numerisch differenziert und mit Real- und Imaginärteil des \underline{k}_E -Faktors zusammengefasst wird (Varianten DF).

Beide Varianten werden im Folgenden gegenübergestellt.

VARIANTE ZV – ZEITLICHES VERSCHIEBEN

In der komplexen Ebene wird der \underline{k}_E -Faktor mit Gl. (17) und der Momentanwertverlauf mit einem rotierenden Zeiger nach Gl. (18) beschrieben.

$$\underline{k}_E = |\underline{k}_E| \cdot [\cos(\angle \underline{k}_E) + j \sin(\angle \underline{k}_E)] \quad (17)$$

$$\underline{i}_E(t) = \hat{i}_E \cdot [\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)] \quad (18)$$

Der korrigierte Zeitverlauf $i_{E \text{ KORR ZV}}(t)$ wird aus dem Realteil des komplexen Produkts bestimmt.

$$i_{E \text{ KORR ZV}}(t) = \text{Re}\{\underline{i}_E(t) \cdot \underline{k}_E\} \\ = \hat{i}_E \cdot |\underline{k}_E| \cdot \cos(\omega t + \angle \underline{k}_E) \quad (19)$$

Es wird ersichtlich, dass die Multiplikation eine Skalierung des Erdstroms um den Faktor $|\underline{k}_E|$ sowie eine stationäre Winkeldrehung zur Folge hat. Für die Berechnung im Zeitbereich bedeutet dies, dass der Momentanwertverlauf mit dem Betrag $|\underline{k}_E|$ multipliziert und um eine, vom Winkel abhängige Zeit $\Delta t = f(\angle \underline{k}_E)$ verschoben werden muss. Die zeitliche Verschiebung kann dabei immer nur für die Grundschwingungsfrequenz f_N korrekt bestimmt werden.

$$\Delta t(\angle \underline{k}_E) = \frac{\angle \underline{k}_E}{2\pi f_N} = \frac{\angle \underline{k}_E}{\omega_N} \quad (20)$$

Für den korrigierten Erdstromzeitverlauf lässt sich schreiben:

$$i_{E \text{ KORR ZV}}(t) = |\underline{k}_E| \cdot i_E \left(t + \frac{\angle \underline{k}_E}{\omega_N} \right) \quad (21)$$

Für die Impedanzberechnung wird dieser entsprechend der Variante ZV in Gl. (15) eingesetzt.

$$i_{ZV}(t) = i_L(t) - |\underline{k}_E| \cdot i_E \left(t + \frac{\angle \underline{k}_E}{\omega_N} \right) \quad (22)$$

Zur Berechnung der Mitimpedanz $Z_{1 ZV}$ werden dann Vektoren mit Momentanwerten der Leiter-Erde-Spannungen \mathbf{u}_{L-E} und der modifizierten Ströme \mathbf{i}_{ZV} verwendet.

$$Z_{1 ZV} = R_{1 ZV} + j\omega L_{1 ZV} = f(\text{Algo}(\mathbf{u}_{L-E}, \mathbf{i}_{ZV})) \quad (23)$$

VARIANTE DF – NUMERISCHE DIFFERENTIATION

Eine weitere Möglichkeit der Berechnung wird durch Definition eines Differential-Algebraischen Operators möglich.

Bei Betrachtung der Analogie zum Frequenzbereich entspricht die Multiplikation mit der imaginären Einheit einer Zeigerdrehung um $\pi/2$. Wenn im Zeitbereich von sinusförmigen Signalverläufen ausgegangen wird, kann eine Drehung um $\pi/2$ durch numerische Differentiation erfolgen.

$$\frac{d \sin(\omega t)}{dt} = \omega \cdot \cos(\omega t) = \omega \cdot \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) \quad (24)$$

Da nur die Grundschwingungskomponente korrigiert werden soll, muss eine Skalierung des Differentiationsergebnisses auf die Grundschwingungsfrequenz ω durchgeführt werden. Somit wird sichergestellt, dass lediglich die Winkeldrehung durch numerische Differentiation erfolgt.

$$\frac{1}{\omega} \cdot \frac{d \sin(\omega t)}{dt} = \frac{\omega}{\omega} \cdot \cos(\omega t) = \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) \quad (25)$$

Für die Berechnung des korrigierten Momentanwertverlaufes $i_{E \text{ KORR DF}}(t)$ lässt sich der Operator $k_{E \text{ OP}}$ wie folgt definieren.

$$k_{E \text{ OP}} := \left(\text{Re}\{\underline{k}_E\} + \frac{\text{Im}\{\underline{k}_E\}}{\omega} \cdot \frac{d}{dt} \right) \quad (26)$$

Die Anwendung des Operators auf den Momentanwertverlauf $i_E(t)$ liefert den korrigierten Erdstrom $i_{E \text{ KORR DF}}(t)$.

$$i_{E \text{ KORR DF}}(t) = k_{E \text{ OP}} i_E(t) \\ = \text{Re}\{\underline{k}_E\} \cdot i_E(t) + \frac{1}{\omega} \cdot \frac{d i_E(t)}{dt} \cdot \text{Im}\{\underline{k}_E\} \quad (27)$$

Für die Impedanzberechnung wird dieser entsprechend der Variante ZV in Gl. (15) eingesetzt.

$$i_{DF}(t) = i_L(t) - \text{Re}\{\underline{k}_E\} \cdot i_E(t) - \frac{d i_E(t)}{dt} \cdot \frac{\text{Im}\{\underline{k}_E\}}{\omega} \quad (28)$$

Für die Berechnung der Mitimpedanz $Z_{1 DF}$ werden Vektoren mit Momentanwerten \mathbf{u}_{L-E} und \mathbf{i}_{DF} verwendet.

$$Z_{1 DF} = R_{1 DF} + j\omega L_{1 DF} = f(\text{Algo}(\mathbf{u}_{L-E}, \mathbf{i}_{DF})) \quad (29)$$

b) *Neu: Variante AD – Berechnung von Admittanzen*

Bei einem neuen Verfahren [7] (Variante AD) wird zunächst die Admittanz durch Invertierung der Ansatzgleichung (6) betrachtet.

$$\frac{1}{Z_{1 AD}} = Y_1 = \frac{I_L}{U_{L-E}} - k_E \cdot \frac{I_E}{U_{L-E}} = Y_L - k_E \cdot Y_E \quad (30)$$

Da nach der Invertierung keine Summe im Nenner auftritt, kann die invertierte Impedanz als Differenz der Admittanzen

\underline{Y}_L und $\underline{k}_E \cdot \underline{Y}_E$ aufgefasst werden. Die Admittanzen \underline{Y}_L und \underline{Y}_E lassen sich als reziproke Berechnungsergebnisse ursprünglicher Distanzschutzalgorithmen interpretieren.

$$\underline{Y}_L = \underline{Z}_{L \text{ Algo}}^{-1} \quad \text{und} \quad \underline{Y}_E = \underline{Z}_{E \text{ Algo}}^{-1} \quad (31)$$

Dabei werden dem jeweiligen Algorithmus Vektoren mit Abtastwerten von Strom- und Spannungswerten \underline{i}_L bzw. \underline{i}_E und \underline{u}_{L-E} übergeben.

$$\underline{Z}_{L \text{ Algo}} = R_L + j\omega L_L = f(\text{Algo}(\underline{u}_{L-E}, \underline{i}_L)) \quad (32)$$

$$\underline{Z}_{E \text{ Algo}} = R_E + j\omega L_E = f(\text{Algo}(\underline{u}_{L-E}, \underline{i}_E)) \quad (33)$$

Die resultierende Mitsystemimpedanz der Leiter-Erde-Schleife berechnet sich aus der reziproken Differenz der Admittanzen \underline{Y}_L und $\underline{k}_E \cdot \underline{Y}_E$.

$$\underline{Z}_{1 \text{ AD}} = \underline{Y}_1^{-1} = (\underline{Y}_L - \underline{k}_E \cdot \underline{Y}_E)^{-1} \quad (34)$$

2) Methode 2 – Durch Trennung der Erdimpedanz [6]

Bei dieser Variante erfolgt zunächst die Trennung der Impedanzen in Resistanz und Induktivität.

$$\underline{u}_{L-E}(t) = R_1 \cdot \underline{i}_L(t) - R_E \cdot \underline{i}_E(t) + \frac{d \underline{i}_L(t)}{dt} L_1 - \frac{d \underline{i}_E(t)}{dt} L_E \quad (35)$$

$$\underline{u}_{L-E}(t) = R_1 \left[\underline{i}_L(t) - \frac{R_E}{R_1} \underline{i}_E(t) \right] + L_1 \cdot \frac{d}{dt} \left[\underline{i}_L(t) - \frac{L_E}{L_1} \underline{i}_E(t) \right] \quad (36)$$

Im Gegensatz zur Berechnung mit einem komplexen \underline{k}_E -Faktor sind hier zwei *reelle* Faktoren k_{RE} und k_{XE} zur Erdstromkompensation entsprechend den Gln. (10) u. (11) erforderlich. Die Multiplikation der Faktoren k_{RE} und k_{XE} mit Momentanwerten stellt kein Problem dar. Zur Impedanzberechnung werden die Ströme $i_R(t)$ und $i_X(t)$ in Gl. (36) eingesetzt.

$$i_R(t) = i_L(t) - \frac{R_E}{R_1} \cdot i_E(t) = i_L(t) - k_{RE} \cdot i_E(t) \quad (37)$$

$$i_X(t) = i_L(t) - \frac{L_E}{L_1} \cdot i_E(t) = i_L(t) - k_{XE} \cdot i_E(t) \quad (38)$$

$$\underline{u}_{L-E}(t) = R_1 \cdot i_R(t) + L_1 \cdot \frac{d i_X(t)}{dt} \quad (39)$$

Zur Berechnung der Impedanz werden dann Vektoren \underline{u}_{L-E} , \underline{i}_R und \underline{i}_X mit Abtastwerten der Leiter-Erde-Spannungen und der modifizierten Ströme für die Berechnung verwendet.

$$\underline{Z}_1 = R_1 + j\omega L_1 = f(\text{Algo}(\underline{u}_{L-E}, \underline{i}_R, \underline{i}_X)) \quad (40)$$

III. EINFLUSS DER IMPLEMENTIERUNG

Durch die Implementierung ergeben sich Unterschiede bei der Berechnung der Schleifenimpedanz. Da gerade nach Kurzschlusseintritt die schnelle und sichere Berechnung oberste Priorität hat, müssen Zeitverzögerungen, der Einfluss überlagerter Oberschwingungen und des abklingenden Gleichanteils im Kurzschlussstrom abgeschätzt werden.

A. Zeitverzögerungen

Bei der Bewertung zeitlicher Verzögerungen muss zwischen der Eigenzeit des eingesetzten Algorithmus und einer zusätzlichen, von der Implementierung abhängigen, Zeitverzögerung unterschieden werden.

1) Eigenzeiten von Distanzschutzalgorithmen

Eine korrekte Berechnung der Schleifenimpedanz kann nur erfolgen, wenn die Datenfenster des Algorithmus mit Abtastwerten eines Systemzustands gefüllt sind. Dies bedeutet, dass nach Eintritt des Fehlerfalls zunächst die *Eigenzeit des Algorithmus* gewartet werden muss, bis genügend Abtastwerte vorhanden sind und die Schleifenimpedanz sicher berechnet werden kann.

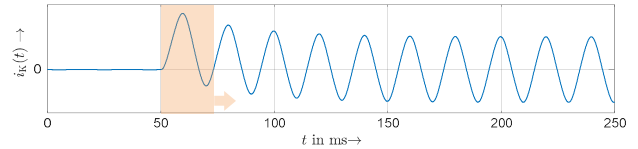


Bild 4: Datenfenster über Kurzschlussstromverlauf (exemplarisch)

Unterschiede ergeben sich durch die Wahl der Algorithmen bei Berechnung im Zeit- oder Frequenzbereich.

a) Berechnung im Frequenzbereich

Die Berechnung im Frequenzbereich setzt die Kenntnis komplexer Strom- und Spannungszeiger voraus. Algorithmen, welche Grundschwingungszeiger *sicher* auf Basis von Abtastwerten bestimmen, benötigen immer mindestens eine Periode der Grundschwingung. Bei 50-Hertz-Vorgängen beträgt die Eigenzeit deshalb mindestens 20 Millisekunden. Sie ist unabhängig von der Abtastrate der Messwerterfassung.

$$t_{\text{Eigen Algo FB}} \geq 20 \text{ ms} \quad (41)$$

b) Berechnung im Zeitbereich

Bei der Berechnung im Zeitbereich wird die DGL (14) gelöst. Die Bestimmung der Mitimpedanz ist bei differenzierenden Algorithmen, wie bei den Algorithmen von Lobos, mit wenigen Abtastpunkten (AP) möglich. Die A3- und A4- Methode von Lobos berechnet die Mitimpedanz mit 3 bzw. 4 AP. Die Eigenzeit des Algorithmus ist von der Abtastrate der Messwerterfassung abhängig (n - Anzahl der AP).

$$t_{\text{Eigen Algo Lobos}} = \frac{n-1}{f_{\text{Mess}}} \quad (42)$$

Wird die DGL (14) durch Integration gelöst, besteht ein Zusammenhang zwischen Eigenzeit des Algorithmus und der Größe sowie Anordnung der Integrationsfenster. Beim Algorithmus von McInnes/Morrison lässt sich die Eigenzeit durch die Anzahl der Abtastpunkte in einem Datenfenster und deren Überlappungsbreite beschreiben.

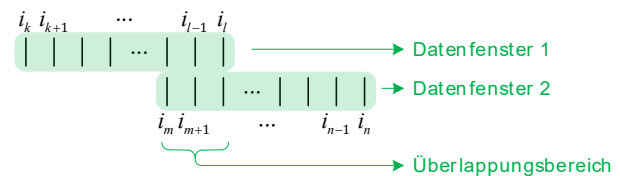


Bild 5: Datenfenster beim Algorithmus nach McInnes/Morrison

Die Eigenzeit des Algorithmus ist von der Abtastrate der Messwerterfassung abhängig (w_D - Anzahl der AP im Datenfenster; w_O - Anzahl der AP im Überlappungsbereich).

$$t_{\text{Eigen MIM}} = \frac{2 \cdot w_D - w_0 - 1}{f_{\text{Mess}}} \quad (43)$$

2) Einfluss der Implementierung

Der Einfluss der Implementierung hat bei Zeitbereichsalgorithmen Relevanz, da durch die Berechnungsmethoden zusätzliche Zeitverzögerungen auftreten können.

a) Variante ZV – Zeitliches Verschieben

Bei der zeitlichen Verschiebung des Momentanwertverlaufes ist das Vorzeichen des Winkels vom k_E -Faktor ausschlaggebend. Bei positiven Winkeln werden zum Berechnungszeitpunkt Abtastwerte benötigt, welche noch in der Zukunft liegen. In diesem Fall muss gewartet werden bis die Abtastpunkte aufgenommen wurden. Bei negativen Winkeln ist dies nicht der Fall, die Abtastwerte liegen in der Vergangenheit.

$$\Delta t_{\text{ZV}} = \begin{cases} \frac{1}{f_{\text{Mess}}} \cdot \left(\frac{\angle k_E}{2\pi} \cdot \frac{f_{\text{Mess}}}{f_N} \right) & \angle k_E > 0 \\ 0 & \angle k_E \leq 0 \end{cases} \quad (44)$$

b) Variante DF – Numerische Differentiation

Bei der numerischen Differentiation kommt es auf die Wahl des Differenzenquotienten an. Für die Berechnung des Quotienten wird die Differenz von Abtastwerten Δf in das Verhältnis zum Berechnungsintervall Δt gesetzt.

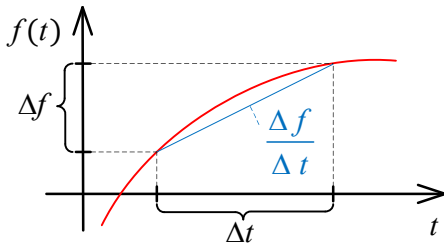


Bild 6: Differenzenquotient (allgemein)

Prinzipiell besteht die Möglichkeit die zeitliche Ableitung durch den Vorwärts- (VDQ), den Rückwärts- (RDQ) oder den zentralen Differenzenquotienten (ZDQ) zu berechnen.

Beim VDQ wird die zeitliche Ableitung durch die über ein Rechenintervall gewichtete Differenz dem älteren Abtastzeitpunkt zugeordnet. Bei der Berechnung des RDQ wird entsprechend vorgegangen, wobei der Anstieg dem zeitlich jüngeren Zeitpunkt zugeordnet wird.

Der ZDQ entspricht einer Mischung zwischen VDQ und RDQ. Bei dieser Variante wird die zeitliche Ableitung über 2 Rechenintervalle durch die Differenz des zeitlich in der Zukunft liegenden und einem zeitlich zurückliegenden Funktionswert bestimmt. Die zeitliche Ableitung wird dem mittleren Zeitpunkt zugeordnet.

$$\text{VDQ: } \left. \frac{df(t)}{dt} \right|_{t_i} = \frac{f(t_{i+1}) - f(t_i)}{\Delta T} \quad (45)$$

$$\text{RDQ: } \left. \frac{df(t)}{dt} \right|_{t_i} = \frac{f(t_i) - f(t_{i-1})}{\Delta T} \quad (46)$$

$$\text{ZDQ: } \left. \frac{df(t)}{dt} \right|_{t_i} = \frac{f(t_{i+1}) - f(t_{i-1})}{2 \cdot \Delta T} \quad (47)$$

Das Zeitintervall ΔT wird durch die Abtastrate der Messwerterfassung f_{Mess} bestimmt. Da beim RDQ zum Berechnungszeitpunkt alle Abtastwerte in der Vergangenheit liegen, tritt keine Zeitverzögerung auf. Beim VDQ und ZDQ muss ein Abtastintervall gewartet werden, da der für die Berechnung benötigte Funktionswert in der Zukunft liegt.

$$\Delta t_{\text{RDQ}} = 0 \quad (48)$$

$$\Delta t_{\text{VDQ}} = \Delta t_{\text{ZDQ}} = \Delta T = \frac{1}{f_{\text{Mess}}} \quad (49)$$

Alternativ können auch Approximationen mit Polynomen zur Anwendung kommen. Diese sind analytisch differenzierbar, kennzeichnen sich aber durch einen höheren Rechenaufwand.

c) Variante AD – Admittanzberechnung

Bei der neuen Variante muss der Distanzschutzalgorithmus im Relais doppelt so häufig aufgerufen werden. Dies stellt aber in modernen Relais durch hohe Rechenkapazitäten kein Problem dar. Eine zeitliche Verzögerung durch die Implementierung tritt nicht auf.

B. Interne Berechnung

Als weiterer Einfluss zählt die Verfälschung bei der Impedanzberechnung durch die Approximation von Abtastwerten bei der Variante ZV. Hintergrund ist, dass nicht ausgeschlossen werden kann, dass durch den Winkel des k_E -Faktors und der Abtastrate der Messwerterfassung, Abtastpunkte benötigt werden, welche zwischen zwei Abtastzeitpunkten liegen. In diesem Fall muss der Zeitverlauf approximiert werden. Zur Minimierung des numerischen Rechenaufwands erfolgt die Approximation vorwiegend durch Polynome ersten Grades.

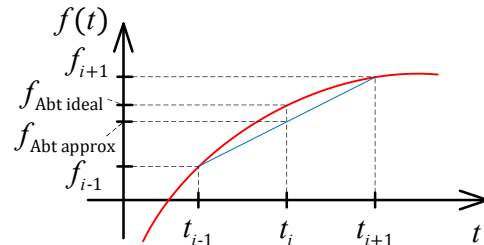


Bild 7: Kurvenapproximation mit einem Polynom ersten Grades

Approximationen dieser Art führen zu einem stationären Messfehler.

C. Einfluss des abklingenden Gleichanteils im Kurzschlussstrom

Generell muss immer mit einem abklingenden Gleichanteil im Kurzschlussstrom gerechnet werden, da dieser durch den Fehlereintrittszeitpunkt bestimmt wird. Der Kurzschlussstromverlauf setzt sich aus einem abklingenden Gleichanteil (DC-Anteil) und einem Wechselanteil (AC-Anteil) zusammen. Der abklingende Gleichanteil $i_{K\text{DC}}(t)$ wird mit einer Exponentialfunktion beschrieben. Das Abklingverhalten ist durch die Zeitkonstante der Kurzschlussmasche τ_K bzw. deren L_K/R_K -Verhältnis definiert. Der Wechselanteil $i_{K\text{AC}}(t)$ repräsentiert den Wechselanteil im Kurzschlussstrom.

$$i_K(t) = \sqrt{2} \cdot I_K'' \cdot \left[\sin(\omega t + \theta) + \sin(\theta) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_K}} \right] \quad (50)$$

1) Berechnung im Frequenzbereich

Bei der Berechnung im Frequenzbereich wird das Frequenzspektrum des abklingenden Gleichanteils betrachtet.

$$e^{-\frac{t}{\tau_k}} \circlearrowright \frac{\tau_k}{1+j\omega\tau_k} \quad (51)$$

Für das Amplitudenspektrum ergibt sich folgender Verlauf:

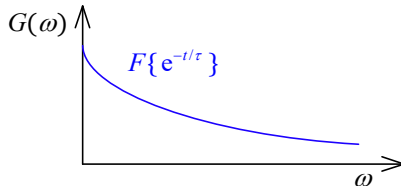


Bild 8: Amplitudenspektrum einer abklingenden Exponentialfunktion (exemplarisch)

Es ist ersichtlich, dass abklingende Gleichanteile auf den kompletten Frequenzbereich wirken. Algorithmen, welche auf Basis von Korrelation zur Grundschiwingung komplexe Zeiger berechnen, erfassen auch die Grundschiwingungsanteile der abklingenden Exponentialfunktion und werden verfälscht. Der Phadke-Ibrahim-Algorithmus mit einem Auswertefenster von einer Netzperiode hat die folgende Filtercharakteristik:

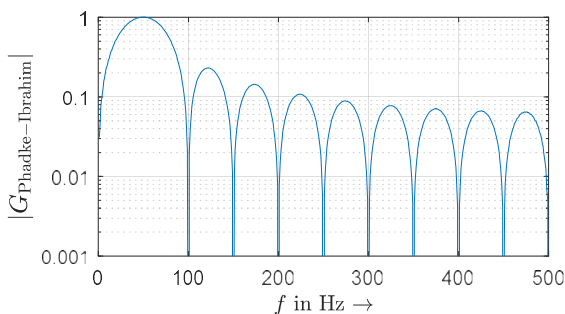


Bild 9: Filterkennlinie Phadke-Ibrahim-Algorithmus (auf 50 Hertz abgestimmt)

Setzt man die Filtercharakteristik in Relation zum Frequenzgang der abklingenden Exponentialfunktion, wird erkennbar, dass einige Frequenzanteile nur schwach gedämpft werden und damit zu einer Verfälschung des Ergebnisses des Algorithmus führen. Exakte Grundschiwingungszeiger können nur dann berechnet werden, wenn entweder der Gleichanteil vollständig abgeklungen ist oder durch gezieltes Design des Stromwandlers der Gleichanteil unterdrückt wird.

2) Berechnung im Zeitbereich

Da Zeitbereichsalgorithmen eine DGL lösen, muss der abklingende Gleichanteil möglichst genau übertragen werden, da sonst die Zeitverläufe nicht die Ansatzgleichung (16) beschreiben. Obwohl bei korrekter Übertragung Zeitbereichsalgorithmen exakt arbeiten, hat die Art der Implementierung einen Einfluss auf die Impedanzberechnung, wenn der Erdstrom mit konventionellen Varianten (Varianten ZV und DF) vor der Impedanzberechnung korrigiert wird.

Das Verfahren (Variante AD) arbeitet exakt, da der k_E -Faktor nach der Impedanzberechnung zur Korrektur verwendet wird.

a) Variante ZV – Zeitliches Verschieben

Beim Zeitlichen Verschieben des Momentanwertverlaufes kann immer nur die Grundschiwingungskomponente exakt verschoben werden. Hintergrund ist, dass die zeitliche Verschiebung auf die Grundschiwingung abgestimmt ist. Dabei wird die Zeitverschiebung nach Gl. (20) unter Einbeziehung der Netzfrequenz berechnet. Aus diesem Grund wäre eine exakte Berechnung nur möglich, wenn jede Spektralkomponente in Abhängigkeit des Winkels vom $\angle k_E$ -Faktor verschoben wird.

Da eine solche zeitliche Verschiebung praktisch nicht realisierbar ist, verfälschen abklingende Gleichanteile die Impedanzberechnung nach Kurzschlusseintritt.

b) Variante DF – Numerische Differentiation

Die Differentiation im Frequenzbereich entspricht einer Multiplikation mit $j\omega$.

$$\frac{d}{dt} \circlearrowright j\omega \quad (52)$$

Da auch bei dieser Variante der Differenzenquotient auf die Grundschiwingung abgestimmt ist, kommt es durch die Differentiation zur Verfälschung der im abklingenden DC-Anteil enthaltenen Spektralkomponenten. Je nach Frequenzverhältnis werden Spektralanteile reduziert ($\frac{\omega}{\omega_N} < 1$) o. verstärkt ($\frac{\omega}{\omega_N} > 1$). Durch die jeweils reduziert und verstärkt wirkenden Spektralanteile im Frequenzspektrum wird auch bei dieser Variante der Implementierung die Impedanzberechnung durch abklingende Gleichanteile nach Kurzschlusseintritt verfälscht.

D. Verhalten bei Oberschwingungen

Da generell Verzerrungen der Signale durch überlagerte Oberschwingungen nicht auszuschließen sind, kann die Impedanzberechnung durch diese verfälscht werden. Dabei muss unterschieden werden, ob die Berechnung im Zeit- oder Frequenzbereich erfolgt.

1) Berechnung im Frequenzbereich

Bei Berechnung der komplexen Zeiger durch Korrelationsfilter wird bei Betrachten der Filterkennlinie nach Bild 9 ersichtlich, dass überlagerte Oberschwingungen mit ganzzahliger Ordnung keinen signifikanten Einfluss auf die Zeigerberechnung haben, da diese nahezu vollständig unterdrückt werden. Korrelationsfilter berechnen demnach immer die Zeiger der Grundschiwingung und sind robust gegenüber Harmonischen.

2) Berechnung im Zeitbereich

Generell gelten die Zusammenhänge entsprechend Abschnitt III.C.2), wobei sich im Gegensatz zum exponentiell abklingenden Gleichanteil das Frequenzspektrum der Harmonischen auf Vielfache der Grundschiwingung beschränkt.

Zeitbereichsalgorithmen können durch überlagerte Harmonische verfälscht werden. Vorteilhaft kann der Einsatz des Algorithmus von McInnes/Morrison sein, da der Filtereffekt der Integration gezielt zur Unterdrückung bestimmter Harmonischer genutzt werden kann. Dabei ist es sinnvoll die Größe der Da-

tenfenster so zu wählen, dass diese vollständig mit der Periodenlänge einer Harmonischen übereinstimmen. Die durch Integration berechnete Fläche über dem Zeitverlauf des Spektralanteils ist dann Null, sodass die Berechnung der Signal-Zeit-Fläche nicht verfälscht wird und die Impedanzberechnung uneingeschränkt funktioniert.

Bei Berechnung nach den Varianten ZV und DF kommt es durch die in III.C.2)a) und III.C.2)b) beschriebenen Zusammenhänge zu Verfälschungen bei der Impedanzberechnung.

E. Einfluss von Impedanzen an der Fehlerstelle

Neben den Übergangswiderständen der Masterdungsanlage treten zusätzliche Impedanzen beim Brennen von Lichtbögen an der Fehlerstelle auf. Lichtbögen bilden eine in erster Näherung rechteckförmige Gegenspannung aus und besitzen eine zum Kurzschlussstrom vernachlässigbare Phasendifferenz. Für eine vereinfachte Grundschwingungsbetrachtung kann demnach zusätzlich eine konstante Resistanz in der Fehlermasche angenommen werden. Diese führt bei zweiseitiger Speisung in der Regel zu einem Messfehler in Resistanz und Reaktanz. Bei einseitig gespeisten Leitungen bildet sich der Messfehler je nach Art der Berücksichtigung des k_E -Faktors unterschiedlich in Resistanz und Reaktanz ab. Unterschiede ergeben sich durch die Kompensation der Erdimpedanz mit einem komplexen k_E -Faktor oder durch Trennung der Erdimpedanz (Vgl. Methode I und II in Abschnitt II).

Die Maschengleichung der fehlerbetroffenen Schleife lautet in diesem Fall:

$$U_{L-E} = I_L \cdot (Z_1 + R_{Zus}) - I_E \cdot Z_E \tag{53}$$

Der stationäre Messfehler lässt sich durch Auswertung der modifizierten Maschengleichung (53) bestimmen. Hierfür werden die im Distanzschutz berechneten Impedanzen bei einem zusätzlichen Widerstand in der Kurzschlussmasche dem impedanzlosen Kurzschluss gegenübergestellt. Der Koeffizientenvergleich liefert den stationären Messfehler ΔZ .

$$Z_{Mess} = Z_1 + \Delta Z = Z_1 + \Delta R + j\Delta X \tag{54}$$

Tabelle 1: Stationärer Messfehler bei zusätzlichem Lichtbogenwiderstand R_{Zus}

	Methode 1 (komplexes k_E)	Methode 2 (Trennung der Erdimpedanz)
$\Delta R =$	$\text{Re} \left\{ \frac{R_{Zus} \cdot I_L}{I_L - k_E \cdot I_E} \right\}$	$\frac{R_1 \cdot R_{Zus}}{R_1 + R_E}$
$\Delta X =$	$\text{Im} \left\{ \frac{R_{Zus} \cdot I_L}{I_L - k_E \cdot I_E} \right\}$	0

Bei der Impedanzberechnung nach Methode 1 bildet sich der Messfehler sowohl in der Resistanz, als auch in der Reaktanz ab. Zudem ist dieser abhängig vom Winkel des k_E -Faktors. Für den Spezialfall eines reellen k_E bildet sich der Messfehler auch bei Methode 1 nur in der Resistanz ab.

Durch die Trennung der Resistanz und Reaktanz nach Methode 2 führt ein zusätzlicher Widerstand zu einer Verfälschung in R-Richtung (Vgl. [6]). Die Reaktanz wird unverfälscht berechnet.

IV. BEISPIELRECHNUNG

Anhand zweier Simulationen werden im Folgenden die gezeigten Phänomene gegenübergestellt. Als Übertragungsstrecke wird eine 100 km lange Freileitung (Donaumastbild) angenommen. Der k_E -Faktor wird nach Gl. (7) berechnet.

$$k_E = \frac{Z_0 - Z_1}{3 \cdot Z_1} = 0,7683 - j 0,0627 \tag{55}$$

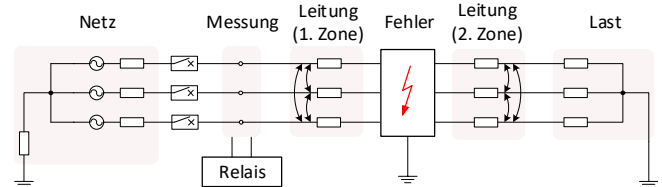


Bild 10: Netzmodell zum Vergleich der Berücksichtigung des Erdstromes

Die Distanz zum Fehlerort wird auf 80 % der Leitungslänge gelegt, welche üblicherweise die Grenze zwischen erster und zweiter Zone im Distanzrelais entspricht. Der Fehlereintrittszeitpunkt wird so gewählt, dass der Gleichanteil im Kurzschlussstrom maximal wird (vollverlagerter Kurzschlussstrom). Gegenübergestellt wird eine Berechnung mit idealen Signalverläufen (unverzerrte Signale) zu einer Simulation mit einem auf die Grundschwingung bezogenen Oberschwingungsanteil von 10 % der dritten Harmonischen in der Spannung. Der Oberschwingungspegel im Kurzschlussstrom ergibt sich durch die Impedanzen des simulierten Teilnetzes.

Für die Berechnung der Impedanzen in Echtzeit wird eine Abtastfrequenz von einem Kilohertz angenommen, so dass nach jeder Millisekunde eine neue Impedanz zur Verfügung steht. Die Berechnung im Zeitbereich erfolgt mit dem Algorithmus von McInnes/Morrison, wobei die Größe der Datenfenster mit 5 Abtastpunkten festgelegt wird. Hintergrund ist, dass bei einem derartigen Datenfenster und angenommener Abtastrate die dritte Harmonische nicht durch den Filtereffekt der Integration unterdrückt wird. Der Überlappungsbereich der Datenfenster wird mit 2 Abtastpunkten festgelegt.

Die Eigenzeiten der Algorithmen ergeben sich für den Phadke-Ibrahim-Algorithmus (Frequenzbereich) nach Gl. (41) und für den Algorithmus von McInnes/Morrison bei Berechnung mit der Variante ZV und AD nach Gl. (43). Bei der Variante DF kommt es durch die Berechnung mit dem zentralen Differenzenquotienten zu einer Erhöhung der Eigenzeit um Eine Millisekunde (Vgl. Gl.(49)).

Tabelle 2: Eigenzeiten der betrachteten Algorithmen

Bereich	Algorithmus	Eigenzeit
Frequenzbereich	Phadke-Ibrahim	20 ms
Zeitbereich	McInnes/Morrison (DF)	8 ms
Zeitbereich	McInnes/Morrison (ZV)	7 ms
Zeitbereich	McInnes/Morrison (AD)	7 ms

Dargestellt wird die Impedanz in der komplexen Ebene und getrennt für Resistanz und Reaktanz über der Zeit.

A. Berechnung mit unverzerrten Zeitverläufen

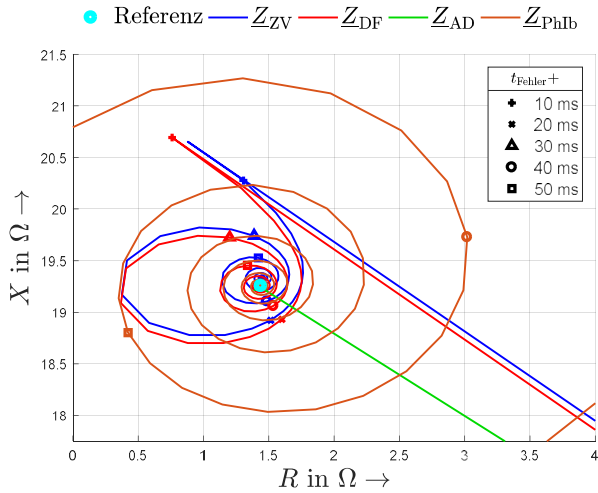


Bild 11: Unverzerrte Signale - Impedanzen in der komplexen Ebene

B. Berechnung mit überlagerten Oberschwingungen

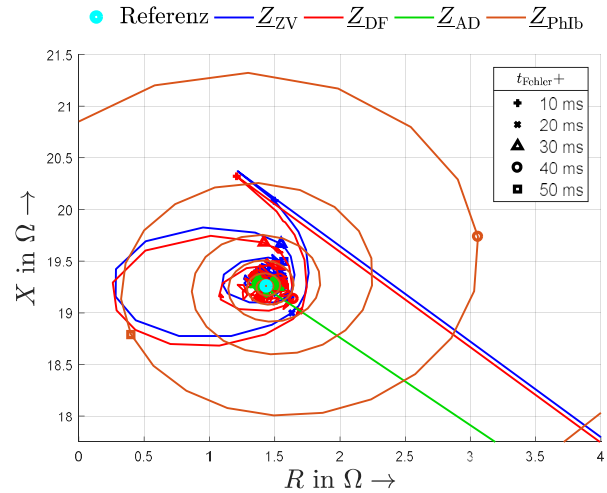


Bild 13: Verzerrte Signale - Impedanzen in der komplexen Ebene

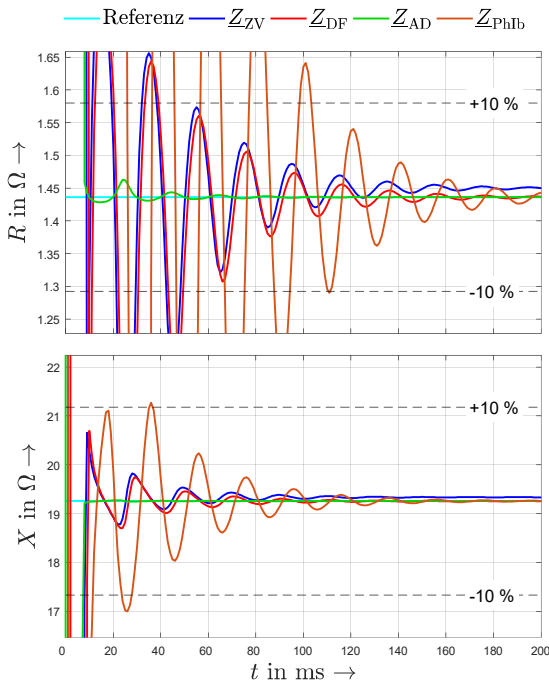


Bild 12: Unverzerrte Signale: Resistanz und Reaktanz nach Fehler-eintritt

Durch den exponentiell abklingenden Gleichanteil kommt es bei der Berechnung im Frequenzbereich und im Zeitbereich bei Variante ZV und DF zu einem Einschwingen um den Referenzwert. Weiterhin erreicht die Impedanz bei Berechnung nach der Methode ZV nicht die Referenz. Der stationäre Messfehler ist auf die Approximation des Erdstromes durch ein Polynom ersten Grades zurückzuführen (Vgl. Abschnitt III.B). Die Implementierung bei der Admittanzmethode verfälscht den Signalverlauf nicht, sodass die Impedanz sehr schnell auf dem Referenzwert liegt.

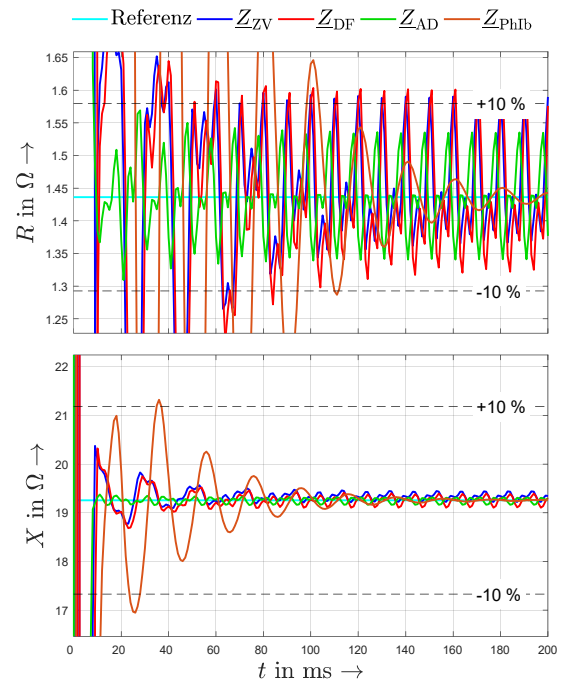


Bild 14: Verzerrte Signale: Resistanz und Reaktanz nach Fehler-eintritt

Neben dem Einfluss des exponentiell abklingenden Gleichanteils wird die Impedanzberechnung zusätzlich durch die Oberschwingungen verfälscht. Der Referenzwert wird nicht erreicht, jedoch zeichnet sich eine unterschiedliche Schwankebreite um den Referenzwert ab. Die Berechnung mit Admittanzen zeichnet sich insgesamt durch die geringste Schwankebreite aus.

V. ZUSAMMENFASSUNG

Für die Berechnung der Mitimpedanz bei Leiter-Erde-Fehlern kann der komplexe k_E -Faktor durch verschiedene Verfahren in die Berechnung eingebunden werden. Prinzipiell werden zwei Methoden verwendet, welche sich durch den Einfluss bei der Impedanzberechnung bei zusätzlichen Widerständen in der Kurzschlussmasche unterscheiden. Beide Methoden sind dennoch im Zeit- und Frequenzbereich anwendbar. Durch die Art der Implementierung kann gezielt Einfluss auf die transiente Genauigkeit der berechneten Mitimpedanz nach Fehlereintritt genommen werden. Die unterschiedlichen Möglichkeiten der Implementierung des k_E -Faktors haben dabei einen Einfluss auf zusätzliche Zeitverzögerungen. Weiterhin unterscheidet sich der Einfluss auf die Impedanzberechnung durch die Möglichkeiten der Implementierung bei überlagerten Spektralkomponenten, wie sie bei exponentiell abklingenden Gleichanteilen im Kurzschlussstrom oder bei überlagerten Oberschwingungen auftreten.

Tabelle 3: Einfluss auf Genauigkeit bei Zeitbereichsalgorithmen nach Methode 1

Einfluss	ZV	DF	AD
Zeitliche Verzögerung durch Implement.	Ja ($\angle k_E > 0$) Nein ($\angle k_E \leq 0$)	Ja (VDQ o. ZDQ) Nein (RDQ)	Nein
Harmonische und exponentiell abklingender Gleichanteil	Ja	Ja	Nein

Es konnte gezeigt werden, dass das Verfahren AD besonders gut geeignet ist. Da abklingende Gleichanteile dieses Verfahren nicht beeinträchtigen, kann ein Distanzschutzalgorithmus die Mitsystemimpedanz für Leiter-Erde-Fehler deutlich schneller und genauer bestimmen. Zudem entfällt die zeitliche Verzögerung, welche konventionelle Verfahren erfordern.

VI. ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS

AD	Admittanzverfahren (Berechnungsverfahren)
AP	Abtastpunkte
DF	Numerische Differentiation (Berechnungsverfahren)

DGL	Differentialgleichung
RDQ	Rückwärts-Differenzenquotient
VDQ	Vorwärts-Differenzenquotient
ZDQ	Zentraler Differenzenquotient
ZV	Zeitliches Verschieben (Berechnungsverfahren)

VII. LITERATUR

- [1] A. Phadke, T. Hlibka und M. Ibrahim, „A digital computer system for EHV substations: Analysis and field tests,“ *IEEE Transactions on PAS*, vol. PAS-95, pp. 291 - 301, 1976.
- [2] H.-J. Koglin und T. Lobos, „Distanzschutz mit Mikrorechnern,“ *etzArchiv*, Band 3, Heft 6, pp. 196 - 177, 1981.
- [3] A. McInnes und I. Morrison, „Real time calculation of resistance and reactance for transmission line protection by digital computers,“ *Electrical Engineering Transactions, Institute of Engineers of Australia*, pp. 16 - 23, 1971.
- [4] W. Smolinski, „An algorithm for digital impedance calculation using a single PI-section transmission line model,“ *IEEE Transactions on PAS*, pp. 1546 - 1551, 1979.
- [5] D. Nelles und H. Opperskalski, Digitaler Distanzschutz Verhalten der Algorithmen bei nichtidealen Eingangssignalen, Wiesbaden: DUV Deutscher Universitäts-Verlag GmbH, 1991.
- [6] G. Ziegler, Digitaler Distanzschutz Grundlagen und Anwendungen, 2 Hrsg., S. Aktiengesellschaft, Hrsg., Erlangen: Public Corporate Publishing, 2008.
- [7] Sprecher Automation GmbH, Erfinder: Carlo Liebermann, Jörg Meyer und Michael Kleemann, „Verfahren zur Steuerung eines Distanzschutzrelais durch Erkennung von Leiter-Erde-Fehlern“. Österreichisches Patent A 50107/2017, Erteilt am: 15. 07. 2018.

Identification of Dynamic Equivalents for Active Distribution Networks

Jens Denecke, Fekadu Schewarega, István Erlich

Department of Electrical Power Systems

University of Duisburg-Essen

Duisburg, Germany

jens.denecke@uni-due.de, fekadu.schewarega@uni-due.de, istvan.erlich@uni-due.de

Abstract— This paper presents a new approach for determining the dynamic equivalents of active distribution networks (ADN) for power system stability studies. The ADN - as a non-linear dynamic system - is postulated to be approximated by a composite model consisting of blocks with nonlinear static functions and linear time invariant (LTI) systems. This composite model is formulated and identified as a recurrent neural network (RNN). The approach together with the theoretical underpinnings have been explained, and the practical application demonstrated using commonly used software tools such as MATLAB neural network toolbox and DIGSILENT PowerFactory. The accuracy of the simulation results corroborates the underlying assumption.

Index Terms—Distributed power generation, wind energy integration, power system stability, recurrent neural networks, system identification.

I. INTRODUCTION

Dynamic equivalents are commonly used to represent external systems in power system dynamic studies. External system in this context refers to the part of the system, which is outside the main focus of the study. This reduces the computational burden, enables faster solution and simplifies the system to a manageable size. Additionally, in the current competitive market environment, in which different transmission or distribution system operators (TSO, DSO) stand in mutual market competition, system operators are likely to be reluctant to exchange their detailed models with one another. Dynamic equivalents enable the consideration of the effect of the neighboring system without the knowledge of its full details. An additional advantage of the dynamic model is that it can be derived using system identification techniques based on measurements or detailed simulation data.

Different methods for determining the dynamic equivalents of active distribution networks (ADN) are suggested in the literature. From the perspective of system identification, these approaches can be classified into gray box and black box identification methods. An overview is given in [1] and [2].

The gray box identification is based on partial knowledge about the composition of the system with unknown interactions being neglected. General parameter identification techniques such as the least squares method or global nonlinear optimization as well as power system specific techniques like coherency clustering or Prony analysis can be applied. Details about some of these approaches can be found in [3]-[9]. Generally, there is no information regarding the influence of the neglected interactions on the accuracy of the results.

Black box modelling assumes no prior knowledge of the system. That is why system structure and its parameter are both to be identified. Naturally, this is a more difficult task. It is shown in [10]-[12] that artificial neural networks can handle this task well. Another kind of black box identification is performed in the linear range around a systems equilibrium point covering the system's small signal behavior. Subspace methods and Hankel norm approximations, for instance, are used to generate linear models [13]-[15]. The performance of these methods depend on the level of the system's nonlinearity and the electrical distance of the events to be studied.

The existence of a solution for a model identification problem cannot generally be proven. To improve the chances of finding a solution, researchers tend towards higher order models. Depending on the complexity of the identification problem, the solutions of these higher order models might become too difficult to find, inaccurate or unstable. For problems with complex nonlinearities, it is useful to separate nonlinearity and dynamics if possible, and to split up the nonlinearity into input-, output- and transfer- nonlinearities. Using this approach, the complexity can be greatly reduced since every element only needs to be parametrized to fulfill a single purpose. The authors proposed such an approach in [16]. However, the nature of the nonlinearities, which was not discussed there, will be addressed in this work.

The remainder of this paper is structured as follows. First, the test system, on the basis of which the approach will be

illustrated, is introduced. Subsequently, the decomposition of the system into static and dynamic parts and its application to the test system will be discussed. Finally, the identification, implementation, and testing stages will be explained and some general conclusions deduced.

II. TEST SYSTEM

Fig. 2 shows the test system to be used for the illustration of the conceptual framework (phasor model in DIgSILENT PowerFactory version 2016 [17]). The boundary bus separates the 20-kVADN for which a dynamic model is to be derived from a 110-kV sub-transmission network supplied from 380-kV bus. The overall static load is 28.2 MW + j 7.1 Mvar. The generation of 26 MW in the ADN originates from three sources connected via converters (on the left and right 10 MW each, and 6 MW in the middle (Fig. 1)). Active and reactive power flows from the ADN towards the 110 kV grid are considered to be positive.

The inverters are modelled as controlled voltage sources. The control system consists of current controller together with fast voltage control including low voltage fault ride through (LVFRT) capability. The inverters' active and reactive power set points are $P_{ref} = 1$ p.u. and $Q_{ref} = 0$ p.u. The active and reactive current references are calculated based on power settings and the actual terminal voltage magnitude.

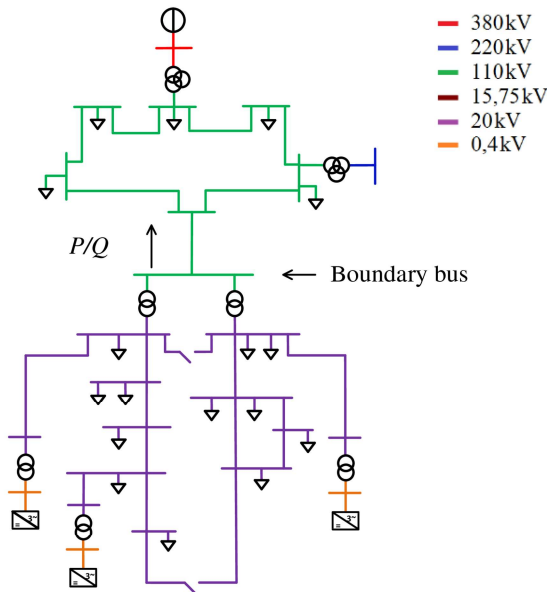


Fig. 1 Test system

III. ACTIVE DISTRIBUTION NETWORK AS A NONLINEAR SYSTEM

ADNs contain complex nonlinearities. These stem primarily from the characteristic of the multitude of devices to be found in modern ADNs. Additionally, implementation of the applicable grid codes in the control system, limitations and dead bands in the inverter control as well as transitions between different controller priorities, etc. all introduce nonlinearities [18]. A suitable dynamic equivalent of the

ADN is therefore required to reproduce these complex properties in dynamic studies.

A. Decomposition of a nonlinear dynamic system

As stated above, ADN can be perceived as a system in which the output of the system depends nonlinearly on its input. Composite models from interconnections between blocks with nonlinear functions and LTIs enable the modelling of such systems. The four basic types of those composite models are given in Fig. 2 together with their names and abbreviations [19].

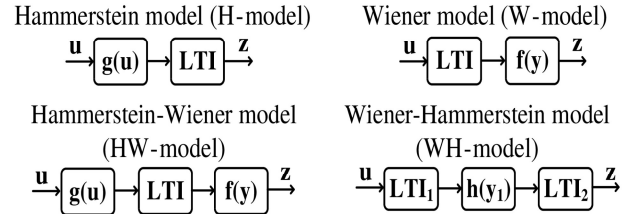


Fig. 2 Basic model block diagrams

It should be noted that these blocks do not describe actual physical system components. As a result, the signals between the blocks are not measurable, and only the inputs \mathbf{u} and outputs \mathbf{z} can be accessed. As a consequence, individual blocks cannot be identified independently.

B. Steady state nonlinearity

The approach for deriving the blocks that represent the ADN will now be discussed. One quantity that can give some insight into the model structure is the steady state nonlinearity. This is the function between input and output signals of the ADN in steady state, based on the assumption that the ADN can be decomposed into these blocks (Fig. 2).

Assuming that the LTI system is formulated in state – space form, the functional relationship between the input and output in steady state is given by (1) in symbolic form, with \mathbf{A} : the system, \mathbf{B} : the input, \mathbf{C} : the output, \mathbf{D} : the feedforward matrix. It follows from this that the input - output relationship for the H – model (Fig. 2) in steady state is given by (2), i.e., one linear transformation separates steady state nonlinearity from static nonlinearity. As one proceeds from the W – model (3) to WH – model (4) and then to HW – model (5), the relationships get more complex, but still the dynamics remain eliminated.

$$\mathbf{y} = (-\mathbf{CA}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}) \cdot \mathbf{w} \quad (1)$$

$$\mathbf{z} = [-\mathbf{CA}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}] \cdot \mathbf{g}(\mathbf{u}) \quad (2)$$

$$\mathbf{z} = \mathbf{g}([- \mathbf{CA}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}] \cdot \mathbf{u}) \quad (3)$$

$$\mathbf{z} = [-\mathbf{C}_2\mathbf{A}_2^{-1}\mathbf{B}_2 + \mathbf{D}_2] \cdot \mathbf{h}([- \mathbf{C}_1\mathbf{A}_1^{-1}\mathbf{B}_1 + \mathbf{D}_1] \cdot \mathbf{u}) \quad (4)$$

$$\mathbf{z} = \mathbf{f}([- \mathbf{CA}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}] \cdot \mathbf{g}(\mathbf{u})) \quad (5)$$

The approach will be illustrated using the test network (Fig. 1). The boundary bus voltage magnitude $|\underline{U}|$ is selected to be the input signal \mathbf{u} and the output signals \mathbf{z} are chosen to be the active as well as reactive powers P and Q , also measured at the boundary bus. Fig. 3 shows the measurement of the steady state nonlinearity using the software package PowerFactory. The input value ($|\underline{U}|$) is changed in steps and

the resulting P and Q are measured. The time interval between successive measurements is chosen large enough for the variables to reach their respective settling values.

It should be noted at the outset that Fig. 3 incorporates all nonlinearities arising from practical implementation. Some of the salient features of Fig. 3 and their physical origin can be explained as follows.

The curves from point A over B to C depict normal operation. Here active power has priority in inverter control. Between point A and B the inverter always operates above nominal voltage. In order to maintain the power reference, the inverter operates in this area with active current below the nominal value, with the remaining margin until 1 p.u. magnitude being used for voltage control. Between the points B and C, the inverter operates with voltage below nominal value. To protect inverters from over-currents, the active power needs to be reduced and no margin is free for voltage control. Therefore, the gradients of the graph between A and B and that between B and C are different.

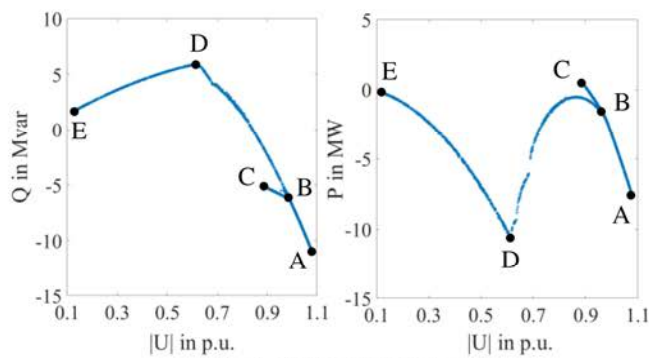


Fig. 3 Steady state nonlinearity

The curves from point B over D to E represent operation during fault. Here reactive power has priority in inverter control. The inverter reactive current reference is proportional to the voltage deviation from the nominal value. The P graph in this area shows the decreasing inverter current magnitude margin that is left for active current. At point D the inverter currents are purely reactive at 1 p.u. and there is no voltage dependency left in the inverter control between point D and E. That is why the static load characteristic of the static ADN loads can now be seen.

C. Test of Hammerstein model

The Hammerstein test can be performed to determine whether or not a static nonlinearity has to be expected at the output of the LTI.

The test for Hammerstein model structure makes use of the fact that static nonlinearities respond to two valued binary input signals with two valued binary output signals. Even if their amplitude is not known (since they are not measurable), their shape must be binary. In addition, it is known that the response of LTI to binary input signals has a step output, where the two amplitudes exhibit linear dependency. The conclusion from these two facts is that the Hammerstein model's response to two binary input signals with the same length must be equal, except for one scaling factor (Fig. 4).

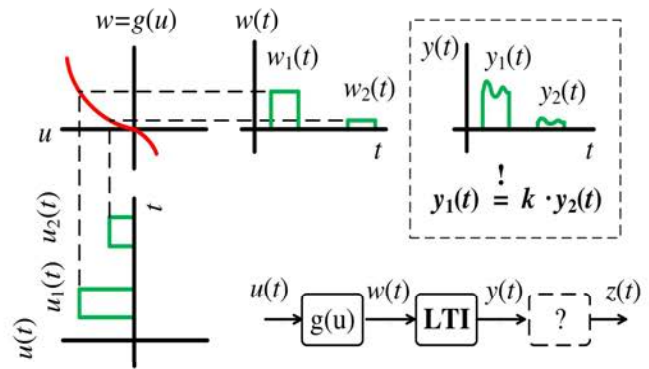


Fig. 4 Hammerstein model theoretical test for SISO system

Fig. 5 shows the application of this test to the ADN. The input signals of the ADN $|U_1|$ and $|U_2|$ as well as the output signals of the ADN P_1 and P_2 are measured at the boundary bus. For the sake of simplicity, only one output signal P is evaluated in this test. On the lower right side of Fig. 5, the pre-disturbance offset is eliminated and scaling is performed. Both signals are equal, in the steady state area of the step signals, which proves that the scaling was correct. The mismatch between both signals in the transient area proves that a composite model with a nonlinear block at the output is necessary. Now, only W-model or HW-model remain as alternatives.

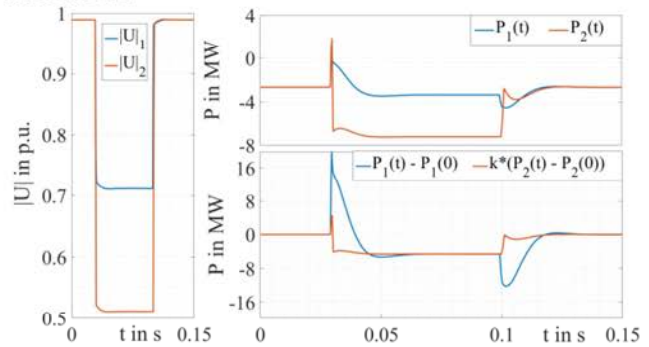


Fig. 5 Hammerstein model test in the ADN

D. Discontinuities in dynamics

In case that the LTI has more than one input, discontinuities in these inputs might be masked by the coupling between different inputs and outputs in the LTI or static nonlinearity. Therefore, the existence of such a nonlinearity cannot be deduced from the presence of the steady state nonlinearity alone.

Technically speaking, discontinuous inverter outputs will be masked by the continuous static loads and the natural coupling between active and reactive power in the network. To represent this behavior a composite model with a static nonlinear block at the input of the LTI is needed. Thus, the HW-model as the only model offering nonlinear blocks at input and output is left.

E. Memories in static nonlinear blocks

The two operation modes discussed in chapter III allow two different power values P and Q for each voltage value $|U|$

between the points B and C seen in Fig. 3. This behavior corresponds to a memory in the nonlinear block at the output of the composite HW – model. To implement this memory an additional binary input to the nonlinear output block providing information about the actual operation mode is necessary. However, the identification of the memory function is not part for this work.

IV. IDENTIFICATION

Since the HW – model’s inner signals are not measurable and many parameters are expected to be necessary to describe the complex static nonlinearity, the model is formulated as a RNN (Fig. 6).

The input nonlinearity representing discontinuities can be recreated with the help of a sigmoid activation function layer in the RNN. Two linear neural network layers represent the state and output equation of the LTI. Since the static nonlinearity shall be a function of $|U|$ the feedforward matrix is directly connected to the input. The static output nonlinearity is represented by two tangent hyperbolic and one linear layer.

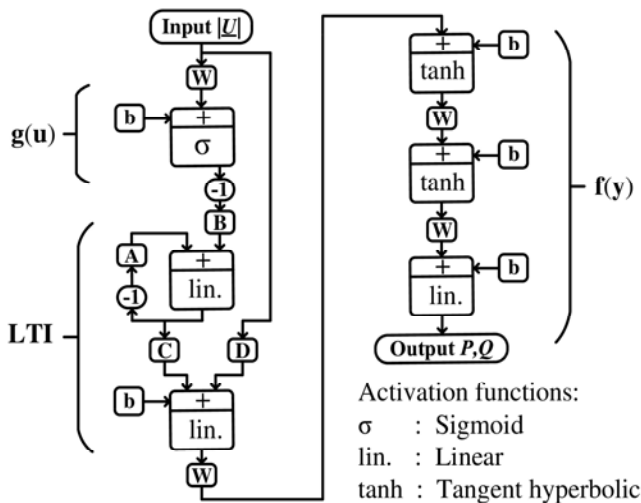


Fig. 6 HW - model as a RNN

The training data sequence needed for the RNN to learn the discontinuous nonlinear behavior of the ADN accurately needs to contain many sub-sequences where the system settles down. Therefore, step signals with constant amplitudes and 100 ms duration were generated. Between the steps the amplitude was changed randomly between 0.1 p.u. and 1.1 p.u. voltage magnitude. The overall length of the training sequence was 34 s with 1 ms sample time. One training could be computed within 15 – 20 min. using a standard PC.

Compared to the complexity of the static nonlinearity, the complexity of the dynamics is rather low. Therefore, the validation technique used in training is the one usually used for static problems the “random” division [20]. Comparison between “block” validated and “random” validated RNN trainings shows that random validation delivers better results for the same amount of samples.

The RNN is designed in the MATLAB neural network toolbox and the Levenberg Marquardt backpropagation algorithm is used for training. Since backpropagation algorithm is performing as a local search, the quality of the solutions usually depends on the initial weights and biases. However, the training converges well for different reasonable neuron configurations as well as different initial weights and biases.

V. IMPLEMENTATION

The RNN is trained for the range from actual power to nominal power. Therefore, the nominal load flow is represented via a static load with constant power characteristic in the equivalent (Fig. 7). The RNN is implemented in the Digsilent programming language DPL, where the LTI was transformed into continuous time domain and the tangent hyperbolic as well as the sigmoid layers are calculated using their exponential functions.

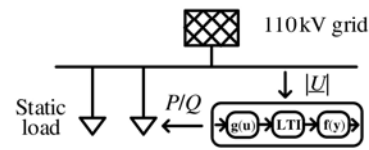


Fig. 7 Dynamic equivalent PowerFactory implementation

VI. TESTING

The testing involves comparison of the responses from the dynamic equivalents and original systems PowerFactory implementations to the same randomly generated voltage sequence. This voltage sequence is a step signal with randomly generated magnitudes between 0.1 p.u. and 1.1 p.u. and a fixed step length of 100 ms. Also, this sequence was not part of the training data from the RNN.

In Fig. 8 - 11 at the top dynamic equivalents and original systems boundary bus voltages are compared and both voltages are almost equal. In order to prove stability even after many transient periods and to check the accuracy in the steady state nonlinearity Fig. 8 and 10 show long sequences with many steps. The plots in the middle and bottom of Fig. 8 and 10 are showing P and Q measured at both dynamic equivalents and original systems boundary bus. The dynamic equivalent remains stable and captures the steady state nonlinearity almost everywhere with high accuracy. To check the accuracy in the dynamics a sub section of the long sequence from second 2 to 3 is shown in Fig. 9 and 11.

VII. CONCLUSION

The test system in this study was designed to represent a realistic ADN. Fully rated converter power electronic interfaces were chosen, because they are the most common grid connection type of renewable energy devices. Also, currently applicable German grid codes and controller limitations were considered to represent inverter behavior as realistically as possible.

Results show that the nonlinear dynamic behavior of this test case can be decomposed into a HW – model handling all

discontinuities except from the memory, which will be addressed in a subsequent study. Also, the HW – model trained as RNN shows satisfactory properties. Training converges fast within 15 – 20 min. using a standard PC and most of the stable solutions show sufficient accuracy.

In a future work, the memories will be implemented, type 3 wind turbines and other active ADN elements will be included.

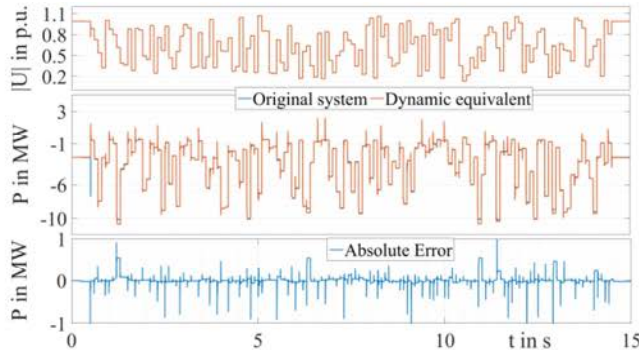


Fig. 8 Active power comparison simulation results DE and original long

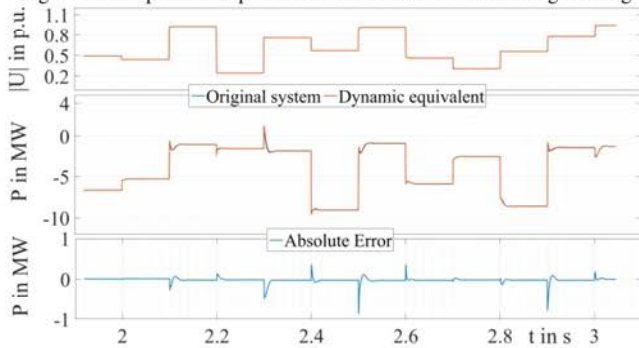


Fig. 9 Active power comparison simulation results DE and original short

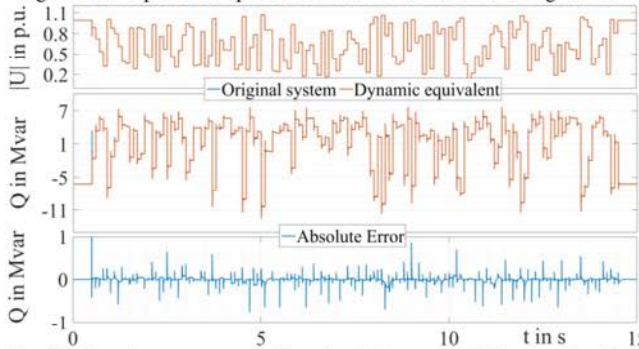


Fig. 10 Reactive power comparison simulation results DE and original long

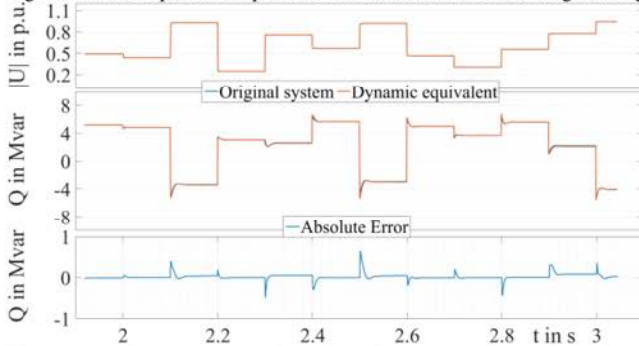


Fig. 11 Reactive power comparison simulation results DE and original short

REFERENCES

- [1] F. O. Resende, J. Matevosyan and J. V. Milanovic, "Application of dynamic equivalence techniques to derive aggregated models of active distribution network cells and microgrids," in *Proc. 2013 IEEE Grenoble Conf.*, pp. 1-6.
- [2] J. Matevosyan, S. Martinez Villanueva, S. Z. Djokic, J. L. Acosta, S. Mat Zali, F. O. Resende and J. V. Milanovic, "Aggregated models of wind-based generation and active distribution network cells for power system studies - literature overview," in *Proc. 2011 IEEE Trondheim PowerTech Conf.*, pp. 1-8.
- [3] T. N. Preda, K. Uhlen and D. E. Nordgård, "Clustering Distributed Generation using the instantaneous Euclidean Distance in polar coordinates," in *Proc. 2013 IEEE PES ISGT Europe Conf.*, pp. 1-5.
- [4] T. N. Preda and N. Hadjsaid, "Dynamic equivalents of active distribution grids based on model parameters identification," in *Proc. 2014 IEEE PES General Meeting | Conference & Exposition.*, pp. 1-5.
- [5] S. M. Zali and J. V. Milanovic, "Dynamic equivalent model of Distribution Network Cell using Prony analysis and Nonlinear least square optimization," in *Proc. 2009 IEEE Bucharest PowerTech*, pp. 1-6.
- [6] S. M. Zali and J. V. Milanović, "Generic Model of Active Distribution Network for Large Power System Stability Studies," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 28, pp. 3126–3133, August 2013
- [7] J. V. Milanović and S. M. Zali, "Validation of Equivalent Dynamic Model of Active Distribution Network Cell," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 28, pp. 2101–2110, August 2013
- [8] F. Fazliana, S. M. Zali and Z. Arizadayana, "Dynamic model of distribution network cell using artificial intelligence approach," in *Proc. 2014 IEEE 8th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO2014)*, pp. 172-177
- [9] F. O. Resende and J. A. Pecas Lopes, "Development of Dynamic Equivalents for MicroGrids using System Identification Theory," in *Proc. 2007 IEEE Lausanne Power Tech*, pp. 1033-1038.
- [10] A. Azmy and I. Erlich, "Identification of dynamic equivalents for distribution power networks using recurrent ANNs," in *Proc. 2004 IEEE Power Systems Conference and Exposition*, vol. 1, pp. 348-353
- [11] A. Azmy, I. Erlich, and P. Sowa P., "Artificial neural network-based dynamic equivalents for distribution systems containing active sources," *IEEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 151, pp. 681-688, November 2004
- [12] F. Fazliana, S. M. Zali, R. Norfadilah and M. A. Ismail, "Dynamic model of distribution network cell using artificial neural network approach," in *Proc. 2016 International Conference on Advances in Electrical, Electronic and Systems Engineering (ICAEEES)*, pp. 484-487
- [13] S. Demming, H. Pundt and I. Erlich, "Identification of external system equivalents for power system stability studies using the software package MATLAB", in *Proc. 1996 12th Power System Computation Conference*, pp. 1055-1061
- [14] D. Chaniotis and M.A. Pai, "Model Reduction in Power Systems Using Krylov Subspace Methods," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 20, pp. 888-894, 2005
- [15] A. Ishchenko, J. M. A. Myrzik and W. L. Kling, "Dynamic equivalencing of distribution networks with dispersed generation using Hankel norm approximation," *IET Generation, Transmission and Distribution*, vol. 1, pp. 818-825, 2007
- [16] J. Denecke and I. Erlich, "Dynamic Equivalents of Active Distribution Networks," in *Proc. 2017 IEEE PES General Meeting | Conference & Exposition.*, pp. 1-5.
- [17] DIgSILENT GmbH, "DIgSILENT PowerFactory 2016 User Manual," Tech. Rep., 2016.
- [18] *Grid Code High and extra high voltage*, Tennet TSO GmbH, 1-45, Nov. 2015.
- [19] Er-Wei Bai, *Block oriented Nonlinear System Identification*, vol. 404 Berlin Heidelberg: Springer, 2010, p. 3-10
- [20] MathWorks Inc. Divide Data for Optimal Neural Network Training. [Online]. Available: <https://de.mathworks.com/help/nnet/ug/divide-data-for-optimal-neural-network-training.html>

Bestimmung des Optimierungspotentials bei der Gestaltung des vertikalen Blindleistungsaustausches

Marcel Sarstedt, Steffen Garske, Lutz Hofmann

Institut für Elektrische Energiesysteme – Fachgebiet Elektrische Energieversorgung
Leibniz Universität Hannover
Hannover, Deutschland
sarstedt@ifes.uni-hannover.de

Abstract—Zur Ermittlung der optimalen Ausnutzung des technischen und wirtschaftlichen Optimierungspotentials der lokalen und vertikalen Blindleistungsflüsse wird in dieser Arbeit das klassische Optimal Reactive Power Dispatch (ORPD) Problem um ökonomische Aspekte auf Basis einer monetär bewerteten Zielfunktion (EORPD) erweitert. In einem ausgedehnten, integrierten Übertragungs- und Verteilnetzmodell (ITDG) werden dabei verschiedene Untersuchungsaspekte (z. B. Netzverlust-minimierung), betriebliche Freiheitsgrade (z. B. Transformatorstufung) sowie hierarchische Anforderungen (z. B. Restriktionen des vertikalen Blindleistungsaustausches) berücksichtigt. Dies führt zu einer multikriteriellen Zielfunktion, für deren Lösung ein geeignetes Optimierungsverfahren auszuwählen ist. In diesem Zusammenhang analysiert dieser Beitrag die Anwendung von drei verschiedenen Varianten der Partikelschwarmoptimierung (PSO) für die standardisierte und zuverlässige Lösung des EORPD. Darüber hinaus werden die PSO-Varianten hinsichtlich der Rechenzeit und der Qualität der Ergebnisse verglichen und bewertet. Damit wird eine standardisierte Bewertungsmethodik zur Bewertung von Gestaltungskonzepten für den vertikalen Blindleistungsaustausch innerhalb eines ITDG unter Berücksichtigung verschiedenster Untersuchungsaspekte angestrebt.

Stichworte—Partikelschwarmoptimierung, Optimal Reactive Power Dispatch, Blindleistungsmanagement, Übertragungsnetz, Verteilnetz

I. EINLEITUNG

Die Transformation des EES führt zu einer zunehmenden Verdrängung der konventionellen thermischen Kraftwerke im Übertragungsnetz durch dezentrale Erzeugungsanlagen, die hauptsächlich in den unteren Spannungsebenen der Verteilnetze installiert sind. Die Verteilnetzebene hat daher vor allem in Zeiten starker dezentraler Erzeugung einen zunehmenden Einfluss auf das Übertragungsnetz. Dies führt zu einer Veränderung der Anforderungen an die Sicherstellung der Lastdeckung und somit an die Wirkleistungsbereitstellung sowie die damit einhergehende Koordination des vertikalen Wirkleistungsaustausches zwischen beiden Systemebenen. Zum anderen kommt es zu veränderten Anforderungen an das Blindleistungsmanagement und die Spannungsebenen

übergreifende Bereitstellung von Systemdienstleistungen [1]. Dazu gehören aufgrund der individuellen regionalen Eigenschaften der Verteilnetzebene einerseits eine Vielzahl von lokalen Randbedingungen. Andererseits weisen die heterogenen Verteilnetze jeweils unterschiedliche Wirk- und Blindleistungsreserven und damit Optimierungspotenziale im vertikalen Leistungsaustausch auf. Ein Beispiel ist die vertikale Blindleistungsbereitstellung zwischen der Übertragungs- und der Verteilnetzebene, die zwischen zwei verschiedenen Netzbetreibern und somit innerhalb zweier unterschiedlicher Netzfürungen abgestimmt werden muss [2]-[4].

Die Untersuchung solcher Fragestellungen erfordert die Einbeziehung einer Vielzahl verschiedener technischer und wirtschaftlicher Aspekte sowie eine gute Annäherung der vorhandenen Einflussfaktoren und Freiheitsgrade des ITDG-Modells. Für die Bewertung der hierarchischen Anforderungen an den vertikalen Blindleistungsaustausch für verschiedenen Netzkonstellationen ist es sinnvoll eine standardisierte Bewertungsmethodik zu formulieren [1]. Ziel dabei ist es, die Optimierungspotenziale durch eine mögliche Zusammenarbeit von Übertragungs- (ÜNB) und Verteilernetzbetreibern (VNB) bei einer gemeinsamen Betriebsführung abzuschätzen [1]. Diese Untersuchungsaspekte lassen sich im Allgemeinen in drei Kategorien einteilen:

Kat. 1 Technische Aspekte
z. B. Netzverluste, Kompensationsbedarf

Kat. 2 Ökonomische Aspekte
Betriebskosten, Netzausbaukosten

Kat. 3 Weitere, nicht monetär bewertbare Aspekte
z. B. Verletzung der technischen Restriktionen

Eine gemeinsame Bewertung verschiedener Untersuchungsaspekte in einer Zielfunktion ist durch die Verwendung von Gewichtungsfaktoren g möglich:

$$\min(f(\mathbf{x})) = \min(g_1 \cdot a(\mathbf{x}) + g_2 \cdot b(\mathbf{x}) + \dots) \quad (1)$$

Um eine willkürliche Gewichtung der einzelnen Zielfunktionsterme zu vermeiden, ist eine getrennte

monetäre Bewertung der einzelnen Untersuchungsaspekte mit Kostenfunktionen $K(x)$ vorteilhaft [4]:

$$\min(f(x)) = \min(K_1(a(x)) + K_2(b(x)) + \dots) \quad (2)$$

In Bezug auf die Analyse der potentiellen Verlustreduzierung im klassischen ORPD [7] wird die Gesamtkostenminimierung nach Gl. (2) durch den Einsatz dezentraler Leistungsbereitstellung sowie weiterer betrieblicher Freiheitsgrade im Folgenden als ökonomischer ORPD bzw. EORPD bezeichnet.

Ziel dieses Beitrags ist es, ein geeignetes und zuverlässiges Optimierungsverfahren für die standardisierte Lösung des EORPD zu beschreiben und auszuwählen (vgl. [1], [5]). Dazu wird das ursprüngliche Verfahren der PSO sowie zwei mögliche ergänzende Varianten dieses Ansatzes verwendet. Darüber hinaus soll ein Vergleich der drei PSO-Varianten das allgemeine Verbesserungspotential in Bezug auf die Rechenzeit und die Ergebnisqualität aufzeigen. Für die Bearbeitung weiterführender Forschungsfragen werden mögliche Verbesserungen des PSO-Algorithmus zur Lösung des EORPD beschrieben.

Zunächst wird in Kapitel II. die multikriterielle Zielfunktion (vgl. Gl. (2)) des EORPD eingeführt und näher erläutert. In Kapitel III. erfolgt die Definition des dadurch gebildeten Optimierungsproblems und die Auswahl der PSO als geeignetes Optimierungsverfahren. Weiterhin wird die Parametrisierung der ursprünglichen Algorithmen hinsichtlich der Lösung des EORPD angegeben. Innerhalb von Kapitel IV. werden die PSO-Varianten zur Lösung des EORPD eines exemplarischen ITDG angewendet und hinsichtlich ihrer Zuverlässigkeit in der Ergebnissuche, der Qualität der Ergebnisse sowie der Rechenzeit zur Lösung des EORPD verglichen und bewertet.

II. FORMULIERUNG DES OPTIMIERUNGSPROBLEMS

Der EORPD basiert auf dem klassischen ORPD, der eine Unterklasse des generellen Optimal Power Flow Problems ist [4], [8]. Er dient dazu, das technische Optimum in der Betriebsführung durch Minimierung der Netzverluste P_V (vgl. Bild 1) unter Beeinflussung der Spannungen und Blindleistungsflüsse in einem definierten Netzgebiet zu finden [4]-[8]:

$$\min(f(x)) = \min(P_V) \quad (3)$$

Betriebliche Freiheitsgrade stellen dabei die betrieblichen Freiheitsgrade von bspw. stufbaren Kompensationsanlagen sowie Transformatoren, sowie blindleistungsfähige Betriebsmittel wie konventionelle Kraftwerke und dezentrale Erzeugungsanlagen. Insbesondere die umrichtergekoppelten Betriebsmittel erhöhen die Flexibilität des Blindleistungspotentials und gewinnen dadurch zunehmend an Einfluss als betriebliche Freiheitsgrade [6].

A. Multikriterielle Zielfunktion

Um den ursprünglichen ORPD aus Gl. (3) zum EORPD zu transformieren werden die Netzverluste zunächst

monetär über die lineare Kostenfunktion K_V (vgl. [1]) bewertet und anschließend um weitere Untersuchungsaspekte in Gl. (5) erweitert [4]:

$$\min(f(x)) = \min(K_V(P_V)) \quad (4)$$

Zur Berücksichtigung von zusätzlichen Untersuchungsaspekten und der Hierarchien zwischen den Systemebenen werden weitere monetär bewertbare Zielfunktionsterme eingeführt (siehe [2], [4], [5]).

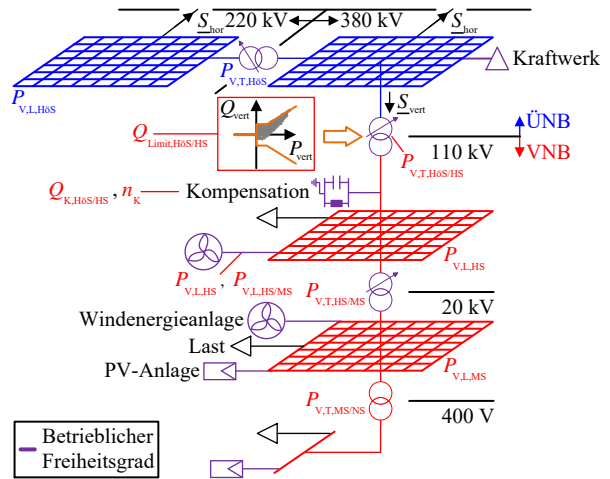


Bild 1. Terme der hierarchischen multikriteriellen Zielfunktion nach Gl. (5) für ein schematisches ITDG

Dafür wird ein spezifisches Optimierungsproblem auf Basis der innerhalb der Bewertungsmethodik festgelegten Untersuchungsaspekte definiert. Dieses Verfahren wird nun angewandt, um das gesamtwirtschaftliche Optimierungspotential heutiger und möglicher zukünftiger Gestaltungskonzepte für den vertikalen Blindleistungsaustausch innerhalb eines ITDG zu identifizieren [1]. Folgende Bewertungskriterien konnten dabei identifiziert und den drei in Kapitel I. genannten Kategorien für die Untersuchungsaspekte zugeordnet werden [1], [4]:

- Leitungs- $P_{V,L}$ und Transformatorverluste $P_{V,T}$ in der Übertragungs- und Verteilnetzebene \rightarrow (Kat. 1)
- Entschädigungszahlungen des VNB bei Verletzen der vertikalen Blindleistungsvorgaben (vgl. Bild 1., orangefarbene Markierung) \rightarrow (Kat. 1/2)
- Ausbau von Kompensationsanlagen am HöS/HS-Umspannwerk (vgl. Bild 1.) \rightarrow (Kat. 2)

Durch Anwendung auf Netzmodelle unterschiedlicher Spannungsebenen, wie bspw. auf das ITDG in Bild 1 (HöS-NS), wird folgende exemplarische multikriterielle Zielfunktion (vgl. Gl. (2)), unter Berücksichtigung der Untersuchungsaspekte der Kategorie 1 und 2 sowie der Hierarchien zwischen ÜNB und VNB erhalten:

$$\begin{aligned} f(x) = & K_V \left(\sum P_{V,L,M\&S} + \sum P_{V,L,H\&S} + \sum P_{V,L,H\&S} \right) \\ & + K_V \left(\sum P_{V,T,M\&S/NS} + \sum P_{V,T,H\&S/MS} + \sum P_{V,T,H\&S/H\&S} + \sum P_{V,T,H\&S} \right) \quad (5) \\ & + K_{Limit} \left(\sum \Delta Q_{Limit,H\&S/H\&S} \right) + K_K \left(\sum Q_{K,H\&S/H\&S} \cdot n_K \right) \end{aligned}$$

Die Summanden werden iterativ durch eine stationäre Leistungsflussberechnung eines spezifischen Betriebspunktes bestimmt [9]. Die Lösung der hierarchischen multikriteriellen Zielfunktion des EORPD stellt ein nicht-lineares Optimierungsproblem dar. In Abhängigkeit der Modellierung von Transformatorstufungen und dem stufenweisen Hinzuschalten von Kompensationsanlagen wird das Problem zudem ein gemischt-ganzzahliges Optimierungsproblem.

B. Kostenfunktionen

Die Kostenfunktionen dienen der Überführung der verschiedenen Zielfunktionswerte auf eine gemeinsame skalare Form (siehe Abschnitt A). So soll statt fiktiver Gewichtungen eine möglichst sinnvolle und realistische Abschätzung der Relevanz der einzelnen Terme untereinander erreicht werden. Die einzelnen Faktoren der Gl. (5) setzen sich bspw. aus den folgenden Anteilen zusammen.

Einen Freiheitsgrad stellt der Zubau neuer Kompensationsanlagen oder der mögliche Ausbau der bisherigen Kompensationsleistung $Q_{K,HÖS/HS}$ an den HÖS/HS-Umspannwerken dar. Dadurch kann der vertikale Blindleistungsaustausch direkt beeinflusst werden und bei der Minimierung der Gesamtkosten nach Gl. (5) werden mögliche Entschädigungszahlungen oder die Kosten für Netzausbaumaßnahmen über ihre Kostenfunktionen gegenseitig abgewogen. Dafür bewertet die dazugehörige Kostenfunktion K_K sowohl die installierte Kompensationsleistung $Q_{K,HÖS/HS}$ als auch die benötigte Anzahl an Kompensationsanlagen n_K (vgl. [1]).

Die Kostenfunktion K_{Limit} bewertet Abweichungen des vertikalen Blindleistungsaustausches $\Delta Q_{Limit,HÖS/HS}$ bzgl. der Vorgaben des übergeordneten Übertragungsnetzbetreibers an die Verteilnetzebene (siehe Bild 1, orangefarbene Markierung) (vgl. [1]). Bei der Auswertung der so ermittelten fiktiven Gesamtkosten als Ergebnis des EORPD muss die Bedeutung der Entschädigungszahlungen im gesamtwirtschaftlichen Kontext gesondert berücksichtigt werden, da sie eine Zahlung zwischen den beiden untersuchten Akteuren darstellt. Eine weitere Möglichkeit bietet die Berücksichtigung der Entschädigungszahlungen als Nebenbedingung des EORPD und die Entfernung des entsprechenden Terms in Gl. (5), wobei bei dieser Variante keine Betriebspunkte außerhalb des vorgegebenen Betriebsbereichs (siehe Bild 1, orangefarbene Markierung) mehr zulässig wären.

Da die Zielfunktionstermen innerhalb der modularen Zielfunktion frei ausgewählt werden können, ermöglicht dieser Ansatz eine detaillierte Auswertung der verschiedenen Untersuchungsaspekte. Dadurch können auch die unterschiedlichen Interessen verschiedener Stakeholder, wie die Betriebsführungsziele verschiedener Netzbetreiber, bei der Bewertung von Gestaltungskonzepten für den vertikalen Blindleistungsaustausch Q_{vert} berücksichtigt werden (vgl. Bild 1) [4].

III. PARTIKELSCHWARMOPTIMIERUNG

Um die generelle Anwendbarkeit eines Optimierungsverfahrens innerhalb der entwickelten Bewertungsmethodik zu gewährleisten muss es folgende Aspekte berücksichtigen [1]:

- Grenzen der betrieblichen Freiheitsgrade
- Diskrete und kontinuierliche Freiheitsgrade
- Technische Nebenbedingungen
- Variable und modulare Zielfunktionen
- Weiträumige und knotenreiche ITDG-Modelle

Aufgrund dieser Anforderungen und insbesondere der Modularität der Zielfunktion des EORPD nach Gl. (5) ist ein metaheuristischer Ansatz als Optimierungsverfahren geeignet [4], [11]. Aufgrund der großräumigen Netzmodelle liegt der Fokus bei der Auswahl eines geeigneten Optimierungsverfahrens auf der Minimierung der Rechenzeit.

Eine Vielzahl von verschiedenen Metaheuristiken werden diskutiert, um den ursprünglichen ORPD zu lösen [11]. Insbesondere die PSO bietet zuverlässige Lösungen innerhalb einer akzeptablen Rechenzeit [7], [11]. Darüber hinaus ermöglichen mehrere Anpassungen des ursprünglichen PSO-Algorithmus eine gezielte Verbesserung hinsichtlich der Rechenzeit und der Ergebnisqualität [7], [8], [10].

A. Klassische Partikelschwarmoptimierung

Innerhalb der PSO wird eine Gruppe von Lösungen mithilfe der Zielfunktion $f(\mathbf{x}_i)$ gebildet und durch einen Schwarm von m Partikeln abgebildet. Jeder Partikel \mathbf{x}_i steht für eine mögliche Konstellation der Zustände der n Zielfunktionsvariablen [8]. Im ersten Schritt wird diese Lösung zufällig erzeugt, sodass alle Partikel in einem vordefinierten n -dimensionalen Suchgebiet verteilt werden $S \subset \mathbb{R}^n$. Jeder Schwarmpartikel bewegt sich mit einer Geschwindigkeit $\mathbf{v}_i(t)$ durch dieses Suchgebiet und nimmt dadurch eine neue Position $\mathbf{x}_i(t)$ in jedem Iterationsschritt t ein. Somit stellt ein Vektorelement von $\mathbf{x}_i(t)$ oder $\mathbf{v}_i(t)$ die Position oder die Geschwindigkeit einer Zielfunktionsvariable dar [8].

Ein Partikel \mathbf{x}_i ist dabei eine mögliche Lösung des Optimierungsproblems und besitzt einen spezifischen Fitnesswert F_i , der dem Zielfunktionswert von $f(\mathbf{x}_i)$ entspricht. In jedem Iterationsschritt wird dieser Fitnesswert F_i für alle Partikel über die jeweils neue Position im Suchgebiet $\mathbf{x}_i(t)$ und die Zielfunktion $f(\mathbf{x}_i)$ aktualisiert [7], [8].

In Bezug auf den EORPD steht die aktuelle Position eines Partikels für eine mögliche Konstellation der Zustände der betrieblichen Freiheitsgrade (bspw. Position des Transformatorstufenschalters). Damit kann ein spezifischer Netzzustand mithilfe einer Leistungsflussberechnung und damit über die Kostenfunktionen der Fitnesswert bestimmt werden. Bei der iterativen Ergebnissuche des Schwarmes wird die Geschwindigkeit der Partikel permanent durch das Wissen

um die Position und den Fitnesswert der anderen Partikel und durch ihre eigene Erfahrung beeinflusst [8]:

- p_{gb} Globalwert: Beste Position innerhalb des Schwarmes bei der bisherigen Ergebnissuche
- $p_{b,i}$ Individualwert: Beste Position eines Partikels bei der bisherigen Ergebnissuche

In jedem Iterationsschritt werden nachdem der Fitnesswert jedes Partikels innerhalb des Schwarmes mithilfe der Zielfunktion $f(x_i)$ bestimmt wurde die Geschwindigkeits- $v_i(t+1)$ und der Positionsvektoren $x_i(t+1)$ aktualisiert:

$$v_i(t+1) = w(t)v_i(t) + c_1r_1(p_{gb} - x_i(t)) + c_2r_2(p_{b,i} - x_i(t)) \quad (6)$$

$$x_i(t+1) = x_i(t) + k \cdot v_i(t+1) \quad (7)$$

Der Trägheitsfaktor $w(t)$ gibt an, wie stark die Geschwindigkeit eines Partikels im nächsten Iterationsschritt $v_i(t+1)$ von der aktuellen Geschwindigkeit $v_i(t)$ beeinflusst wird. Dabei sind w_{max} und w_{min} die anfängliche und die finale Trägheit der Partikel und t_{max} ist der maximale Iterationsschritt. Die Trägheit sinkt kontinuierlich im Verlauf der PSO [8]:

$$w(t) = w_{max} - t \cdot \left(\frac{w_{max} - w_{min}}{t_{max}} \right) \quad (8)$$

Durch den Trägheitsfaktor ergibt sich die Eigenschaft der PSO anfänglich den gesamten Suchraum S nach dem globalen Optimum abzutasten.

Im weiteren Verlauf der Ergebnissuche konzentriert sich die PSO auf ein immer lokaleres Suchgebiet in der Umgebung der jeweiligen Partikelpositionen p_{gb} und $p_{b,i}$, was die Qualität des Ergebnisses erhöht [8]. Basierend auf der stochastischen Charakteristik der PSO nehmen die Zufallsfaktoren r_1 und r_2 aus Gl. (8) zufällige Werte zwischen 0 und 1 ein. Die Zufallsfaktoren gewichten den Einfluss des Schwarmes über den Globalwert p_{gb} und die Auswirkung der eigenen Erfahrungen über den Individualwert $p_{b,i}$ auf die Geschwindigkeitsaktualisierung $v_i(t+1)$ in Gl. (8) [8].

Die Beschleunigungskoeffizienten c_1 und c_2 aus Gl. (8) repräsentieren den sozialen und den kognitiven Faktor innerhalb eines realen Schwarmverhaltens. Beide werden bei der Bildung des Verengungsfaktors k verwendet um eine zuverlässige Konvergenz der PSO in einer Lösung des Optimierungsproblems zu gewährleisten [8]:

$$k = \frac{2}{2 - \varphi - \sqrt{\varphi^2 - 4\varphi}}, \text{ mit } \varphi = c_1 + c_2 \geq 4 \quad (9)$$

Ein Beispiel für die Ergebnissuche der PSO (Gl. (8), (9)) ist in Bild 2. für ein zweidimensionales Suchgebiet (zwei Freiheitsgrade) gezeigt.

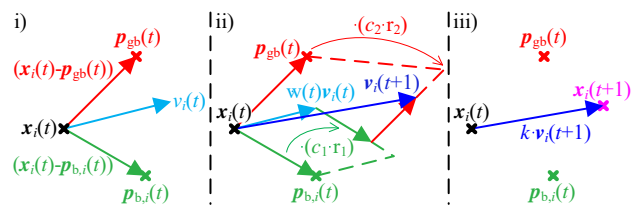


Bild 2. Vektoren der PSO im zweidimensionalen Suchgebiet

Je größer die Beschleunigungskoeffizienten sind, desto kleiner wird der Bereich der von den einzelnen Schwarmpartikeln bei der Ergebnissuche abgesucht. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die aktualisierten Geschwindigkeiten $v_i(t+1)$ zunehmend durch den Global- p_{gb} und den Individualwert $p_{b,i}$ beeinflusst werden. Gleichzeitig wird die aktualisierte Partikelposition $x_i(t+1)$ reagiert der Schwarm weniger auf die Geschwindigkeitsänderungen in $v_i(t+1)$ [7].

1) Betriebliche Freiheitsgrade

In der klassischen PSO können mögliche Grenzen der betrieblichen Freiheitsgrade wie bspw. die minimale bzw. die maximale Transformatorstufung nicht berücksichtigt werden. Aufgrund dessen wird ein "Set to limit"-Operator (SLO) eingeführt der das eindimensionale Suchgebiet S_k der Zielfunktionsvariable x_k auf $S_k \subset [x_{min,k}, x_{max,k}]$ beschränkt [7]. Wenn eine Grenze für den zulässigen Bereich einer Zielfunktionsvariable verletzt wird erfolgt eine Verschiebung der jeweiligen Partikelposition $x_{i,k}(t)$ auf den entsprechenden Grenzwert.

Für die Berücksichtigung diskreter Zielfunktionsvariablen in der PSO werden die Ergebnisse von Gl. (9) diskretisiert bei der Fitnessbewertung im folgenden Iterationsschritt verwendet [7]:

$$x_{i,k}(t) = \begin{cases} x_{i,k}(t) & : k \hat{=} \text{ierlich} \\ \lceil x_{i,k}(t) \rceil & : k \hat{=} t \end{cases}, \text{ für } k = 1, \dots, n \quad (10)$$

Beim nächsten Iterationsschritt werden in Gl. (6) und (9) die unbeeinflussten Partikelpositionen $x_i(t)$ verwendet. Dieser Ansatz führt zu keiner signifikanten Beeinflussung des Konvergenzverhaltens bei der Ergebnissuche [7].

2) Abbruchkriterien

Die iterative Ergebnissuche wird bis zum Erreichen eines der folgenden Abbruchkriterien (AK), die innerhalb der Parametrisierungsschritte definiert werden, nicht unterbrochen [7], [8]:

- $t = t_{max}$ Erreichen des maximalen Iterationsschrittes,
- $\min(f(x_i(t))) = \min(f(x_i(t-10)))$ Keine Änderung des Globalwertes über die letzten zehn Iterationsschritte,
- $p_{b,i} = p_{gb}$ for $i = 1, \dots, m$: Der gesamte Schwarm konvergiert im Globalwert,

Durch die Verwendung dieser Abbruchkriterien beim sogenannten Abbruchschritt wird die Rechenzeit verkürzt, da die PSO bei Eintritt dieser Bedingungen in einem Minimum stagniert und nicht weiter konvergiert [7].

B. Varianten der Partikelschwarmoptimierung

Der ursprüngliche PSO liefert zwar zuverlässig potentielle Lösungen des ORPD, aber wie bei Heuristiken üblich gibt es Verbesserungspotenziale in Bezug auf die Ergebnisqualität und die Rechenzeit. Die Anpassungen können sowohl eine verbesserte Parametrisierung, eine Modifikation sowie eine Erweiterung des ursprünglichen Algorithmus als auch eine Kombination mit anderen Optimierungsverfahren wie bspw. innerhalb eines mehrstufigen hybriden Optimierungsalgorithmus sein [7], [8]. Im Folgenden werden zwei mögliche Varianten der ursprünglichen PSO zur Lösung des EORPD beschrieben und anschließend die Parametrisierung beider Varianten und der ursprünglichen PSO vorgestellt.

1) Global Passive Congregated PSO

Die Global Passive Congregated PSO (GPAC) ergänzt einen zusätzlichen Summanden p_a zu der bereits aus (8) bekannten Gleichung zur Bestimmung der aktualisierten Geschwindigkeit der Schwarmpartikel $v_i(t+1)$ [8]:

$$v_i(t+1) = w(t)v_i(t) + c_1r_1(p_{gb} - x_i(t)) + c_2r_2(p_{b,i} - x_i(t)) + c_3r_3(p_a - x_i(t)) \quad (11)$$

Dieser Summand p_a stellt die Attraktivität eines zufälligen Schwarmpartikels dar und führt zu einer Orientierung des betrachteten Schwarmpartikels i hinsichtlich der aktuellen Position $x_a(t)$. Der Zufallsfaktor r_3 wird analog zu r_1 bzw. r_2 gebildet und der Attraktivitätsfaktor c_3 für den neuen Summanden unter Berücksichtigung von:

$$\varphi = c_1 + c_2 + c_3 \geq 4 \quad (12)$$

Die GPAC führt zu einem zufälligen Informationsaustausch innerhalb des Schwarmes [8]. Dies führt auch zu einer Änderung der Ergebnissuche und damit des Konvergenzverhaltens, indem der Summand für die Attraktivität anfangs zu einer schnelleren Verbesserung des Globalwertes führt um im weiteren Iterationsverlauf eine frühzeitige Konvergenz in einem lokalen Optimum verhindert. Dadurch wird die Qualität des Ergebnisses verbessert jedoch die erforderlichen Iterationsschritte und damit die benötigte Rechenzeit erhöht [8].

2) Hybride Multiagenten-PSO

Durch die Kombination der ursprünglichen PSO mit einem an die Ergebnissuche von Multiagentensystemen (MAS) angelehnten Algorithmus entsteht ein hybrides Optimierungsverfahren, das die individuellen Vorteile der einzelnen Verfahren kombiniert [7]. Diese hybride Multiagenten-PSO (HMAPSO) basiert auf einer erhöhten Interaktion bzw. Informationsaustausch zwischen den Partikeln und verwendet folgende aus MAS bekannte Parameter:

- Zweck/Ziel
- Umgebung
- Nachbarschaft
- Interaktionsregeln

Der Zweck bzw. das Ziel eines Partikels in der PSO ist derselbe eines Agenten im MAS, was die Kombination beider Optimierungsverfahren aufgrund dieser definierter

Schnittstelle sinnvoll macht [7]. In der HMAPSO nimmt ein Partikel p_i einen Platz in der Umgebungsmatrix E als Agent $a_{o,p}$ ein:

$$E = \begin{pmatrix} a_{1,1} & \cdots & \sqrt{m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{\sqrt{m},1} & \cdots & \sqrt{m} \end{pmatrix} \quad \begin{matrix} a_{o,p} = p_{o,p} \\ o, p = 1, \dots, \sqrt{m} \\ \sqrt{m} \in \mathbb{N} \end{matrix} \quad (13)$$

Basierend auf dieser gitterartigen Umgebung wird eine Nachbarschaft b_i für jeden Partikel/Agenten gebildet. Am folgenden Beispiel wird dies für die Nachbarschaft des Agenten $a_{1,1}$ gezeigt:

$$b_1(a_{1,1}) = (a_{2,1}, a_{\sqrt{m},1}, a_{1,2}, a_{1,\sqrt{m}}) \quad (14)$$

Die Interaktion zwischen den Agenten erfolgt durch den Wettbewerb innerhalb der Nachbarschaft durch den Vergleich der jeweiligen Fitnesswerte:

$$f(a_{o,p}) \leq \mathcal{G}_{o,p} \quad \text{mit} \quad \mathcal{G}_{o,p} = \min(f(b_i(a_{o,p}))) \quad (15)$$

Wenn Gl. (15) erfüllt ist, bleibt der Agent intakt, andernfalls wird er eliminiert und durch einen neugebildeten Agenten mit einer neuen Position $x_{neu,o,p}$ ersetzt. Für diese Neubildung gibt es zwei Strategien, die je nach Iterationsfortschritt angewendet werden.

a) Strategie 1: Normierte Vektortransformation

Bei dieser Strategie basiert die Neubildung auf der aktuellen Position des erfolgreichsten Partikels der Nachbarschaft x_g , die zunächst wie folgt normiert wird [7]:

$$x'_g = (x'_{g,1}, x'_{g,2}, \dots, x'_{g,n}) \quad \text{mit} \quad x'_{g,k} = \frac{x_{g,k} - x_{\min,k}}{x_{\max,k} - x_{\min,k}} \quad (16)$$

Danach ist eine Vektortransformation mit den Zufallszahlen $k_1, k_2 = \text{rand}([1,n])$ und den Grenzen $1 < k_1 < k_2 < n$ unabhängig von dem durch x_k repräsentierten Betriebsmittel möglich:

$$x''_g = (x'_{g,1}, \dots, x'_{g,k_1-1}, x'_{g,k_2}, x'_{g,k_2-1}, \dots, x'_{g,k_1+1}, x'_{g,k_1}, x'_{g,k_2+1}, \dots, x'_{g,n}) \quad (17)$$

Der Neubildung erfolgt in Abhängigkeit der zulässigen Grenzen der jeweiligen Zielfunktionsvariable:

$$x_{neu,o,p,k} = x_{\min,k} + x''_{g,k} \cdot (x_{\max,k} - x_{\min,k}) \quad (18)$$

Mit dieser Strategie wird eine weiträumigere und zufälliger Abtastung des Suchgebietes zu Beginn des Iterationsprozesses bis zum Erreichen des Iterationsschrittes t_{switch} erreicht. Danach wird Strategie 2 angewandt.

b) Strategie 2: Stochastischer Crossover

Diese Strategie führt zu einer detaillierteren lokalen Ergebnissuche im fortgeschrittenen Iterationsverlauf im Bereich der aktuellen Position des fittesten Agenten einer Nachbarschaft \mathbf{x}_g . Dieser Ansatz basiert auf einer Art stochastischem cross-over, der in genetischen Algorithmen verwendet wird [7]:

$$\mathbf{x}_{\text{neu},o,p} = \mathbf{x}_g + r_4 \cdot (\mathbf{x}_g - \mathbf{x}_{o,p}) \text{ mit } r_4 = \text{rand}([0,1]) \quad (19)$$

Für beide Strategien wird die SLO verwendet, um eine Lösung des Optimierungsproblems im zulässigen Suchgebiet zu erhalten.

3) Technische Nebenbedingungen

Das Optimierungsproblem des EORPD berücksichtigt bisher keine technischen Nebenbedingungen wie z. B. die Einhaltung des zulässigen Spannungsbandes $\mathbf{u}_{K,\min}$, $\mathbf{u}_{K,\max}$ die thermisch zulässigen Betriebsströme der Leitungen $\mathbf{i}_{\text{th,max}}$ und die maximale Auslastbarkeit der Transformatoren $s_{T,\max}$ [1], [4]:

$$\mathbf{u}_{K,\min} \leq \mathbf{u}_K \leq \mathbf{u}_{K,\max} \quad , \quad \mathbf{i}_{\text{th}} \leq \mathbf{i}_{\text{th,max}} \quad , \quad s_T \leq s_{T,\max} \quad (20)$$

Um die Einhaltung der technischen Nebenbedingungen (Kat. 3, nicht-monetär bewertbar) zu gewährleisten werden der Zielfunktion von Gl. (5) ein Bestrafungsfaktor $j(t)$ der mit dem Iterationsfortschritt skaliert und eine mehrstufige Bestrafungsfunktion $J(\mathbf{u}_K, \mathbf{i}_{\text{th}}, s_T)$ für technisch unzulässige Lösungen hinzugefügt (vgl. [10]).

$$f_{\text{neu}}(\mathbf{x}_i) = f(\mathbf{x}_i) + j(t) \cdot J(\mathbf{u}_K, \mathbf{i}_{\text{th}}, s_T) \quad (21)$$

Dies verhindert die Konvergenz in einem unzulässigen Betriebspunkt.

4) Algorithmus und Parametrisierung für den EORPD

Die Algorithmen der drei vorgestellten PSO-Varianten sind in Bild 3. unter Berücksichtigung der zuvor erläuterten Methoden als Operatoren dargestellt. Die Schnittstelle zwischen den PSO-Varianten und der Simulationsumgebung wird hervorgehoben. In diesen gehen die Lastflussberechnung, die multikriterielle Zielfunktion mit den betrieblichen Freiheitsgraden und das Netzmodell in den Optimierungsalgorithmus ein.

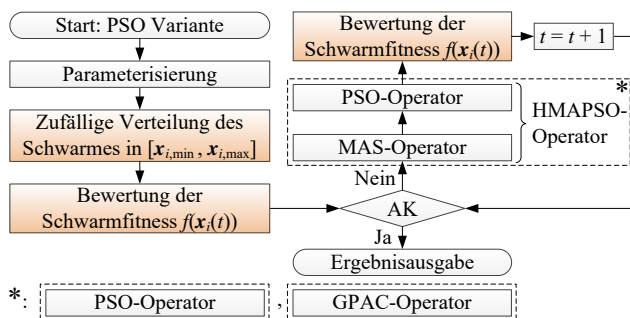


Bild 3. Algorithmus der drei eingeführten PSO-Varianten

Um die Varianten in Bezug auf die Qualität der Ergebnisse, das allgemeine Konvergenzverhalten und die

Rechenzeit vergleichen zu können, werden alle Methoden gleich parametrisiert (spezifische Parametrisierung: GPAC*, HMAPSO** in TABELLE I.).

TABELLE I. PARAMETRISIERUNG DER PSO-VARIANTEN [7], [8]

Max. Trägheit:	$w_{\max} = 1$	Schwarmgröße:	$m = 100$
Min. Trägheit:	$w_{\min} = 0.3$	Durchläufe:	$d = 50$
Max. Iterationsschritt:	$t_{\max} = 150$	Beschleunigungsfaktoren:	$c_1, c_2 = 2.05$
Strategiewechsel bei:	$*t_{\text{switch}} = 80$		** $c_1, c_2, c_3 = 1.37$

Die Grenzen der Zielfunktionsvariablen \mathbf{x}_{\min} , \mathbf{x}_{\max} sowie der Schrittweite der diskreten Zielfunktionsvariablen sind ressourcenspezifisch, wie z. B. die minimale und maximale diskrete Transformatorstufung.

IV. ERGEBNISSE – BEWERTUNG DER PSO-VARIANTEN

Die PSO-Varianten werden nun auf den in Kapitel II. beschriebenen EORPD angewendet, wobei das nachfolgend vorgestellte Beispiel eines ausgedehnten ITDG verwendet wird. Die Zielfunktion und der Aufbau des Netzmodells in Bezug auf die betrachteten Spannungsebenen und Freiheitsgrade werden aus Bild 1 und Gl. (5) übernommen. Für die Interpretation der Ergebnisse des EORPD zur gesamtwirtschaftlichen Analyse des Optimierungspotentials für verschiedene Gestaltungskonzepte der Vorgaben für den vertikalen Blindleistungsaustausch vgl. [1].

A. Untersuchungsregion

Das ITDG basiert auf einer Simulationsumgebung einer in [10] beschriebenen integrierten Netz- und Energiemarktsimulation (INES), die ein Übertragungsnetzmodell sowie mehrere Datenbanken und eine Kraftwerkseinsatzplanung beinhaltet (vgl. Bild 4. linke Seite). Ein synthetisches Verteilnetzmodell (vgl. Bild 4. rechte Seite) stellt die untergeordneten Spannungsebenen für einen kleineren regionalen Bereich dieses Übertragungsnetzmodells dar [9], [13]. Das so gebildete ITDG ermöglicht die Berücksichtigung einer Vielzahl von unterschiedlichen Systemdienstleistungen und betrieblicher Freiheitsgrade und deren Auswirkungen auf das Systemverhalten. Gleichzeitig wird der Modellierungsaufwand für die niedrigeren Spannungsebenen reduziert [9]. Trotz der detaillierten Analysen des abgegrenzten Untersuchungsgebietes wird immer noch das gesamte deutsche Übertragungsnetz simuliert.

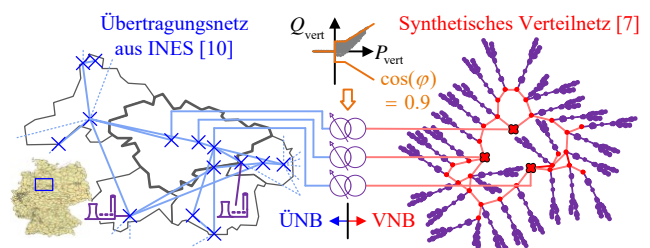


Bild 4. ITDG für das spezifische Untersuchungsgebiet DE929 [9], [12]

Im Rahmen der Untersuchung wird ein Betriebspunkt mit hoher Last und geringer dezentraler Erzeugung angenommen, was zu einer geringeren Leistungsreserve und damit zu einem kleineren Optimierungspotenzial führt. Damit ist ein geeigneter Ausgangspunkt für den Vergleich und die Bewertung der Zuverlässigkeit der PSO-Varianten gegeben. Neben den definierten Untersuchungsaspekten sind folgende Informationen für das Untersuchungsgebiet (vgl. TABELLE II.) gegeben.

TABELLE II. INFORMATIONEN ÜBER DAS UNTERSUCHUNGSGBIET

	Knoten	Betriebliche Freiheitsgrade	Netzverluste
ÜNB	14	2 Kraftwerke, 4 Transformatoren (380 kV/220 kV)	47.51 MW
VNB	1096	33 Transformatoren, 3 Kompensationsanlagen, 3 Windparks, 27 Flächenkraftwerke	9.16 MW

B. Ergebnisqualität

Alle drei PSO-Varianten führen zu einer zuverlässigen Lösung des EORPD nach Gl. (5) ohne verbleibende Bestrafungsterme innerhalb der 50 Simulationsdurchläufe. Dies kann exemplarisch durch die Betrachtung des Konvergenzverhaltens der HMAPSO für die Netzverluste pro Systemebene gezeigt werden (vgl. Bild 5.). Nach Erreichen eines Abbruchkriteriums wird der Verlauf der Ergebnisse als Konstante dargestellt.

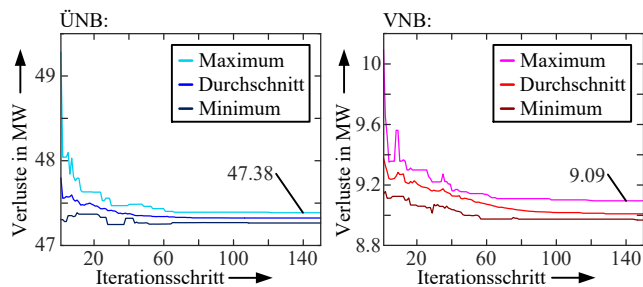


Bild 5. Konvergenzverhalten der Netzverluste bei der HMAPSO

Selbst die Lösungen mit der maximalen Verlustleistung (vgl. Werte in Bild 5.) sind trotz eines geringen Blindleistungspotentials der virtuellen Kraftwerke im analysierten Betriebspunkt geringer als das nicht optimierte ITDG (vgl. TABELLE II.).

C. Konvergenzverhalten

Wie in Bild 6 zu sehen ist, unterscheidet sich das Konvergenzverhalten der drei PSO-Varianten innerhalb der betrachteten Durchläufe in der Anzahl der benötigten Iterationsschritte bis zum Erreichen eines Abbruchkriteriums und der Streuung zwischen den Endergebnisse deutlich. Anhand des Durchschnittsverlaufs kann die Ergebnisqualität durch die Streuung s der Ergebnisse bewertet werden. Dies ist auch exemplarisch für die HMAPSO in Bild 6. dargestellt.

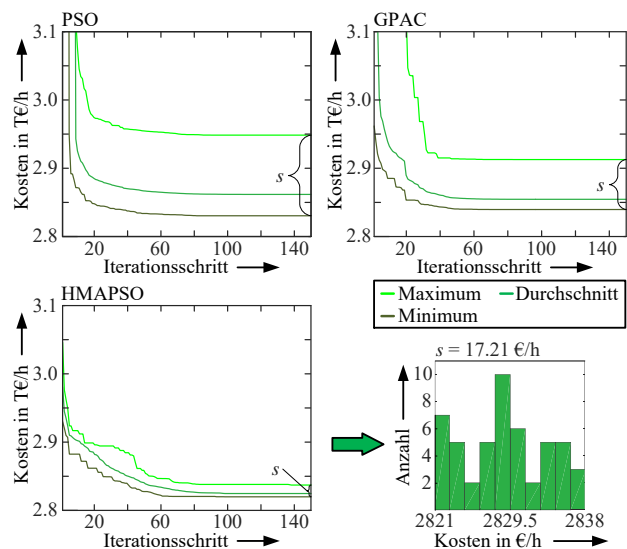


Bild 6. Konvergenzverhalten der Gesamtkosten

Die ursprüngliche PSO konvergiert im Durchschnitt schneller als die anderen beiden Varianten, was zu einer Verkürzung der Rechenzeit führt, es besteht jedoch auch die Möglichkeit, in einem lokalen Minimum und damit einer schlechteren Lösung zu stagnieren. Durch die Einbeziehung eines zusätzlichen Kommunikationsfaktors konvergiert die GPAC langsamer als die ursprüngliche PSO. Die Qualität der Ergebnisse ist zudem besser, was anhand des Vergleichs der Durchschnittsverläufe zu erkennen ist. Die gleiche Beziehung gilt zwischen der HMAPSO und die GPAC. Je komplexer die Anpassung des ursprünglichen Algorithmus ist, desto höher ist die Qualität der Ergebnisse und desto größer ist die Rechenzeit (vgl. Bild 6.). Ersteres zeigt der Vergleich der verbleibenden Streuung s der Ergebnisse, die innerhalb der HMAPSO vernachlässigbar klein wird.

Die Simulation läuft parallelisiert auf einem 3,2 GHz Quad-Core Prozessor mit 16 GB DDR4 RAM. Unabhängig von der PSO-Variante werden für das ITDG etwa 750.000 Lastflussberechnungen benötigt, die 96 % der gesamten Rechenzeit in Anspruch nehmen. Dennoch beeinflussen die Varianten den Abbruchschritt und damit die Rechenzeit (vgl. TABELLE III.).

TABELLE III. RECHENZEIT DER PSO-VARIANTEN

	PSO	GPAC	HMAPSO
Rechenzeit für 50 Durchläufe:	34.0 h	34.5 h	37.0 h

Die ursprüngliche PSO hat Vorteile in Bezug auf die Rechenzeit. Im Gegensatz dazu sind die GPAC und insbesondere die HMAPSO dafür geeignet, die Streuung der Ergebnisse zu verringern. Aufgrund dieser Eigenschaft werden weniger Durchläufe für eine zuverlässige Lösung des Optimierungsproblems benötigt und dadurch wird die Rechenzeit im Vergleich zur PSO insgesamt gekürzt. Aus diesem Grund kann die HMAPSO als das geeignetste Verfahren zur Lösung des EORPD in großräumigen ITDG unter den drei untersuchten PSO-Varianten identifiziert werden.

V. ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

In diesem Beitrag wird der EORPD als Erweiterung des klassischen ORPD-Problems vorgestellt. Für die Lösung dieses Optimierungsproblems wurden drei PSO-Varianten als potentielle Optimierungsverfahren innerhalb einer standardisierten Bewertungsmethodik beschrieben und miteinander verglichen. Der Vergleich erfolgt dabei an einem EORPD für ein großräumiges integriertes Übertragungs- und Verteilnetzmodell zur Optimierung des vertikalen Leistungsaustausches unter Einsatz einer Vielzahl betrieblicher Freiheitsgrade. Alle PSO-Varianten liefern plausible und zuverlässige Lösungen des EORPD. Es konnte jedoch das Verbesserungspotential hinsichtlich der Ergebnisqualität und der Rechenzeit durch die Erweiterung und Anpassung des ursprünglichen PSO-Algorithmus aufgezeigt werden. Zukünftige Studien sollten sich daher auf den Vergleich weiterer PSO-Varianten (z. B. Hybride Ansätze mit anderen Heuristiken) konzentrieren, da die Simulationen die generelle Anpassungsfähigkeit des PSO-Algorithmus an modulare und multikriterielle Zielfunktionen zeigten. Auch verschiedene Untersuchungsgebiete und modular erweiterte bzw. angepasste multikriterielle Zielfunktionen konnten mit dem vorgestellten Ansatz bereits analysiert werden. Basierend auf den dargestellten Ergebnissen werden die PSO-Varianten auf weitere Spannungsebenen übergreifende Optimierungsprobleme in groß angelegten ITDG unter verschiedenen Untersuchungsaspekten angewendet.

LITERATUR

- [1] ENTSO-E, "Reactive Power Management at T - D Interface", Brüssel, Belgien, 2016.
- [2] S. Garske, M. Sarstedt, L. Hofmann, "Bewertungsmethodik für die Anforderungen der Übertragungsnetzebene an die Blindleistungsbereitstellung der Verteilnetzebene", 15. Symposium Energieinnovation, Graz, Österreich, 2018.
- [3] M. Greve, "Vertikale Blindleistungsbereitstellung aus dem Verteilnetz", Institute of Energy Systems, Energy Efficiency and Energy Economics TU Dortmund, Dortmund, Deutschland, 2016.
- [4] P. Schäfer, "Gestaltungsoptionen für ein spannungsebenenübergreifendes Blindleistungsmanagement zwischen Verteil- und Übertragungsnetz", Aachener Beiträge zur Energieversorgung, Aachen, Deutschland, 2016.
- [5] M. Sarstedt, S. Garske, L. Hofmann, "Application of PSO-Methods for the Solution of the economic Optimal Reactive Power Dispatch", IEEE eGrid 2018, Charleston SC, USA, 2018.
- [6] ENTSO-E, "System Operation Emphasizing DSO/TSO Interaction and Coordination", 2018.
- [7] B. Zhao, C. Guo: "A Multiagent-Based Particle Swarm Optimization Approach for Optimal Reactive Power Dispatch", IEEE Transactions on Power Systems Vol. 20, 2005.
- [8] J. Zhu: "Optimization of Power System Operation", IEEE Press/Wiley, New Jersey, USA, 2015.
- [9] S. Garske, C. Blaufuß, M. Sarstedt, L. Hofmann, "Reactive Power Management Analyses based on Generic Distribution Grid Models", IEEE PES Europe 2017, Turin, Italien, 2017.
- [10] G. Coath, S. Halgamuge: "A Comparison of Constraint Handling Methods for the Application of Particle Swarm Optimization to Constrained Nonlinear Optimization Problems", University of Melbourne, Melbourne, Australien, 2004.
- [11] T. Sharma, A. Yadav, S. Jamhoria, R. Chaturvedi: "Comparative Study of Methods for Optimal Reactive Power Dispatch", Electrical and Electronics Engineering: An International Journal Vol 3", Gwalior, Indien, 2011.
- [12] T. Rendel, "Erweiterung und Plausibilisierung eines Modells für die integrierte Simulation des europäischen Verbundnetzes und Strommarktes", Verlag Dr. Hut, München, Deutschland, 2015.
- [13] S. Garske, G. Schlömer, L. Hofmann, "Evaluation of Reactive Power Management Strategies and Grid Loss Characteristics based on Generic Distribution Grid Models", NEIS Conference 2017, Hamburg, Deutschland, 2017.

Stimulation of Harmonic Resonances in DFIG-based Offshore Wind Farm with VSC-HVDC Connection

Yonggang Zhang, Martin Wolter
 Institute of Electric Power Systems
 Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg
 Magdeburg, Germany
 yonggang.zhang@ovgu.de

Abstract— Resonances can be stimulated by harmonics in DFIG-based Offshore Wind Farm (OWF) with VSC-HVDC connection, thus induce harmonic amplification and may violate power quality requirements on harmonic limits. To study such phenomenon, analytical impedance modelling for VSC-HVDC system and DFIG-based OWF are conducted. Instead of equalizing the DFIG-based OWF and its VSC-HVDC link as a source-load system and studying their resonance characteristics through Nyquist method, modal-based Resonance Mode Analysis (RMA) is carried out to the less aggregated multiple-nodes system. Stimulations of the dominating resonance modes obtained by RMA are presented. Numerical simulations demonstrate the analytical results for impedance modelling and RMA analysis.

Index Terms—DFIG, Offshore Wind Farm, VSC-HVDC, Harmonic Resonance, RMA.

I. INTRODUCTION

As more and more DFIG-based OWFs are built and integrated into power grid through VSC-HVDC, harmonic resonances have become a quite important issue for maintaining power system stability and meeting power quality requirements. In the recent year, a grid fault was reported on application of DFIG-based OWF with VSC-HVDC connection in Germany, which is assumed to originate from control interactions or harmonic resonances [1]. On one hand, control interactions among multiple DFIG generators and HVDC converter change each other's output impedance, thus vary system stability characteristic. Such control interactions could be analyzed using Nyquist stability theory, and has been reported in many publications [2-5]. On the other hand, both DFIG system and HVDC link are composed of PWM-based VSC converters, they inject certain amount of switching harmonics and typical low-order harmonics into grid. The combination of these harmonic injections may stimulate network resonance frequencies and amplify waveform distortions.

To carry out harmonic resonance analysis, accurate impedance modelling for relevant grid components is required. Over the last decade, impedance modelling for grid-tied converter has been comprehensively studied [6-10], either in

DQ domain under synchronous reference frame (SRF), or in sequence domain under stationary reference frame. The mutual transformation between these two kinds of models have also been studied [11], and a unified impedance model was proposed [12]. In comparison with DQ impedance, sequence impedance has clearer physical meaning, and it is easier to be validated through grid measurements.

For power system with multiple nodes or buses, normally there are two methods for resonance analysis. The first one is Nyquist method, a system is equalized to a simple source-load network by lumping all sources into one source and all loads into one load, then they are expressed with a Norton or Thevenin equivalent circuit, resonances and stability characteristic of the interconnected system could be found in bode plot of the division from source impedance to load impedance [13]. The other one is modal-based RMA method, which transforms network topology from nodal coordinate system into modal coordinate system, and resonances could be found through frequency scanning [14-15]. Here the RMA method is adopted, and would be further clarified in section IV.

This work is organized as follows. In section II, impedance modelling for VSC-HVDC system is presented, and then assessed by numerical simulation. In section III, impedance modelling for DFIG-based wind turbine including its terminal filter and step-up transformer is presented, and impedance verification is conducted using simulation measurements. In section IV, Resonance Mode Analysis (RMA) is carried out to an DFIG-based OWF with VSC-HVDC connection, dominating resonances are deduced and their participation factors from system buses are analyzed. In section V, simulation results are presented for validating resonance stimulations. In the end, a conclusion to the work is given.

II. VSC-HVDC SYSTEM IMPEDANCE MODELLING

A. System Configuration

Fig.1 shows a VSC-HVDC transmission system in application of connecting OWF to onshore AC grid. The HVDC system is composed of wind farm side VSC converter (WVSC), grid side VSC converter (GSVSC), coupling transformer and DC transmission lines laid partly undersea and partly underground. The capacity of the VSC-HVDC system is 400 MVA. The WVSC behaves as a voltage source to the offshore AC grid and is connected to the PCC bus through a

The author Yonggang Zhang thanks for the financial support from China Scholarship Council (CSC File No.201608320229).

150/220 kV coupling transformer rated with 400 MVA. The DC line has 150 kV nominal voltage and 200 km length.

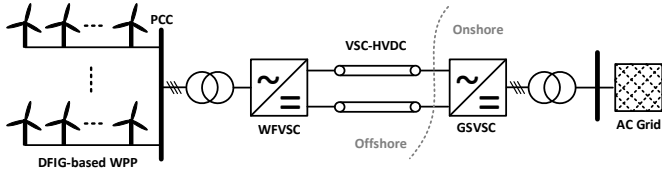


Fig.1 Diagram of a DFIG-based OWF with VSC-HVDC connection

B. Wind Farm Side VSC Converter Impedance Modelling

Fig.2 shows the electrical circuit of wind farm side HVDC station and converter control. R_c and L_c represents converter reactor. AC filters in shunt branch are a group of high-pass damped filters for compensating switching harmonics of the WFSVC. Next to PCC is a coupling transformer for connecting VSC-HVDC and OWF. The WFSVC is controlled as a slack bus to maintain a strong offshore network for wind power integration. The control system mainly comprises coordinate transformation blocks, virtual phase-lock loop (PLL) block, AC voltage regulator, and PWM block. Instead of implementing the widely adopted double loop PI control strategy, i.e. outer voltage loop and inner current loop, AC voltage is regulated by a single loop PI controller to achieve better dynamic performance [16]. The virtual PLL is used to generate the phase angle needed for coordinate transformations, thus regulating the frequency of AC voltage [17].

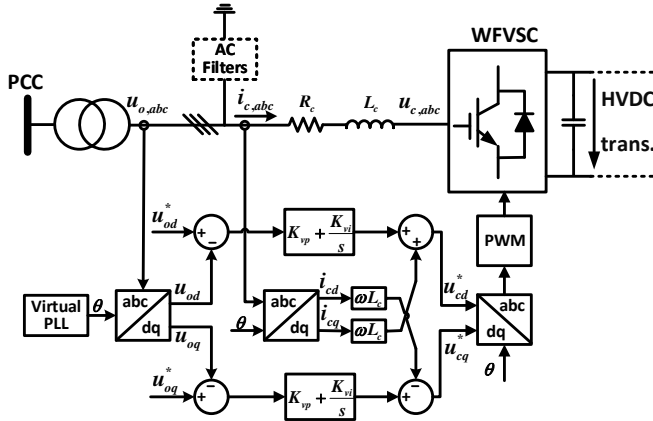


Fig.2 Diagram of wind farm side HVDC station and WFSVC control

Under synchronous reference frame (SRF), the AC side circuit of WFSVC could be represented as

$$\underline{u}_{o,dq} - \underline{u}_{c,dq} - j\omega_1 L_c \dot{i}_{c,dq} = R_c i_{c,dq} + L_c s i_{c,dq} \quad (1)$$

after Laplace transformation. Since system is coupled under SRF, a feedforward compensation is introduced into control loop for decoupling. By combining computation and other delays into PWM delay, the control loop could be simplified to a PI controller and a PWM element. In Fig.3, the schematic diagram of d component control loop of WFSVC is given.

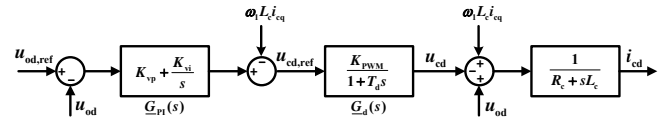


Fig.3 Diagram of d component control loop of WFSVC

Although the control loop is under SRF, for convenience of resonance analysis, WFSVC will not be modelled under dq domain here, but under stationary reference frame. Also for simplicity, only positive sequence circuit is considered, the coupling between positive sequence and negative sequence circuits is neglected. With reference to the modelling procedures in [6], the output impedance of WFSVC including phase reactor could be derived as

$$\underline{Z}_{VSC}(s) = \frac{\Delta \underline{u}_o}{\Delta \underline{i}_c} = \frac{R_c + s \cdot L_c - jK_d U_{dc0} \underline{G}_{PWM}(s - j\omega_1)}{1 + U_{dc0} \underline{G}_{PI}(s - j\omega_1) \underline{G}_{PWM}(s - j\omega_1)} \quad (2)$$

when ignoring PLL effects, where

$$\underline{G}_{PWM}(s) = \frac{K_{PWM}}{1 + T_d s}, \quad \underline{G}_{PI}(s) = K_{vp} + \frac{K_{vi}}{s}, \quad K_d = \omega_1 L_c,$$

K_{PWM} is PWM gain, T_d is 1.5 times of sampling period delay, U_{dc0} is steady state DC voltage of HVDC link, and $s = j\omega$, which applies to all formulas in this paper. Involved parameters of the HVDC system are given in Table I.

TABLE I. PARAMETERS OF WFSVC CONVERTER STATION

Rated Power	400 MW	Voltage Level	150 kV
R_c	0.0015 pu	T_s	5 μ s
L_c	0.15 pu	R_{f1}	12.36 pu
K_{vp}	0.0001	L_{f1}	0.031 pu
K_{vi}	15	C_{f1}	0.045 pu
f_{sw}	1350 Hz	R_{f2}	5.05 pu
R_T	0.0015 pu	L_{f2}	0.006 pu
L_T	0.15 pu	C_{f2}	0.055 pu

This analytical impedance model derived above is then verified through numerical simulation. Harmonic currents at different frequencies were injected into WFSVC at its terminals, both currents and voltages are measured before and after the injection, and the impedance is calculated by dividing the induced voltage with the injected current at each frequency. As shown in Fig.4, both magnitude and phase of the analytical impedance are in good agreement with the result from simulation measurements.

In Fig.5, the WFSVC is equalized to a Thevenin equivalent circuit, the coupling transformer is modelled with its short circuit impedance, and the AC filters are represented with two shunt active filters composed of R, L, C elements. Combing the impedance models of VSC converter, coupling transformer and AC filters, the equivalent impedance of wind farm side HVDC station is modelled as

$$\underline{Z}_{HVDC}(s) = \frac{\underline{Z}_{VSC}(s) \underline{Z}_f(s)}{\underline{Z}_{VSC}(s) + \underline{Z}_f(s)} + \underline{Z}_{CT}(s) \quad (3)$$

where

$$\underline{Z}_f(s) = \frac{\left(\frac{R_{f1} \cdot sL_{f1} + 1}{R_{f1} + sL_{f1}} + \frac{1}{sC_{f1}} \right) \cdot \left(\frac{R_{f2} \cdot sL_{f2} + 1}{R_{f2} + sL_{f2}} + \frac{1}{sC_{f2}} \right)}{\frac{R_{f1} \cdot sL_{f1} + 1}{R_{f1} + sL_{f1}} + \frac{1}{sC_{f1}} + \frac{R_{f2} \cdot sL_{f2} + 1}{R_{f2} + sL_{f2}} + \frac{1}{sC_{f2}}}$$

and $\underline{Z}_{CT}(s) = R_T + sL_T$. Related resistance and inductance parameters are given in Table I.

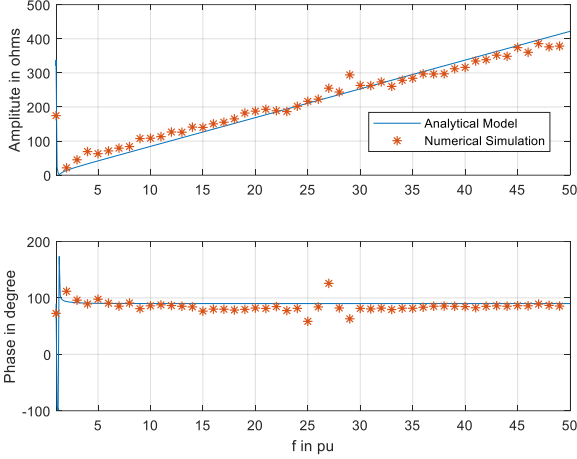


Fig.4 Verification of analytical WFVSC impedance by numerical simulation

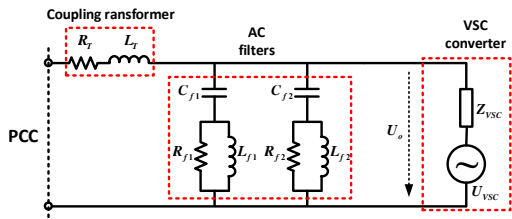


Fig.5 Equivalent circuit of the converter station in OWF side

III. DFIG-BASED WIND TURBINE IMPEDANCE MODELLING

The impedance modelling for DFIG-based wind turbine has been well studied in [8-10], however, it still needs to be described here since it plays an important role for resonance analysis. Fig.6 shows the elementary diagram of an DFIG-based wind turbine, which is constructed by a DFIG generator, RSC converter, GSC converter and its L filter, terminal RC filter, and the step-up transformer. The parameters of the DFIG system are available in Table II.

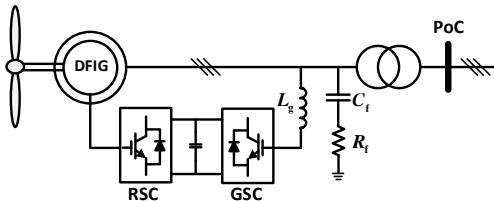


Fig.6 Single line diagram of an DFIG-based wind turbine

TABLE II. PARAMETERS OF AN AGGREGATED 130-MW DFIG SYSTEM

Rated Power	130 MW	Rated Voltage	950 V
R_s	0.023 pu	$f_{sw,RSC}$	1350 Hz
L_{gs}	0.18 pu	$f_{sw,GSC}$	2250 Hz
R_r	0.016	T_s	5 μ s
L_{or}	0.16	$K_{cp,RSC}$	0.6
L_m	2.9	$K_{ci,RSC}$	8
L_g	0.3	$K_{cp,GSC}$	0.83
R_f	0.14 pu	$K_{ci,GSC}$	5
C_f	0.07 pu		

A. Grid Side Converter (GSC) and its Filter Modelling

As shown in Fig.7 a), DFIG grid side part is composed of GSC and its L filter. SRF domain double loop PI control is adopted for regulation of the DC-link voltage. Since the outer voltage control loop has much slower dynamic than the inner current control loop, it has negligible effect on the impedance modelling, thus is not considered here. Based on [18], GSC could be represented with one current source in parallel with an equivalent impedance \underline{Z}_{GSC} , as shown in Fig.7 b), where $\underline{G}_c(s - j\omega_1)$ is the PI current controller and $\underline{G}_d(s - j\omega_1)$ is the digital control delay of 1.5 sampling period.

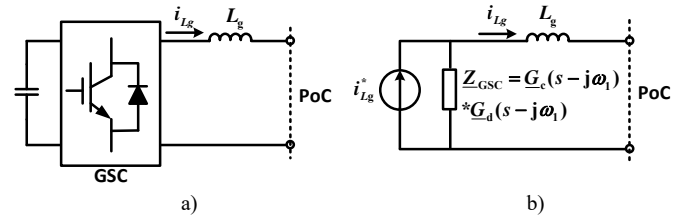


Fig.7 Single line diagram of DFIG grid side circuit and its equivalence

By opening the current source branch in Fig.7 b), the impedance of DFIG grid side part seeing from PoC can be deduced as

$$\underline{Z}_G = sL_g + \underline{Z}_{GSC} \quad (4)$$

B. DFIG and Rotor Side Converter (RSC) Modelling

Fig.8 shows the circuit of DFIG machine and RSC. Since the rotor current control and output voltage are both calculated under rotor side stationary reference frame, they need to be rotated back to the stator side stationary reference frame using the slip ratio expressed as

$$slip = \frac{\omega_1 - \omega_r}{\omega_1} \quad (5)$$

where ω_r is rotor angular speed. Similar to DFIG grid side modelling, DFIG machine and RSC could be modelled as shown in Fig.8 [18].

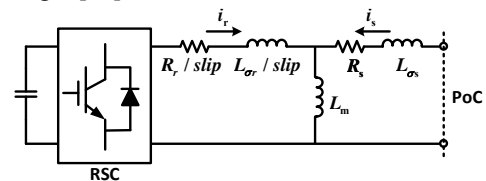


Fig.8 Single line diagram of DFIG machine and RSC

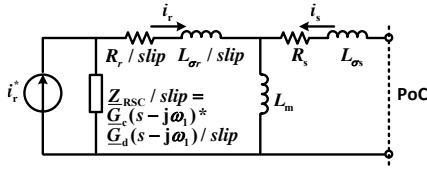


Fig.9 Equivalent circuit of DFIG machine and RSC

By opening the current source branch in Fig.9, DFIG rotor part impedance seeing from the PoC can be deduced as

$$\underline{Z}_R = \frac{(R_s + sL_{os} + sL_m)(R_r + sL_{or} + \underline{Z}_{RSC})/slip + sL_m(R_s + sL_{os})}{sL_m + (R_r + sL_{or} + \underline{Z}_{RSC})/slip} \quad (6)$$

C. Complete DFIG-based Wind Turbine Model

As shown in Fig.5, DFIG rotor side part, grid side part and terminal RC filter are connected in parallel. So the impedance of DFIG-based wind turbine can be derived as

$$\underline{Z}_{WT}(s) = \frac{\underline{Z}_G \underline{Z}_R \underline{Z}_F}{\underline{Z}_G \underline{Z}_R + \underline{Z}_R \underline{Z}_F + \underline{Z}_G \underline{Z}_F} \quad (7)$$

where $\underline{Z}_F = R_f + sL_f$ represents terminal AC filter.

Then $\underline{Z}_{WT}(s)$ is verified using the same method as in Section II. As shown in Fig.10, both magnitude and phase of the analytical and simulation impedances are in good agreement.

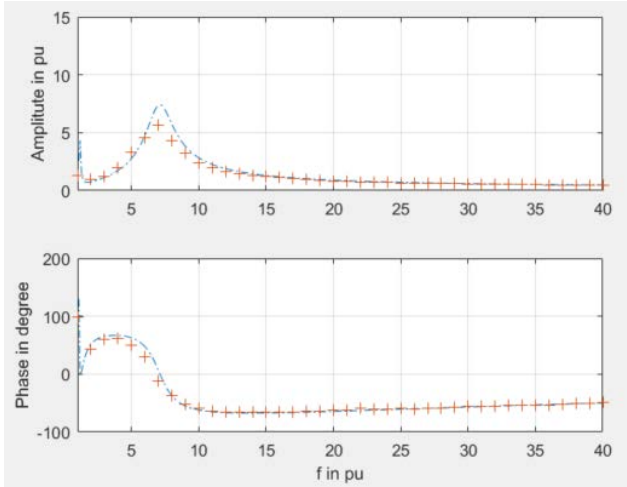


Fig.10 Impedance assessment of a 130MW aggregated DFIG system

Combining the impedances of DFIG-based wind turbine and its step-up transformer, the complete generation system looking from point of connection (PoC) is represented by

$$\underline{Z}_{WTG}(s) = \underline{Z}_{WT}(s) + \underline{Z}_{ST}(s) \quad (8)$$

where $\underline{Z}_{ST}(s) = R_{ST} + sL_{ST}$ is the short circuit impedance of step-up transformer.

IV. HARMONIC RESONANCES BETWEEN DFIG-BASED OFFSHORE WIND FARM AND VSC-HVDC LINK

In Fig.11, the investigated DFIG-based OWF with VSC-HVDC export is given. Left side are 3 array of wind generators including their collecting cables and transformers, right side is HVDC converter station, and they are connected by PCC. It is a three-phase symmetrical system, thus the positive sequence network, negative sequence network and zero sequence network could be analyzed independently. As in Section II and III, only positive sequence network is considered.

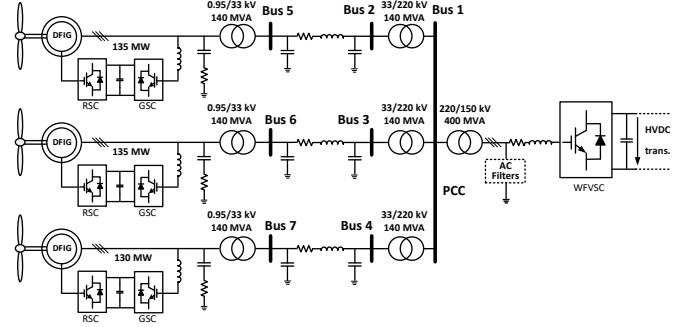


Fig.11 Grid structure of an DFIG-based OWF with VSC-HVDC export

In this case study, the impedance models for DFIG generation system and HVDC converter station derived in last two sections are adopted. Collecting cables are modelled using equivalent pi models, and transformers are modelled with their short circuit impedances [19]. Based on those grid component models, system nodal admittance matrix $\underline{Y}_{NN}(s)$ could be obtained through

$$\underline{I} = \underline{Y}_{NN}(s)\underline{U} \quad (9)$$

where \underline{I} is system current vector, \underline{U} is system voltage vector.

In equation (10), nodal impedance matrix $\underline{Z}_{NN}(s)$ is obtained by inverting $\underline{Y}_{NN}(s)$. Performing frequency scan to diagonal elements of the impedance matrix, impedance versus frequency curves could be plotted as in Fig.12. Peaks of the impedance curves indicate harmonic resonances. Due to physical connections, the parallel circuits represented with driving point impedances from \underline{Z}_{11} to \underline{Z}_{77} are coupled with each other, thus two or more driving point impedances contains the information for one dominating resonance, an accurate unique resonance frequency could not be identified.

$$\underline{Z}_{NN}(s) = \underline{Y}_{NN}(s)^{-1} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{11} & \underline{Z}_{12} & \cdots & \underline{Z}_{17} \\ \underline{Z}_{21} & \underline{Z}_{22} & \ddots & \underline{Z}_{27} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \underline{Z}_{71} & \underline{Z}_{72} & \cdots & \underline{Z}_{77} \end{bmatrix} \quad (10)$$

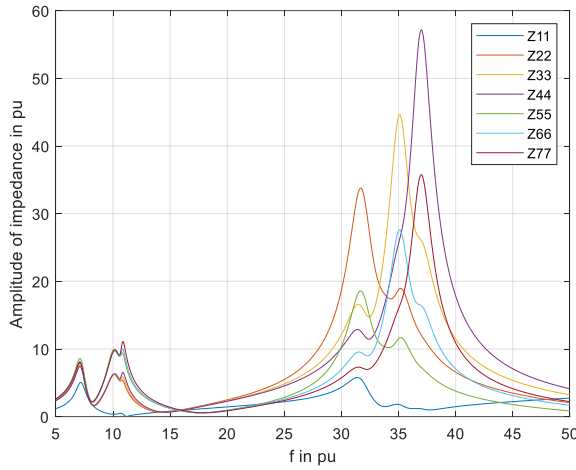


Fig.12 Frequency scan of driving point impedances

To solve this problem, the nodal impedance matrix $\underline{Z}_{NN}(s)$ is transformed into a diagonal impedance matrix $\underline{Z}_M(s)$, as in (11). With this help, coupled electrical circuits are transformed into independent electrical circuits under modal coordinate system.

$$\underline{Z}_M(s) = \underline{T}^T \underline{Z}_{NN}(s) \underline{T} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{m1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \underline{Z}_{m2} & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \underline{Z}_{m7} \end{bmatrix} \quad (11)$$

By applying frequency scan to the nonzero items of $\underline{Z}_M(s)$, modal impedance curves are obtained, as shown in Fig.13. It is obvious that unique resonance frequency could be identified for each dominating resonance.

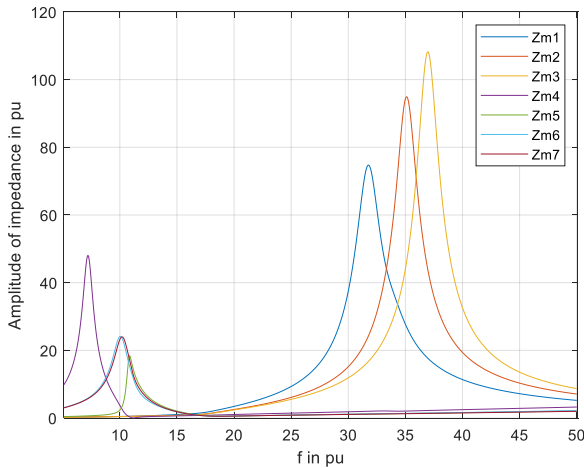


Fig.13 Frequency spectrum of modal impedances

Table III shows the participation factors of all resonance modes, first two lines are resonance frequencies f_{res} and amplitudes of resonance impedances Z_m , line 3 to 9 shows the participation factors coming from the 7 buses. For each resonance mode, the most influencing participation factors are

underlined. Noted that harmonic amplification is indicated by the amplitude of resonance impedance Z_m .

f_{res} in pu	7.21	10.05	10.2	10.86	31.77	35.11	36.97
Z_m in pu	48.03	24.14	23.99	18.41	74.74	94.93	108.2
Bus1	<u>10.38</u>	0.02	0.02	1.13	6.58	1.21	0.43
Bus2	<u>15.21</u>	<u>24.18</u>	<u>24.27</u>	6.56	<u>42.89</u>	10.22	0.61
PF in %	<u>14.44</u>	13.09	12.84	10.6	11.23	<u>44.08</u>	8.57
Bus3	<u>14.02</u>	1.91	1.81	<u>18.68</u>	7.11	6.52	<u>51.54</u>
Bus4	<u>16.12</u>	<u>38.27</u>	<u>38.83</u>	12.39	<u>23.34</u>	7.12	0.49
Bus5	<u>15.16</u>	<u>19.93</u>	<u>19.74</u>	<u>18.97</u>	5.65	<u>27.25</u>	5.97
Bus6	<u>14.69</u>	2.88	2.76	<u>32.95</u>	3.28	3.67	<u>32.45</u>

For the resonance mode $f_{res} = 7.21$, participation factors from 7 buses are in same level, variation of each grid parameter may has impact on this resonance. For the resonance modes with frequencies 10.05, 10.2 and 10.86, they are contributed most from terminal buses of collector cables, and their amplification effects are relatively small. For the resonance modes 31.77, 35.11 and 36.97, each one is determined by two terminal buses of one array cable, and harmonic amplification effects are larger than other resonance modes. Telling from Z_m , four resonance modes $f_{res} = 7.21, 31.77, 35.11$ and 36.97 are most influential.

V. VALIDATION OF RESONANCE SIMULATIONS

The investigated system in Section IV is built up in MATLAB/SIMULINK and simulations are conducted. Fig.13 shows the current and voltage waveforms for all 7 buses. I_{b1} to I_{b7} are currents measured at Bus 1 to Bus 7. U_{b1} to U_{b7} represent the voltages on Bus 1 to Bus 7. Both currents and voltages have a certain level of distortions, and voltages have relative larger distortions than currents.

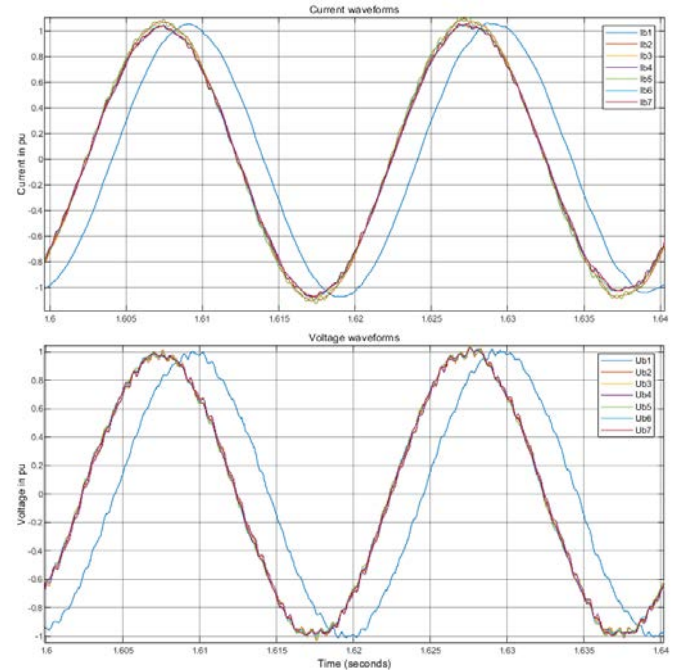


Fig.13 Measured current and voltage waveforms on buses 1 to 7

Fig.14 shows harmonic frequency spectrums for the current I_{b1} and voltage U_{b1} measured on Bus 1, as well as the voltages from U_{b2} to U_{b7} on other buses. Total harmonic distortion (THD) of I_{b1} is 1.77%, THD of U_{b1} is 2.86%, and same level of THDs for voltages from U_{b2} to U_{b7} are observed. As seen from b) to h), apart from the harmonic bands around switching frequencies of DFIG (27 pu for RSC, 45 pu for GSC) and Wfvsc (27 pu), 7th, 11th, 31th and 35th order components appear mostly as peaks, which fall on the resonance frequencies given in Table III. It is assumed that those high voltage distortions are induced by stimulation of resonances from corresponding harmonic currents. However, the distortion peaks in this case do not reflect all resonance modes clearly, and the resonance mode $f_{res} = 36.97$ is hardly seen.

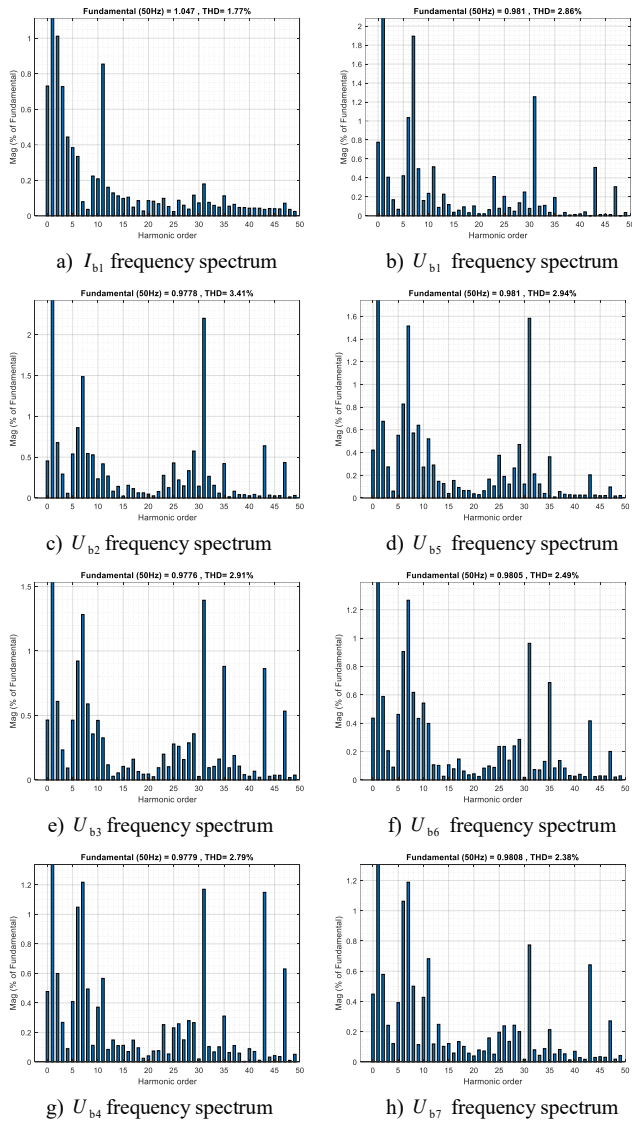


Fig.14 FFT analysis to simulation measurements

For further verification of the RMA results, intrusive harmonic injection method is adopted. From 1 to 50 orders of

harmonic currents at 0.6% of fundamental current are injected into Bus 1. Fig.15 shows the current and voltage waveforms for all 7 buses after the injection of harmonic currents. Higher harmonic distortions are observed.

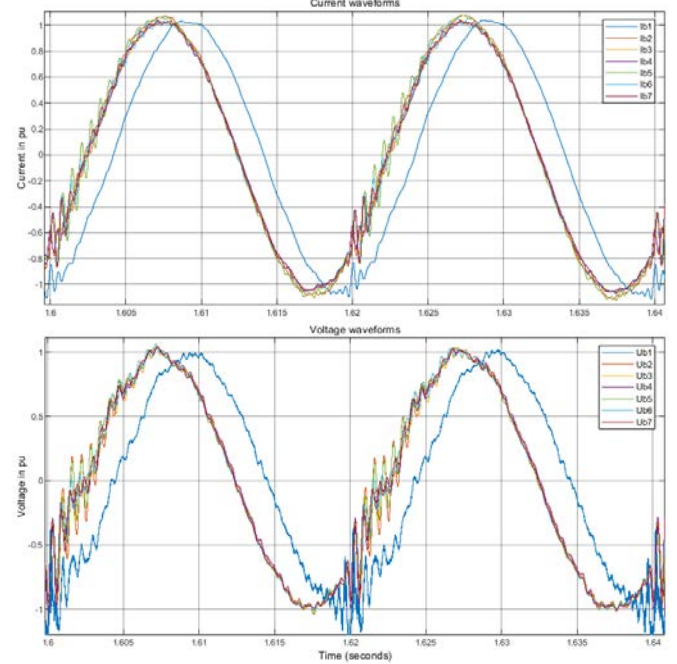
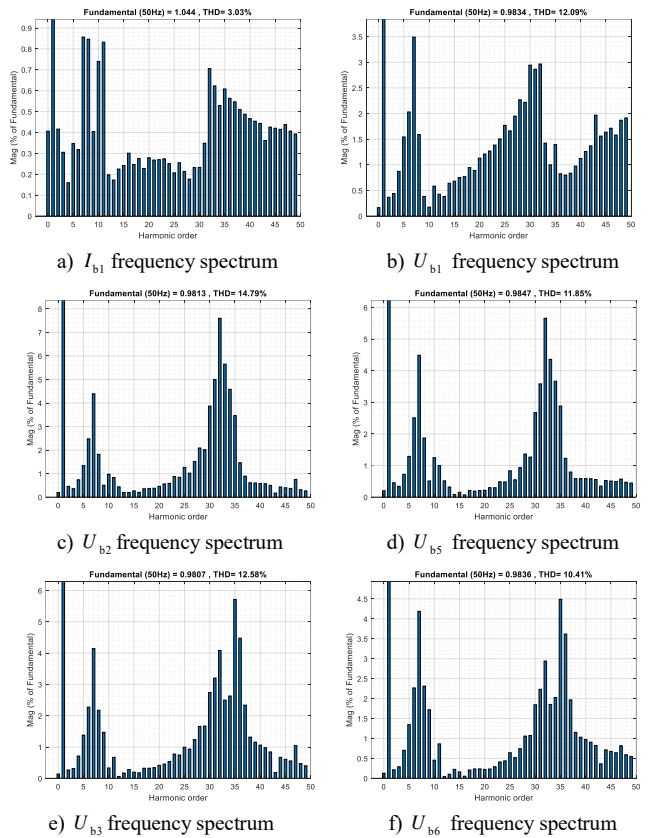


Fig.15 Voltage and current waveforms on buses 1 to 7 when extra harmonic currents are injected on Bus 1



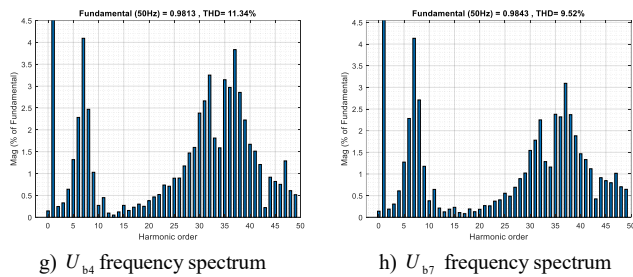


Fig.16 FFT analysis to simulation measurements when extra harmonic currents are injected on Bus 1

In Fig.14 a) and Fig.16 a), it is seen the distribution of harmonic currents flowing through Bus 1 is greatly varied, it is more averagely distributed in Fig.16 a). On another hand, in comparison with the THD variation of U_{b1} from 2.86% to 12.09%, as shown in Fig.14 b) and Fig.16 b), the THD variation of I_{b1} from 1.77% to 3.03% is relatively small. It indicates that greater harmonic voltage amplification has been induced by stimulation of parallel resonances with harmonic currents. In detail, these are reflected by the stimulation of resonances modes $f_{res} = 7.21, 31.77, 35.11$ and 36.97 . Fig.16 c) and d) shows the stimulation of resonance mode 7.21 and 31.77. Fig.16 e) and f) shows the stimulation of resonance mode 7.21 and 35.11. Fig.16 g) and h) shows the stimulation of resonance mode 7.21 and 36.97. These simulation results match the resonance frequencies, amplification effects, and participation factors derived with RMA perfectly.

VI. CONCLUSIONS

To analyze the harmonic resonances in DFIG-based OWF with VSC-HVDC connection, harmonic impedances of DFIG-based wind turbine and VSC-HVDC converter has been modelled and verified through numerical simulations. Resonance mode analysis has been conducted to a simplified 7-bus system. Potential dominating resonances of the investigated system are analyzed, and the contributions to dominating resonance modes from relevant buses are clarified. With the help of extra harmonic injections, normal and abnormal operating conditions of the system are simulated, and simulation results validates the stimulation of resonances in DFIG-based OWF with VSC-HVDC connection.

REFERENCES

[1] C. Buchhagen, C. Rauscher, A. Menze and J. Jung, "BorWin1 - First Experiences with harmonic interactions in converter dominated grids," International ETG Congress 2015; Die Energiewende - Blueprints for the new energy age, Bonn, Germany, 2015, pp. 1-7.
 [2] M. Amin, M. Molinas, and J. Lyu, "Oscillatory phenomena between wind farms and HVDC systems: The impact of control," in Proc. IEEE

16th Workshop Control Modeling Power Electron. (COMPEL), Vancouver, BC, Canada, Jul. 2015, pp. 1–8.
 [3] M. Amin, and M. Molinas, "Understanding the Origin of Oscillatory Phenomena Observed Between Wind Farms and HVdc Systems," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 5, no. 1, pp.378–392, Mar. 2017.
 [4] Lv Jing, Dong Peng, Shi Gang, Cai Xu, Rao Hong, Chen Jun, "Subsynchronous oscillation of large DFIG-based wind farms integration through MMC-based HVDC", Power System Technology (POWERCON) 2014 International Conference on, pp. 2401-2408, 20-22 Oct. 2014.
 [5] R. Dimitrovski and M. Luther, "Investigation of harmonic interaction between VSCHVDC systems and offshore wind farms with DFIGs," in Proc. Power & Energy Society General Meeting (PESG), pp. 1-5, 2016.
 [6] M. Cespedes and J. Sun, "Impedance modeling and analysis of grid connected voltage-source converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 3, pp. 1254–1261, Mar. 2014.
 [7] M. K. Bakhshizadeh, X. Wang, F. Blaabjerg, J. Hjerrild, L. Kocewiak, C. L. Bak, and B. Hesselbaek, "Couplings in phase domain impedance modeling of grid-connected converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 10, pp. 6792–6796, Oct. 2016.
 [8] Z. Miao, "Impedance-Model-Based SSR Analysis for Type 3 Wind Generator and Series-Compensated Network," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 27, no. 4, pp. 984–991, Dec. 2012.
 [9] I. Vieto, and J. Sun, "Small-Signal Impedance Modeling of Type-III Wind Turbine," in Proc. Power & Energy Society General Meeting (PESG), pp. 1-5, 2015.
 [10] I. Vieto and J. Sun, "Impedance modeling of doubly-fed induction generators," in Proc. Power Electron. Appl. ECCE Eur., Sep. 2015, pp. 1–10.
 [11] A. Rygg, M. Molinas, C. Zhang, and X.Cai, "A modified sequence domain impedance definition and its equivalence to the dq-domain impedance definition for the stability analysis of ac power electronic systems," IEEE J. Emerging Sel. Topics Power Electron., vol. 4, no. 4, pp. 1383–1396, Dec. 2016.
 [12] X. Wang, L. Harnefors and F. Blaabjerg, "Unified Impedance Model of Grid-Connected Voltage-Source Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 2, pp. 1775-1787, Feb. 2018.
 [13] J. Sun, "Small-signal methods for ac distributed power systems—A review," IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 11, pp. 2545–2554, Nov. 2009.
 [14] Wilsun Xu, Zhenyu Huang, Yu Cui and Haizhen Wang, "Harmonic resonance mode analysis," in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, no. 2, pp. 1182-1190, April 2005.
 [15] C. Amornvipas and L. Hofmann, "Resonance analyses in transmission systems: Experience in Germany," in IEEE PES General Meeting, 2010. doi:10.1109/pes.2010.5588098.
 [16] X. Liu and A. Lindemann, "Control of VSC-HVDC Connected Offshore Windfarms for Providing Synthetic Inertia," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 6, no. 3, pp. 1407-1417, Sept. 2018.
 [17] H. Liu and J. Sun, "Voltage Stability and Control of Offshore Wind Farms With AC Collection and HVDC Transmission," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 2, no. 4, pp. 1181-1189, Dec. 2014.
 [18] Y. Song, X. Wang, F. Blaabjerg, "High Frequency Resonance Damping of DFIG based Wind Power System under Weak Network," IEEE Trans. Power Electron., vol. 32, no. 3, pp. 1927-1940, March 2017.
 [19] W. Xu, "Component Modeling Issues for Power Quality Assessment," in IEEE Power Engineering Review, vol. 21, no. 11, pp. 12-17, Nov. 2001.
 [20] C. Amornvipas, "Harmonic Studies and Resonance Analyses in Electrical Power Systems," Ph.D. dissertation, Institute of Electric Power Systems, Eng., Univ. Hannover, Shaker Verlag, 2009.