

FHWS SCIENCE JOURNAL

Jahrgang 1 (2013) - Ausgabe 2

Data Compaction and Compression

Frank Ebner
Volker Schneider

Analysis of Web Data Compression and its Impact on Traffic and Energy Consumption

Electromobility and Energy Engineering

Ansgar Ackva
Bernd Dreßel
Julian Endres

Umrichter in Hybridstruktur als Entwicklungswerkzeug und Prüfsystem für elektrische Antriebe

Rene Illek
Stefan Kellner
Karsten Faust

Kombination von Produkteentwicklung, Kunststofftechnik und Tribologie für neue Werkstoffkonzepte in fördertechnischen Anwendungen

Andreas Krämer
Joachim Kempkes

Modellierung und Simulation von nichtlinearen Reibungseffekten bei der Lageregelung von Servomotoren

Fabian Schober
Andreas Küchler
Christoph Krause

Oil Conductivity - An Important Quantity for the Design and the Condition Assessment of HVDC Insulation Systems

Sebastian Sturm
Johannes Paulus
Joachim Kempkes

Ermittlung der Widerstandsverluste in einem Energiesseekabel mittels FEM

Christoph Wolz
Joachim Kempkes
Ansgar Ackva
Uwe Schäfer

Nichtlineare Berechnung von permanentmagneterregten Gleichstrom-motoren mit konzentrierten Wicklungen

Interaction Design

Fabian Weyerstall
Melanie Saul

Vergleich der Multitouch-Steuerung mit berührungslosen Gesten



Herausgeber

Prof. Dr. Robert Grebner *Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt*

Herausgeberassistenz und Ansprechpartner

Prof. Dr. Karsten Huffstadt *Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt*
scj@fhws.de

Gutachter

Prof. Dr.-Ing. Abid Ali	<i>Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt</i>
Prof. Dr. Jürgen Hartmann	<i>Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt</i>
Prof. Dr. Isabel John	<i>Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt</i>
Prof. Dr.-Ing. Joachim Kempkes	<i>Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt</i>
Prof. Dr.-Ing. Andreas Küchler	<i>Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt</i>
Prof. Dr. Michael Müßig	<i>Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt</i>
Prof. Dr. Uwe Sponholz	<i>Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt</i>
Dr. Rolf Thum	<i>Koordinierungsstelle Forschung der Hochschulen für Angewandte Wissenschaften, Baden-Württemberg</i>
Prof. Dr. Markus Zink	<i>Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt</i>

V. i. S. d. P. Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt

Der Präsident

Münzstraße 12

D-97070 Würzburg

Telefon +49 (0)931/3511-6002

Fax +49 (0)931/3511-6044

Ignaz-Schön-Straße 11

D-97421 Schweinfurt

Telefon +49 (0)9721/940-602

Fax +49 (0)9721/940-620

ISSN 2196-6095

Bibliographische Information der Deutschen Bibliothek:

Die Deutsche Bibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliographie;
detaillierte bibliographische Daten sind im Internet über <http://dnb.ddb.de> abrufbar.

Vorwort

Da die erste Ausgabe des FHWS Science Journals bereits als Sonderausgabe mit dem Schwerpunkt „Mobility moves Business“ erschienen ist, ist es besonders erfreulich, dass schon die unmittelbar folgende Ausgabe auch als Sonderausgabe mit einem anderen Schwerpunkt erscheinen kann.

Die in der öffentlichen Diskussion benutzten Schlagworte **Energiewende**, **Energieeffizienz** und **Elektromobilität** werden in anwendungsorientierten Forschungsprojekten der FHWS praktisch ausschließlich in Kooperation mit Industriepartnern sehr erfolgreich mit Inhalten gefüllt. Durch diese erfolgreiche Arbeit sind u.a. die aus der Industrie eingeworbenen Drittmittel, die Mitarbeiterzahlen und die Anzahl der kooperativen Promotionen sowohl am Institut für Energie- und Hochspannungstechnik (IEHT) als auch im TechnologieTransferZentrum Elektromobilität (TTZ EMO) stark angestiegen.

Die vorliegende Sonderausgabe mit dem Schwerpunkt „**Electromobility and Energy Engineering**“ stellt die Vielfalt der Forschungsarbeiten zu diesem Thema nicht nur in den genannten Instituten, sondern auch in den Laboren der FHWS dar.

Umrichter in Hybridstruktur als Entwicklungswerkzeug und Prüfsystem für elektrische Antriebe

Elektrofahrzeuge benötigen zur Steuerung des Antriebsmotors und auch für das Leistungsmanagement im Fahrzeug kostenintensive leistungselektronische Komponenten, sog. Wechselrichter. Wie alle anderen Komponenten im Fahrzeug müssen auch diese Wechselrichter vor einer Serienfreigabe ausführlich getestet werden, wobei solche Tests bislang nur mit Motorprüfständen möglich waren. Es besteht der Wunsch nach Testumgebungen, mit denen das Verhalten des Fahrmotors mit einem „Hardware-Simulator“ bzw. „virtuellem Motor“ nachgebildet werden kann. Dadurch könnte auf den Motorprüfstand verzichtet werden, um z.B. schneller testen zu können.

In diesem Beitrag wird das Konzept für einen solchen „Hardware-Simulator“ beschrieben. Die Arbeit baut auf ein an der FHWS entwickelten hochdynamischen Stromregelverfahren auf und zeigt damit eine sehr interessante Anwendung aus dem Bereich der **Elektromobilität** für dieses moderne Stromregelverfahren in Kombination mit neuen modernen Leistungshalbleitern.

Kombination von Produkteentwicklung, Kunststofftechnik und Tribologie für neue Werkstoffkonzepte in fördertechnischen Anwendungen

Die größte Herausforderung in der Fördertechnik besteht in der Reduktion der großen Reibungsverluste, die einerseits die **Energieeffizienz** verschlechtern und andererseits einen hohen Verschleiß zur Folge haben.

Um diese Herausforderung bzgl. der Ressourcenschonung und der Nachhaltigkeit meistern zu können, kommt einerseits der Schmierung bzw. Tribologie (= Reibungslehre) und andererseits der Werkstofftechnik eine sehr hohe Bedeutung zu. In diesem Beitrag werden die Aktivitäten der FHWS in diesem Arbeitsgebiet geschildert.

Modellierung und Simulation von nichtlinearen Reibungseffekten bei der Lageregelung von Servomotoren

Der Propeller einer Windkraftanlage muss natürlich in die Windrichtung gedreht werden. Der damit verbundene Positionierungsvorgang (Azimuthregelung) erfolgt über mehrere am Umfang des Maschinenhauses verteilte Servomotoren, die alle in einen Zahnkranz zur Verstellung der Ausrichtung der Windkraftanlage eingreifen. Bei der Regelung der beteiligten Servomotoren muss dabei besonders auf den Übergang von der Haft- auf die Gleitreibung und der bei Verzahnungen immer auch auftretenden Lose geachtet werden.

Um diesen Vorgang besser verstehen und kontrollieren zu können, werden in diesem Beitrag verschiedene Ansätze zur mathematischen Beschreibung der Reibungsphänomene vorgestellt und grundlegend untersucht. Auf dieser Basis kann jetzt die Azimuthregelung einer Windkraftanlage – ein sehr spezielles Detailthema aus dem Bereich der **Energiewende** – erheblich einfacher betrachtet werden.

Oil Conductivity – An Important Quantity for the Design and the Condition Assessment of HVDC Insulation Systems

Eine sehr große Herausforderung im Zusammenhang mit der **Energiewende** besteht in der zuverlässigen Übertragung und Verteilung der Energie. Besonders bei sehr großen und weit zu transportierenden Leistungen, aber auch bei der Anbindung von Offshore-Windparks an das Versorgungsnetz kommt vermehrt die Hochspannungs-Gleichstromübertragung (HGÜ, oder HVDC transmission: high-voltage, direct current transmission) zum Einsatz. Dabei spielt die Zuverlässigkeit der Isolierwerkstoffe unter der neuartigen Gleichspannungsbeanspruchung eine wichtige Rolle für die Leistungsfähigkeit und Betriebssicherheit der Energieversorgung, weil Ausfälle häufig auf das Versagen der Isolationswerkstoffe zurückgeführt werden müssen.

Da besonders Hochleistungstransformatoren wegen der günstigen Isolationseigenschaften und wegen der Kühlmöglichkeiten mit Öl gefüllt werden, werden in diesem Beitrag die Materialeigenschaften von Isolierölen, d.h. insbesondere die elektrischen Leitfähigkeiten, hinsichtlich ihrer Auswirkungen auf das Design von Isoliersystemen und hinsichtlich der Diagnosemöglichkeiten für die im Betrieb befindlichen Geräte untersucht.

Ermittlung der Widerstandsverluste in einem Energiesseekabel mittels FEM

Energiesseekabel werden u.a. im Zusammenhang mit der **Energiewende** dazu gebraucht, um die von Offshore-Windkraftanlagen erzeugte elektrische Leistung in das Verbundnetz auf dem Festland einzuspeisen. Die übertragbare Leistung eines Seekabels wird anhand von in Normen hinterlegten Methoden festgelegt. Diese Methoden basieren jedoch auf Abschätzungen, da eine genaue und zuverlässige Rechnung bislang nicht möglich war.

In diesem Beitrag werden über eine FEM Simulation der im Kabel auftretenden elektromagnetischen Felder die zu erwartenden Verluste bestimmt. Untersucht wurde ein dreidradriges Wechselstromkabel mit einem Leiterquerschnitt von 1200 mm². Hierbei zeigt sich, dass die berechneten Verluste und die daraus resultierende (Lebensdauerverkürzende) Erwärmung deutlich niedriger ist als bisher angenommen.

Nichtlineare Berechnung von permanentmagneterregten Gleichstrommotoren mit konzentrierten Wicklungen

Auch Elektrofahrzeuge benötigen viele Hilfsantriebe für Sicherheits- und Komfortfunktionen. (z.B. als Antriebe für Gurtstraffer, für die Lenkunterstützung, für Innenraum-Lüfter usw.). Genauso wie bei konventionellen Kraftfahrzeugen stehen diese Hilfsantriebe unter einem enormen Kostendruck, wobei im Bereich der **Elektromobilität** der **Energieeffizienz**, d.h. dem Wirkungsgrad dieser Motoren eine größere Bedeutung zukommt. Bei Elektrofahrzeugen wirkt sich der Energieverbrauch im gesamten(!) Bordnetz massiv auf die Reichweite aus. Die Reichweite selbst beeinflusst direkt auch die Akzeptanz der gesamten Technologie. Gleichzeitig müssen diese Antriebe als Großserienprodukte entwickelt werden.

In diesem Beitrag wird eine neue Methode zur Berechnung von kleinen Gleichstrommotoren vorgestellt, diskutiert und durch Messungen auch validiert. Damit kann der gesamte Entwicklungs-Workflow erheblich schneller und zuverlässiger gestaltet werden.

Prof. Dr.-Ing. Joachim Kempkes
stv. Leiter TTZ EMO

Analysis of Web Data Compression and its Impact on Traffic and Energy Consumption

Frank Ebner and Volker Schneider
University of Applied Science Würzburg-Schweinfurt
Würzburg

While connection speeds are increasing slowly, some ISPs mention plans about possible traffic limitations in the near future which would keep internet traffic expensive. In addition, Green IT became more important especially over the last few years. Besides on-demand content like video live streams, HTTP traffic plays an important role. Thinking of textual web content, compression quickly comes to mind as a possibility to reduce traffic. The current HTTP/1.1 standard only provides gzip as an option for content encoding. HTTP/2.0 is under heavy development and numerous new algorithms have been established over the last few years. This paper analyzes HTTP traffic composition on a production server and concludes that about 50% is compressible. It further examines the effectiveness of custom and existing algorithms with regards to compression ratio, speed, and energy consumption. Our results show that gzip is a sound choice for web traffic but alternatives like LZ4 are faster and provide competitive compression ratios.

Categories and Subject Descriptors: E.4 [Coding And Information Theory]: Data Compaction and Compression; D.4.6 [Computer-Communication Networks]: Network Operations—*Network Monitoring*

Additional Key Words and Phrases: Web, HTTP, Compression, Energy, Traffic

1 INTRODUCTION

Internetworking of various systems plays an increasing role in everyday life. The demand for bandwidth is growing steadily because more and more devices depend on network access but faster up- and downlinks are costly. At the same time, the current trend towards Green IT requires devices to manage their power consumption more efficiently. Data compression could be part of the solution for limited bandwidth and increased energy efficiency. The current HTTP/1.1 standard allows only gzip for body compression [Fielding et al. 1999]. We will analyze the consequences of this constraint and compare the compression ratio, speed, and energy consumption of gzip and other algorithms using real-life HTTP traffic.

Paper organization: The following document is organized into three consecutive sections, each of which presents its own results and conclusion. Section 2 analyzes HTTP traffic composition of a medium-size company's server to get an impression of its compressibility. Section 3 examines the compression ratio and speed of selected algorithms for the content-types that were analyzed previously. In addition, the potential of static Huffman and dictionary coding is determined. Section 4 presents the setup and results of energy tests analyzing the impact of compression on the server's and the client's energy consumption. Section 5 presents an outlook for future work.

Author's address: Frank Ebner, Volker Schneider; Fakultät für Informatik und Wirtschaftsinformatik, Hochschule für Angewandte Wissenschaften, Sanderheinstr. 20, Würzburg, Deutschland

Permission to make digital or hard copies of part or all of this work for personal or classroom use is granted without fee provided that copies are not made or distributed for profit or commercial advantage and that copies show this notice on the first page or initial screen of a display along with the full citation. Copyrights for components of this work owned by others than FHWS must be honored. Abstracting with credit is permitted. To copy otherwise, to republish, to post on servers, to redistribute to lists, or to use any component of this work in other works requires prior specific permission.

2 TRAFFIC ANALYSIS

To get an impression of HTTP traffic compressibility the first step is to analyze the average payload's composition on a production server. As video and download portals mainly use already compressed traffic and their amount of compressible contents are negligible, we will analyze a server hosting basic websites only, with a mixture of static and dynamic payload of html, xml, css, js, json, images and other. Common image formats, like jpeg and png, already use ideal compression algorithms and are thus not further compressible. Hence, the amount of html, xml, css, js, json and similar based payloads correlates with the traffic's compressibility. We will analyze live HTTP traffic provided by a production web server of a medium-size company and track several traffic-stats like latency, distribution, and compressibility. The payloads are exported to test the impact of chunk sizes and compression levels using another machine.

The analysis was performed on the web server M_{s1} which is part of the production environment hosting German and English websites using PHP (see Table 1). All data sent from the server upon request was captured and exported to disk for later analysis. Confidentiality of the data was ensured at all times. The server's traffic was captured for about 72 hours and referred to as P_{72} .

Machine	CPU	RAM
M_{s1}	Intel® Core™ i7-3770	16 GB DDR3
M_{a1}	Intel® Core™ i3-M380	4 GB DDR3 1066

Table 1: Used machines for live analysis and further tests

2.1 Software

For traffic analysis and compression tests we developed NetAnalyzer, a tool to capture HTTP traffic and examine various important aspects. To provide an easy integration into production environments, we decided against writing a HTTP proxy. Instead we used libpcap to capture all TCP packets on port 80 and extract the actual HTTP streams after IPv4 and TCP reassembly. This ensures a very simple integration at the cost a slight packet loss / skipped connections in some environments (about 1% in our case) depending on the used hardware [Papadogiannakis et al. 2012]. To compensate for the latter and to ensure plausible results, tests and exports were repeatedly run over a period of several days.

The captured packets traverse IPv4 reassembly and are piped into a TCP reassembler which assigns them to connections using both IPs and ports [Postel 1981]. Later, the TCP streams are analyzed by the HTTP decoder to split header / payload and distinguish between requests and responses. HTTP data is then streamed through several configurable compressors and analyzers to track e.g. the web server's latency, the time needed for compression, and the resulting compression ratio for each content-type. The gathered statistics and the captured payloads are exported for further evaluation (section 2.2) and to serve as representative test data for the energy tests in section 4. The HTTP decoder triggers the analyzers directly at packet level without additional buffering. Hence, the compressors will append data blocks of about the average MSS which is, at max, 1460 bytes when using Ethernet with a MTU of 1500 bytes [Postel 1983]. As compressors like gzip are configured to use `Z_NO_FLUSH`, they are independent of this chunk size. Other compression algorithms like LZO and LZ4 however are strictly block based, their compression ratio might vary significantly depending on the block size (see section 3).

Equally important as the traffic's composition are the latency distributions. As disk access is much slower than the overhead needed for compression [Yang et al. 2010], the CPU time spent on compaction of uncacheable files, like dynamic websites using PHP, Ruby, Python, or other languages, is less critical than compressing static websites that will most likely reside within the file system cache. Therefore, we try to analyze the amount of (compression-suited) dynamic content by exporting latency values and applying an appropriate threshold.

2.2 Results

2.2.1 Traffic distribution

The analyzed production server's HTTP request payloads (24.6 MiB) had about 2% the size of the response payloads (12.9 GiB) and thus are statistically insignificant. Therefore, we did not further analyze the compressibility of the requesting side. Table 2 provides the detailed results of the response payload's composition. We also did not examine the HTTP headers' compressibility as the NetAnalyzer tool reported an average header size of only 561 bytes for requests and 319 bytes for responses, respectively. Furthermore, HTTP/1.1 currently does not allow such a construction. The upcoming HTTP/2.0, however, will provide multiplexing with corresponding header-compression [Belshe et al. 2013][Peon and Ruellan 2013].

	html	images	js	css	xml	json	other
traffic	5.54 GiB	5.35 GiB	1.37 GiB	0.36 GiB	0.04 GiB	0.02 GiB	0.21 GiB
traffic %	42.9%	41.4%	10.8%	2.8%	0.2%	0.1%	1.8%
files	113,737	385,927	67,138	39,498	4,557	6,212	8,689

Table 2: Traffic distribution within P_{72}

Our expectation of the used image formats was confirmed as we mainly found jpeg images (4.59 GiB / 233,858 files) followed by png (0.67 GiB / 77,382 files) and gif (0.09 GiB / 74,687 files). Those formats already have a high entropy of nearly 8-bit per symbol (byte) and thus are not suitable for further compression. All following tests will use a 24 hour slice P_{24} of P_{72} . Unfortunately, most of the xml traffic was occupied by two files, requested every minute. After removing those files, to ensure a variety of different payloads, P_{24} contained only 25 xml files with 500 KiB in size. Therefore, xml tests use the larger window of P_{72} containing 68 files using 2.7 MiB. This amount still is negligible compared to other content-types and xml test results should be handled with care. Figure 1 shows the traffic distribution on the web server M_{s1} within the extracted range of P_{24} . The distribution on the analyzed web server strongly depends on the time of day and allows higher compression at nightly hours. The average traffic of one day consists of about 50% well suited for compression. Table 3 and Figure 1 depict the detailed traffic composition.

	html	js	css	json	xml
traffic	2,033.1 MiB	550.9 MiB	148.7 MiB	6.6 MiB	2.6 MiB
traffic %	74.1%	20.1%	5.4%	0.2%	0.1%
files	33,570	26,444	15,264	1,979	68
avg filesize	62.1 KiB	21.3 KiB	10.0 KiB	3.4 KiB	39.1 KiB

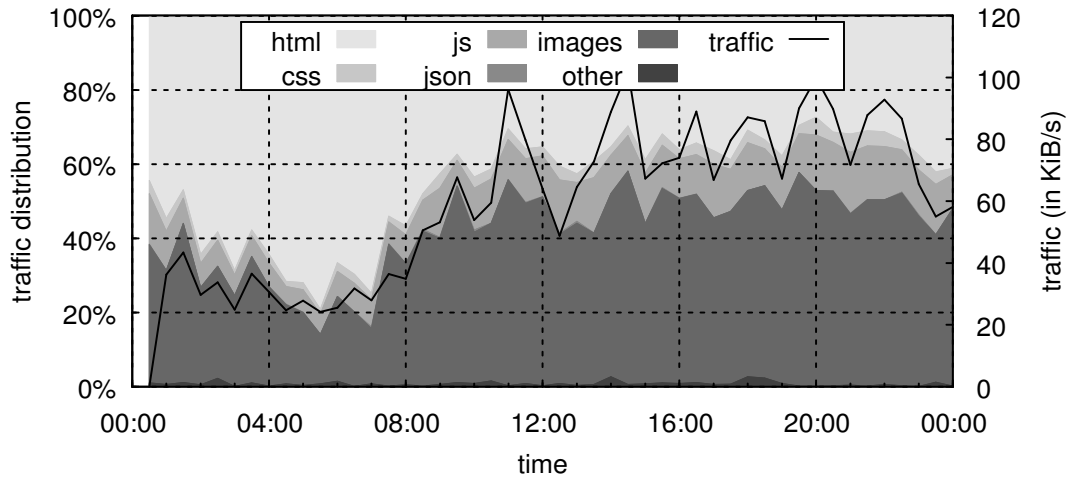
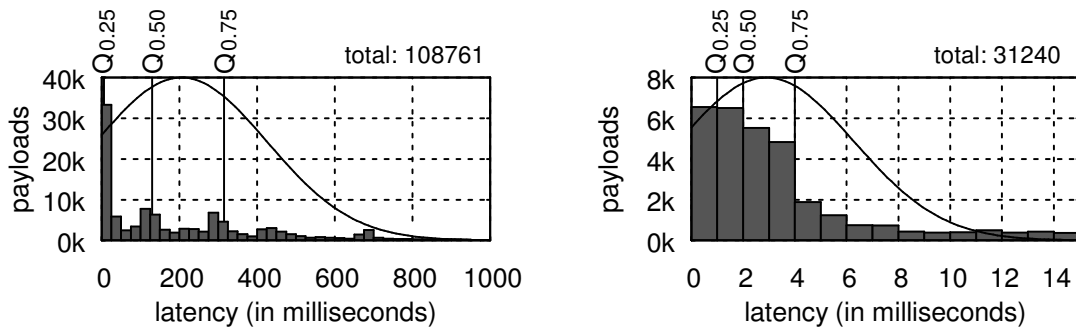
Table 3: Extracted content-types within P_{24}

2.2.2 Traffic latency

The left half of Figure 2 shows the histogram for html content latencies of P_{72} between 0 and 1000 milliseconds. 108761 values matched this latency range which is about 95.6% of the complete payload P_{72} (see Table 3). $Q_{25} = 6$ claims that many responses were delivered almost instantly. The right half shows the histogram for low latencies between 0 and 15 milliseconds. Starting at 8 milliseconds, the number of entries per bin almost seems to be stable. Therefore, we decided to split between static and dynamic contents using a threshold of 10 milliseconds. Table 4 depicts the results, using this threshold for P_{24} .

	html	js	css	json	xml
num static	25.3%	96.2%	94.0%	3.5%	2.0%
size static	12.8%	93.0%	87.3%	7.6%	1.2%

Table 4: Static / Dynamic distribution per content-type within P_{24}

Figure 1: Distribution and amount of HTTP traffic (30 minutes average) on M_{s1} Figure 2: Response latencies for html payloads within P_{72}

2.3 Conclusion

On the tested server M_{s1} the amount of compressible payload is in fact considerable. It is composed of html, js, and css which account for about 56.5% of the total traffic. In addition, only one tenth of the html traffic is based on static content indicating a negligible overhead for compressing a significant amount of payload.

3 COMPRESSION ANALYSIS

In this section we select five existing compression libraries and evaluate them using the web traffic P_{24} from section 2.2. In addition to the existing compression libraries we examine the effectiveness of two custom compression methods in section 3.2 and 3.3. The results serve as input for choosing the most appropriate compression algorithms for the energy tests in section 4.

Before presenting the compression libraries we need some definitions that will be relevant throughout this section. We define the terms compression ratio ΔN , compression speed S_c , and reduction speed S_r as in Equation 1 where t_c is the time the compressor C needed for compressing N uncompressed bytes to n compressed bytes.

$$\Delta N = \frac{N}{n} \quad S_c = \frac{N}{t_c} \quad S_r = \frac{N-n}{t_c} \quad (1)$$

Compressibility depends on the input's entropy (see Equation 2) which is about the average number of bits needed to describe one of its code words (e.g. one byte, one word, one sentence) [Blelloch]. Most compression algorithms thus are based on either a form of entropy encoding, like Huffman coding [Huffman 1952], and / or some kind of dictionary, like those of the Lempel-Ziv family [Ziv and Lempel 1977]. As these compressors have no a priori knowledge of the to-be-compressed payloads they usually are adaptive to provide good compression ratio. However the adaptive behavior is CPU intensive as the data structures which provide high searching speeds must constantly be updated e.g. when gzip's sliding window changes [Bell and Kulp 1993]. Thus we will take a closer look at a static entropy encoder / dictionary to check the feasibility of static algorithms using a priori knowledge and analyze obtainable compression ratios.

$$H(X) = \sum_{i=1}^n p(x_i) \log_2 \left(\frac{1}{p(x_i)} \right) = \sum_{i=1}^n -p(x_i) \log_2 p(x_i) \quad (2)$$

3.1 General Purpose Algorithms

This section presents the five compression libraries chosen for the initial payload analysis. Each library is referred to as "algorithm" for better readability, although we chose a concrete implementation with a specific version and configuration. All algorithms are lossless and intended for general purpose usage. Overall the choice was biased towards algorithms known for fast compression and decompression speed.

3.1.1 *gzip*

The GNU zip (*gzip*) is a combination of the GNU zip file format and data compressed with DEFLATE algorithm. It can be created using the *gzip* program or the *zlib* library. *gzip* is allowed as an encoding format by the HTTP/1.1 standard [Fielding et al. 1999] and defined in [Deutsch 1996b]. The current RFC draft for the upcoming HTTP/2.0 standard [Belshe et al. 2013] does not add new compressed encoding formats, although there have been attempts [Butler et al. 2008] to introduce new formats into the current standard in the past. *gzip* serves as a reference regarding compression and speed. It supports different compression levels from 1 (fastest) to 9 (best ratio) and can use huffman-only compression strategy. We will refer to different configurations of *gzip*: *gzip*₁, the fastest compression level; *gzip*₆, the default compression level; *gzip*₉, the level providing the best compression ratio; *gzip*_{huffman}, using only Huffman coding. HTTP/1.1 allows the usage of deflate content encoding, also known as *zlib* format [Deutsch 1996c] with DEFLATE compression, in addition to *gzip*. We will focus on *gzip* since deflate encoding is reported to be the more reliable choice across different servers and browsers.

3.1.2 *LZMA*

Lempel-Ziv-Markov chain algorithm (LZMA) is a compression algorithm that uses a dictionary compression scheme. It is known for its high compression ratio for most contents. LZMA is used as the default compression method of the 7z format. The reference implementation was placed in the public domain in 2008. Although the API provides options to customize the compression and decompression experience (level 1-9), the usage of default parameters leads to high memory requirements especially for compression. The manual page for the *xz* program gives a rough estimate of the memory requirement for level 1 as 9 MiB for compression and 2 MiB for decompression. Level 4 would require about 48 MiB for compression and 5 MiB for decompression. The analysis of the web traffic focused on using LZMA at level 1 with a CRC64 checksum. Default values were used for all other arguments. This configuration is hereafter referred to as *lzma*₁. We chose LZMA to have a reference with regards to compressibility of the traffic data.

3.1.3 LZO

Lempel–Ziv–Oberhumer (LZO) is a compression algorithm that focuses on fast decompression. Its default algorithm requires only 64 KiB memory for compression. The compression is known to be fast while favoring speed over a higher compression ratio. LZO is licensed under the GPLv2+. Its area of application includes compression in the Btrfs file system, optional data stream compression in OpenVPN, and Linux Kernel compression. The API provides algorithms of different flavors. The traffic analysis used the LZO1X-1 algorithm as recommended by the official LZO FAQ when aiming for speed. This configuration is hereafter referred to as `lzo1`. Initial tests were also conducted using LZO1X-999 but failed to provide significantly better compression ratio.

3.1.4 LZ4

LZ4 is an algorithm for fast compression and decompression. It offers two kinds of API, default and high compression mode (HC). The traffic analysis used LZ4 r94 in its default configuration hereafter referred to as `lz4`. The algorithm's source code is published under the 2-clause BSD license. Although the project is relatively young, it has seen wide adoption lately. It is actively used in GRUB, the ZFS file system and is supported for Kernel compression since Linux 3.11.

3.1.5 QuickLZ

QuickLZ is another fast compression algorithm. It is licensed under the GPL but also offers commercial licensing. The algorithm provides three compression levels that allow the user to choose between compression or decompression speed. In addition, it offers the usage of a history buffer for improved compression ratio and an option for memory safe decompression for corrupt input data (15-20% slower). The analysis was performed with library version 1.5.0 configured with level 1 (fastest compression speed), a streaming buffer of 100000 bytes and no extra memory safety. This configuration is referred to as `quicklz1` for the rest of this document.

In addition to the general purpose algorithms we examined the feasibility of non-adaptive compression using one representative of dictionary and entropy coding, respectively. For the latter, we decided to settle for the well-known Huffman coding.

3.2 Huffman coding

Our implementation builds the necessary (static) Huffman table by counting the symbols within several training files. While the Compressor was optimized for speed, decompression was only implemented to ensure the algorithm is working correctly. Hence, Huffman coding will not be part of the energy tests in section 4 and its decompression speeds are omitted in section 3.4. Since we try to provide a static tree for many documents (e.g. for all html files with English content), it makes sense to exchange the required tree once in advance only and use it for several transactions. Therefore our implementation will not include the used tree within its output, saving some additional bytes. Within this document several Huffman trees will be used whereby `huffmanhtml` and `huffmanjs` are trees derived from all html / js payloads of P_{24} (see section 2.2). `Huffmangen` will be, in general, any Huffman tree derived from any sort of payload using the algorithm described above. All resulting compression ratios are compared with those of an adaptive tree used by gzip in `Z_HUFFMAN_ONLY` mode [Deutsch 1996a].

3.3 LZW-based dictionary

In order to examine dictionary coding we implemented a LZW based algorithm [Welch 1984] (a successor of LZ78 [Ziv and Lempel 1978]) which was inspired by the code from [Nelson 1989]. We used a maximum length of $M=16$ for the dictionary entries and a Trie to retrieve the matches. Our dictionary allows a maximum of 65536 entries whereas every entry will be compressed by using its corresponding 16-bit index. LZ77 based algorithms (like gzip) are expensive on the compression side due to the need to find the longest match from a sliding window [Bell and Kulp 1993]. Using a priori knowledge to create a static dictionary, the missing adaption to changing

payload-content usually degrades the compression ratio. However, compression speed increases as the data-structures needed for efficient retrieval of the longest dictionary match, can be precomputed and do not need (expensive) updating during compression [Bell and Kulp 1993].

As the speed of the current implementation requires further optimization, we only analyzed achievable compression ratios using a static dictionary and omit speed and energy tests. The language dependency of the dictionary is analyzed by using the four front pages of amazon, youtube, wikipedia, and facebook. Those websites were chosen because they are common¹, translated into the tested languages German, English, and Japanese and the front pages for all languages differed only in textual content and not in layout or structure. The dictionaries (D_{de} , D_{en} , D_{jp}) each use the four front pages of their corresponding language as do the payloads (P_{de} , P_{en} , P_{jp}). Since those websites heavily use `<script>` and `<style>` another dictionary D_{script} , based on each language with those tags removed and a dictionary $D_{content}$ with additionally removed textual content, will be tested as well.

3.4 Results

3.4.1 Chunk size

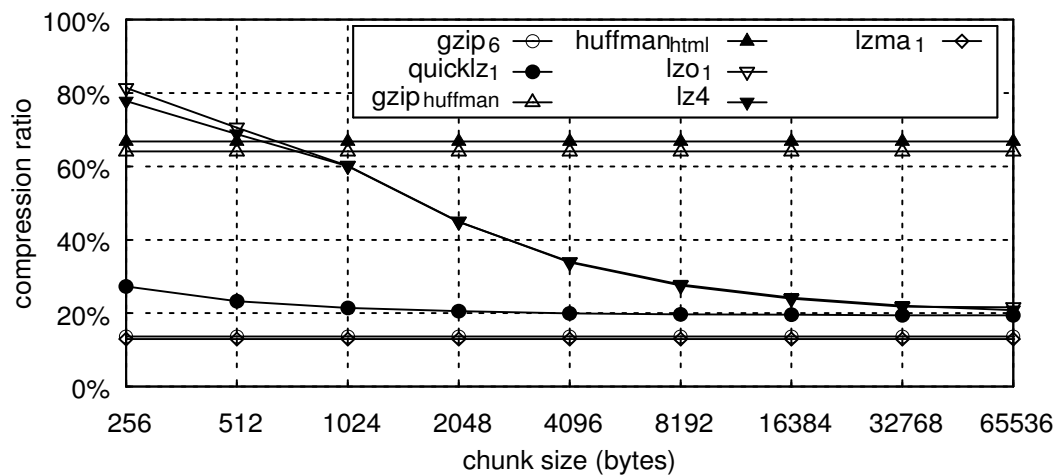
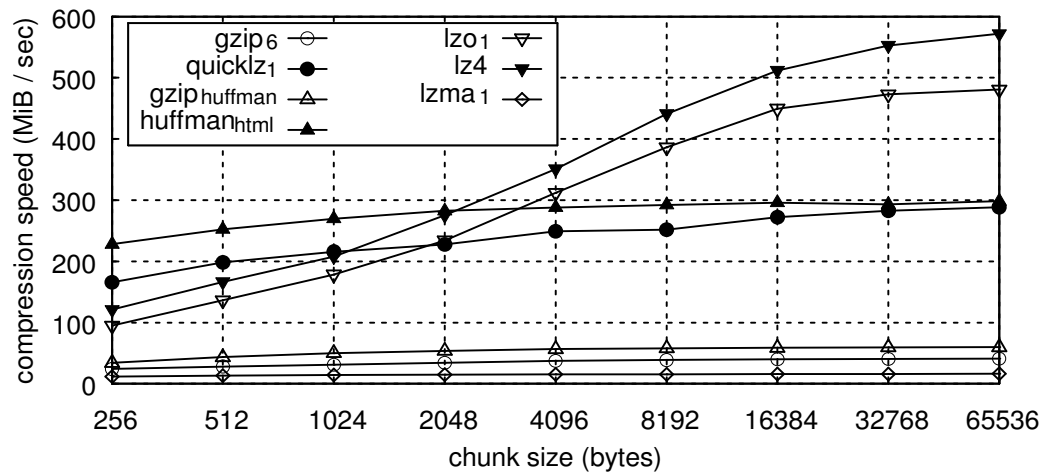
The impact of different chunk sizes on the general purpose algorithms was measured to find proper values for the following energy tests. We compressed the html part of payload P_{24} (see 2.2) using each of the algorithms. The chunk size is the maximum number of bytes that each compressor received at once per file. Depending on the file size (see Table 3 for average file sizes in P_{24}), this means fewer calls to the compressor API with larger to-be-compressed data chunks. It also leads to less overhead for the compression format because of fewer compressed data chunks. Larger chunk sizes, however, also require more memory on the system and increased memory management efforts for the application. Figure 3 and Figure 4 show the resulting impact on compression ratio and compression speed respectively.

The libraries for gzip and lzma₁ provide a stream-like API that performs internal buffering, so their compression ratio is not affected by the chosen chunk size. Compression speed is slightly lower for very small chunks, which seems to be the function call overhead of the API. Decompression is not affected since the compression stream always provides compressed data chunks of the same size, except for end-of-file situations. With the exception of the necessary function call overhead, both Huffman based compressors are unaffected by the chunk's size and offer slightly faster compression with larger chunks only.

The compression ratio of quicklz₁ is slightly worse until reaching chunk sizes of about 4 KiB, but stays stable from there on. This seems to be caused by the constant format overhead per chunk. However, the average compression ratio is better than that of e.g. lzo₁, which is probably a result of the optional history-buffer. Unlike the asynchronous stream-like interface of gzip₆ and lzma₁, quicklz₁ returns a compressed data chunk immediately after each call to the API. Compression and decompression speed each double between 256 bytes and 64 KiB chunk sizes. This increase progresses linearly and is too small to be caused by function calls. Instead, the algorithm seems to be faster when allowed to compress or decompress larger data chunks at once.

lzo₁ and lz4 both provide a very simple to use block based API. Every time their API is called to compress a data block the compressed result is returned directly after the function call. They do not keep track of internal state between calls nor use a global context. This design benefits greatly from increased chunk sizes both for compression ratio and speed. It would probably not be difficult to design a stream-like API similar to the one of gzip₆ around these algorithms, so that they would work efficiently independent of external chunk sizes. But that is outside the scope of this paper. The compression ratio of the two algorithms is practically identical. Speed-wise however, lz4 shows superior performance to lzo₁, especially for decompression.

¹ <http://www.alexa.com/topsites/countries/DE>

Figure 3: Chunk size impact on html compression ratio using P_{24} (less is better)Figure 4: Chunk size impact on html compression speed using P_{24} (more is better)

3.4.2 Content type

Given the results of the previous tests we decided to settle for a chunk size of 64 KiB for the compression tests split by content type. The measurements were performed on the payload P_{24} using machine M_{a1} . The compression tests were performed using an extension of the NetAnalyzer tool (see section 2.1). Although the compression itself is single-threaded, we used `pthread_setaffinity_np` to bind the compression thread to one core. This increased reproducibility and reduced the number of cache misses [Love 2003].

The results of the content type tests in Table 5 to Table 7 complement the measurements shown in Figure 3 and Figure 4. Best results are shown in bold. These tables include stats for the fastest (gzip₁) and best (gzip₉) gzip compression level. For us, the takeaway from these tests is: lzma₁ and gzip₉ provide the best compression ratio, which is consistent with what Figure 3 indicated for html-only data. quicklz₁, lzo₁, and especially lz4 are superior when focused on speed. As expected, the compression ratio of both static Huffman codings huffman_{html} and huffman_{js} is inferior to that of the adaptive version used in gzip [Crochemore and Lecroq 2010].

	html	xml	css	js	json
gzip ₁	0.157	0.151	0.242	0.371	0.319
gzip ₆	0.137	0.131	0.201	0.325	0.282
gzip ₉	0.136	0.128	0.191	0.325	0.280
gzip _{huffman}	0.640	0.624	0.640	0.652	0.673
quicklz ₁	0.195	0.186	0.302	0.453	0.403
lzo ₁	0.216	0.206	0.319	0.481	0.420
lz4	0.208	0.200	0.337	0.494	0.410
lzma ₁	0.130	0.121	0.209	0.323	0.294
huffman _{html}	0.668	0.692	0.730	0.780	0.772
huffman _{js}	0.757	0.790	0.727	0.692	0.782

Table 5: Compression ratio for P_{24} using 64 KiB chunks (less is better)

	html	xml	css	js	json
gzip ₁	56.8	63.7	37.4	29.8	27.2
gzip ₆	30.3	34.3	20.1	17.3	17.3
gzip ₉	24.4	25.9	16.6	12.4	14.5
gzip _{huff}	49.0	56.6	46.0	49.3	38.5
quicklz ₁	216.7	234.9	113.7	110.6	77.9
lzo ₁	420.0	411.2	224.3	190.2	195.6
lz4	505.5	507.6	270.0	220.9	229.9
lzma ₁	13.7	15.8	8.8	6.7	7.0

Table 6: Compression speed (in MiB/s) for P_{24} using 64 KiB chunks (more is better)

	html	xml	css	js	json
gzip ₁	230.2	242.4	119.9	118.7	112.0
gzip ₆	256.5	285.1	143.3	141.9	139.0
gzip ₉	257.2	281.0	150.2	137.3	144.2
gzip _{huff}	116.9	136.8	104.0	110.4	95.1
quicklz ₁	362.7	441.8	216.3	174.3	173.1
lzo ₁	570.4	602.8	291.0	256.4	328.1
lz4	1120.8	1150.3	660.5	712.8	711.5
lzma ₁	62.2	71.3	32.4	25.9	26.7

Table 7: Decompression speed (in MiB/s) corresponding to Table 6 (more is better)

Table 5 and Table 6 indicate a correlation between compression ratio and (de)compression speed for some of the algorithms. Therefore we calculated the Bravais-Pearson correlation coefficient between those values using equation 3. The correlation for Huffman based compressors strongly depended on the used payload types, resulted in entirely different values for aforementioned tests, and will be omitted. Table 8 shows that dictionary based compressors have a strong negative correlation between compression ratio and compression speed. Highly compressible files will also consume less time for compression. Moreover, decompression almost showed similar correlation values.

$$[ht]r_{xy} = \frac{\sum_{i=0}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=0}^n (x_i - \bar{x})^2 \cdot \sum_{i=0}^n (y_i - \bar{y})^2}} \quad \bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^n x_i \quad \bar{y} = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^n y_i \quad (3)$$

lzma ₁	lz4	gzip ₉	gzip ₁	lzo ₁	gzip ₆	quicklz ₁
-0.952	-0.944	-0.941	-0.937	-0.924	-0.908	-0.896

Table 8: Bravais-Pearson correlation between compression ratio and compression-speed

In order to reduce the number of possible testing-combinations and to make them comparable with previous results, the two following tests for Huffman and dictionary coding will focus on html payloads only.

3.4.3 Huffman coding

Table 5 concluded that the compression ratio of a static Huffman tree, derived from the complete html traffic of P_{72} , is similar to the ratio of an adaptive gzip. The language dependency of Huffman coding in general is analyzed using the payloads P_{de} , P_{en} , P_{jp} and their corresponding Huffman trees referred to as *huffman_{gen}*. While compression ratios for English and German payloads are almost identical, Japanese payloads seem less compressible using Huffman coding, due to their higher entropies (see Table 9).

	P_{de}	P_{en}	P_{jp}
huffman _{gen}	69.0%	68.8%	74.7%
gzip _{huffman}	67.3%	67.1%	71.4%

Table 9: Huffman compression ratio per language

	D_{de}	D_{en}	D_{jp}	$D_{-script}$	$D_{-content}$
P_{de}	40.2%	45.3	46.2	48.6% (+8.4%)	51.4% (+2.8%)
P_{en}	44.1%	40.2	45.8	47.7% (+7.5%)	50.4% (+2.7%)
P_{jp}	56.1%	58.5	40.7	49.6% (+8.9%)	56.5% (+6.9%)
P_{24}	48.3%	49.8	52.7	47.9% (-0.4%)	52.2% (+4.3%)

Table 10: LZW-dictionary compression ratio depending on payload

3.4.4 Dictionary

Table 10 shows that P_{24} can be compressed to 48.3% using the dictionary D_{de} which is superior to the 66.7% offered by the Huffman tree. English and German websites can be compressed with another language's dictionary at a small overhead of 5%. However, Japanese websites heavily depend on the language component within the dictionary to achieve good compression ratios. The last two columns respectively use the scriptless / contentless dictionary (see section 3.3) for the language of each row. For P_{24} those two variants are based on the German dictionary because it offered the best compression ratio. Removing scripts and styles from a dictionary of a language results in a compression ratio degraded by about 8%, indicating an extensive usage of `<script>` and `<style>` tags within the examined websites. It should be far more efficient to move those contents to external files, at least when using a LZW-based dictionary. P_{24} seems to prove this hypothesis as the compression ratio using $D_{-script}$ is slightly better (0.4%) than that of D_{de} . However, LZ77 based compressors will, most likely, behave differently as they use a local dictionary instead of a global one. Additionally removing any textual content from each dictionary of a language only keeping the html tags (named $D_{-content}$) increased the compression ratio by another 3% for German / English texts and about 7% for Japanese contents. This indicates that a language-independent static dictionary for html payloads is feasible but slightly less efficient.

3.4.5 General optimizations

Previous tests indicated a huge amount of tabs and spaces within the payloads. Supplementary tests were conducted to analyze whether additional bytes can be saved by replacing indentation tabs with spaces. We examined a fraction of payload P_{24} created by using only those files which solely use tabs for indentation and filtering duplicates referred to as P_{tab} . Table 11 points out those new results. The values state that it doesn't matter whether to use one space or one tab for indentation when working with common compression algorithms. However, using four spaces for indentation is inefficient and increases the traffic by about 4% even when using gzip compression.

	original	tab -> 1 space	tab -> 2 space	tab -> 4 spaces
none	50,626	50,626 (0.0%)	55,026 (+8.7%)	63,826 (+26.1%)
huffman _{static}	33,775	32,958 (-2.4%)	34,494 (+2.1%)	36,694 (+8.6%)
gzip _{huffman}	32,996	32,370 (-1.9%)	33,626 (+1.9%)	35,363 (+7.2%)
gzip ₁	10,070	10,065 (0.0%)	10,191 (+1.2%)	10,464 (+3.9%)

Table 11: Impact of tab/space indentation on the compression (in bytes) of payload P_{tab}

Inspired by the growing output size when using multiple spaces for indentation, we also applied a simple minification to the previously tested payload P_{tab} by removing all `\r`, `\n`, `\t` and multiple consecutive whitespaces (see Table 12). However, our simple implementation will, most likely, break javascript code, style sheets or `<pre>` blocks. Moreover, many additional operations as comment-removal or variable-renaming could be applied to further enhance the minification. Widely used CMS and templates pose another challenge for minification. Using those, it is not easily possible to minify a website beforehand as it is composed of numerous elements. Minification within the compressor would be a far better solution here, probably at the cost of lowered compression speeds.

	uncompressed	huffman _{static}	gzip _{huffman}	gzip ₁
original	50,626	33,757	32,996	10,070
minified	45,317 (-10.5%)	30,214 (-10.5%)	29,744 (-9.9%)	9,673 (-3.9%)

Table 12: Impact of minification on the compression (in bytes) of payload P_{tab}

3.5 Conclusion

The gzip₆ algorithm offers a good trade-off between compression ratio and speed. lzma₁ showed strong compression ratio but was also the slowest option throughout the measurements with the highest memory consumption. For some content types gzip₉ even provided slightly better compression ratio than lzma₁. For these reasons LZMA level 1 and higher might not be suitable for low-latency real-time data compression or decompression. lzo₁ and lz4 are both fast and show similar characteristics (need large chunk size) while lz4 offers superior speed. Given an appropriate chunk size (32 KiB and above), lz4 would also be preferred over quicklz₁ as it is faster and provides competitive compression ratio. In a scenario where a large chunk size is not an option and good compression is more important than speed, quicklz₁ might be a viable alternative.

Static compression algorithms, using a priori knowledge, offer competitive compression ratio and have room for additional optimization as they rarely need data-structure adjustments during compression. Those algorithms may use data structures otherwise too costly (like Patricia-Tries [Morrison 1968]) to reduce memory consumption rendering them practical for embedded systems where memory and CPU time is expensive. Albeit there are many adjustable variables which need further investigation in order to provide a set of rules for some content-type which maximizes the compression ratio. It is possible to save additional bytes by using minification which could be considered a lossy compression algorithm. Minification is applicable to all of the analyzed compressible content-types (html, js, css, xml, json) and can be quite complex, e.g. when renaming variables to shorter sequences. If suitable, pre-minification should be applied at the cost of edit ability.

4 ENERGY TESTS

This section will pick a subset of the previously evaluated algorithms and measure energy consumption relative to one another using real life the traffic we analyzed before. The goal of these tests is to show how much the energy consumption of different compression algorithms vary. We tried to eliminate many disruptive factors to measure the algorithms' energy consumption in terms of their CPU and network utilization.

4.1 Hardware

The setup of our energy tests consists of three separate hardware devices: the server, the client, and a switch linking them together. The client and server are machines originally intended for regular desktop use; see Table 13 for their specification. They are linked using a regular 100 MBit switch which will be of no concern to the test.

Machine	CPU	RAM	HDD
M_{ec}	Intel Atom N2800	2 GB DDR3	Seagate Momentus 5400.6 250 GB
M_{es}	Intel Core 2 Duo E6550	2 GB DDR2 800	Seagate Momentus 5400.6 250 GB

Table 13: Computers used for energy tests. M_{ec} works as the client, M_{es} works as the server

We tried to eliminate possibly interfering factors to achieve a uniform consumption measurement for idle mode. Unnecessary components like on-board audio, LPT and RS232 ports were disabled in the BIOS. Also, `cpufreq` configured for `ondemand` was used to reduce the

machines' (idle) power consumption. Both test machines are using Gentoo Linux running kernel version 3.8 optimized for each machine's CPU.

We used two Voltcraft Energy Logger 4000 devices to measure the consumed energy. They are connected between the mains socket and the device to be measured. While the energy logger's display provides a precision of 0.1 watts, the exported binary data leads to a lower precision of about 0.23 watts when using an average voltage of 230 volts ($230.0V \cdot 0.001A = 0.23W$).

4.2 Software

The energy tests were run by a tool we wrote for this purpose. NetAnalyzer served well for analysis but for energy tests we needed a program with as little overhead as possible. It can either be run in client or server mode and was deployed on both test machines M_{ec} and M_{es} .

4.2.1 Client mode configuration

When the tool is run in client mode the user can set various parameters to control the server's behavior. We used P_{24} (see section 2.2) for our energy tests to ensure real-world traffic. P_{24} does not only consist of the original payload but also includes meta information about the time stamp of each request. The client parses those meta information to be able to decide which file to request at a time. The tool allows for the payload to be sent in a shorter interval using a replay speed option which makes the test process less time consuming while preserving the original request distribution. P_{24} was used for the energy tests, so the original request time frame was 24 hours. We chose a replay speed of 3x to make each of the tests finish after 8 hours instead of 24. Section 2.2 has shown that the production server we analyzed was not running under full load. In fact P_{24} consists of only about 2.7 GiB of compressible data over a time period of 24 hours. This was not enough traffic for our measurements. We decided to simulate more load by sending each request multiple times, so each file was repeatedly requested 26 times in a row. The repeated requests of one file were equally spread over the time between two real requests. A chunk size option tells the server the size of chunks to use when reading a file and pass it to the compression algorithms (see 3.4). The compressed chunk is then sent to the client. We decided to run the energy tests using the three most diverse algorithms evaluated in section 3: $gzip_6$, $lzma_1$, and $lz4$. In addition tests were also run without compression for reference, referred to as none.

4.2.2 Server mode configuration

The server mode is initialized with a link to the actual payload P_{24} on the local file system. P_{24} consists of payload that the NetAnalyzer exported, where each HTTP response's payload was exported as a single file. Every time a client connects and requests a file, the server reads the file from the file system (xfs) using the given chunk size, compresses it with the appropriate compression algorithm and sends the data to the client one compressed chunk after another. Each access to the local file system made by the server (reading chunks) used the direct IO flag `O_DIRECT`. This forces the operation system to always access the drive directly without using the file system cache even when the same file is read repeatedly. While this is unusually in production environments, it ensures better reproducibility.

4.2.3 Protocol overhead

The energy tests contain a protocol overhead on top the actual payload. The client's overhead consists of the client telling the server which file to send, chunk size and compression algorithm. The server on the other hand sends the client the length of the following compressed chunk. This overhead, however, is negligible as it makes up only 0.25% of the whole communication for client and server combined for $gzip_6$ compression with a chunk size of 64 KiB. Table 14 presents the most important energy test configuration options that were explained in this section.

Test Runtime	8 hours
Repeat count	26x
Chunk size	64 KiB
Compression	none, gzip ₆ , lzma ₁ , lz4
Data	P_{24} (2.7 GiB, 75,278 files)
Content types	html, js, css (see Table 3 for distribution details)

Table 14: Energy test parameters and statistics

4.3 Results

Table 15 (left) shows the power consumption measurements collected for the client M_{ec} . The tests were run using the configuration described in Table 14: 69 GiB of uncompressed payload spread over 1.9 Mio separate connections over a time frame of 8 hours. The actual amount of bytes sent over the network was less when using compression, but the number of connections stayed the same. The client received the data being sent from the server and decompressed it. The difference in energy consumption between compression algorithms was barely measurable with our equipment. Most of the values are located in an area only about 0.3 watts wide, which is just slightly higher than the measurement accuracy of our energy logger (see section 4.1).

The values presented in Table 15 (left) show noticeable trends. The idle consumption is in fact the lowest, although not by much, and lzma₁ decompression measurements are the highest. Although Table 16 shows that the client spent about 100min (6010s) for decompressing data using lzma₁. Table 15 indicates almost no increase in energy consumption compared to lz4 decompression, which kept decompression only about 7min (426s) over a time frame of 8 hours.

The server measurements presented in Figure 5 are more diverse, since the server is responsible for the compression workload. The idle measurement is almost a straight line within the energy logger's accuracy. The traffic distribution of P_{24} can be recognized by looking at the graph, especially for lzma₁, which consumes considerably more energy than the other algorithms. gzip₆ replicates the payload traffic although by a smaller degree than lzma₁. The values for none and lz4 both show nearly identical progression but are lower than gzip₆ and lzma₁ at any time. These impressions are confirmed by the energy consumption details in Table 15 (right). Compressing payload with lz4 does not increase the energy consumption of our server, the data rather shows it might even be less costly (44.90 watts vs. 44.80 watts). This might be an effect of the reduced network traffic caused by compression, which leads to the theory that energy-wise the traffic savings from lz4 compression are higher than costs of the compression itself.

In addition to the measurements made by the energy logger, we analyzed the CPU usage of the client and server machines during the energy tests. The rationale behind this was to verify that power consumption and CPU utilization were consistent. The CPU usage was recorded by continuously reading the output of `/proc/stat` on each system. Figure 6 and Figure 7 show the CPU usage over time on the client. Table 17 (left) lists more details on the CPU usage with user and irq (software and hardware interrupts combined) values separated. For the server, Figure 8, Figure 9, and Table 17 (right) present the same information respectively.

Overall, the CPU usage and energy measurements are not only consistent with each other, we also noticed good reproducibility during the test.

	kWh	voltage avg (σ)	watt avg (σ)	kWh	voltage avg (σ)	watt avg (σ)
idle	0.095	222.6 (1.45)	11.99 (0.092)	0.348	223.4 (1.44)	43.82 (0.200)
none	0.096	222.9 (0.90)	12.09 (0.107)	0.357	223.7 (0.90)	44.90 (0.362)
gzip ₆	0.096	222.8 (1.05)	12.05 (0.112)	0.365	223.6 (1.05)	45.92 (0.734)
lzma ₁	0.096	222.6 (1.36)	12.14 (0.105)	0.379	223.4 (1.37)	47.62 (1.313)
lz4	0.096	221.9 (1.35)	12.08 (0.102)	0.356	222.7 (1.35)	44.80 (0.383)

Table 15: Energy consumption details using options described in Table 14 on M_{ec} (left) and M_{es} (right)

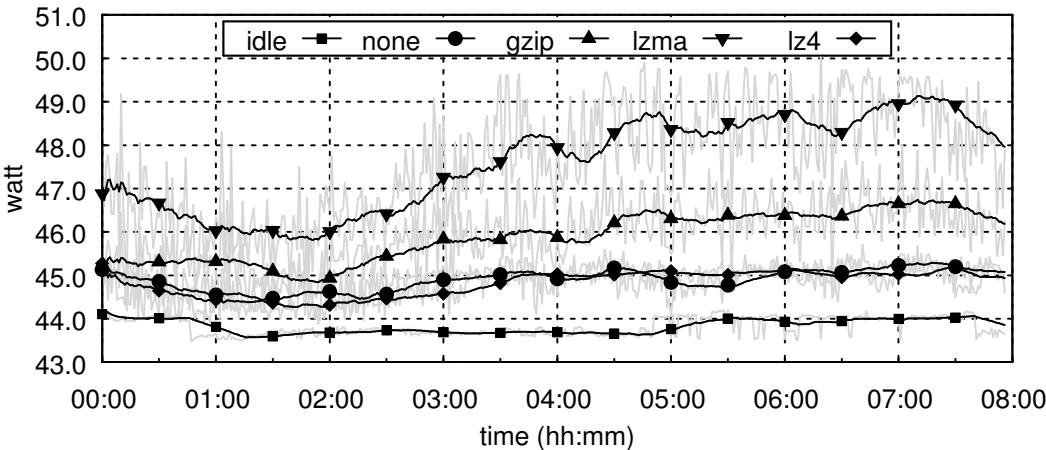


Figure 5: Power consumption using options described in Table 14 on M_{es} (30min average)

4.4 Conclusion

The measurements on our client machine M_{ec} did not provide significant results. The reason might be decompression being so cheap in general (see Table 7) or because our client machine was already very energy efficient. Probably both factors were responsible, but we were not able to conclusively determine the exact degree of each.

	uncompressed (MiB/s)	compressed (MiB/S)	compr. time (s)	decompr. time (s)
none	2.467	-	-	-
gzip ₆	2.467	0.440	2933	1451
lzma ₁	2.467	0.427	5985	6010
lz4	2.467	0.673	235	426

Table 16: Network traffic using options from Table 14 for compression on M_{es} (left) and decompression on M_{ec} (right)

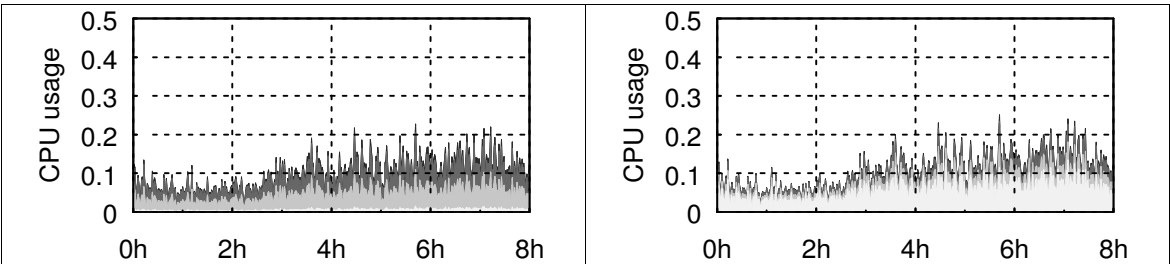


Figure 6: CPU usage over time using Table 14 on M_{ec} with none (left) and gzip₆ (right)

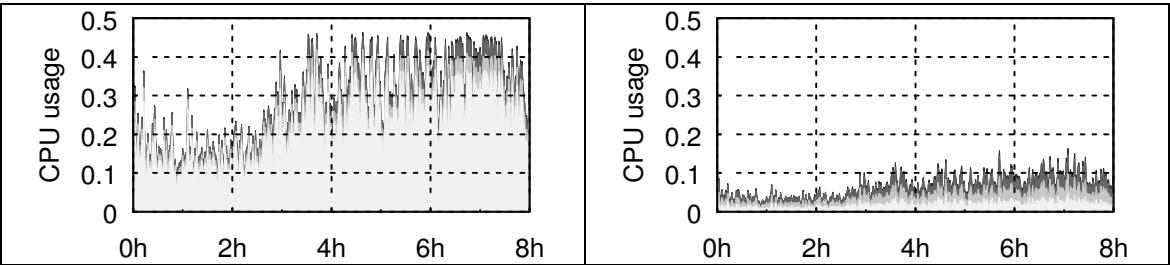


Figure 7: CPU usage over time using Table 14 on M_{ec} for lzma₁ (left) and lz4 (right)

The measurements on the server machine M_{es} show that the power consumption development of $gzip_6$ and $lzma_1$ is clearly dependent on the traffic distribution. Although being relatively energy inefficient, both offer good compression ratio. LZ4, however, did not lead to an increased energy consumption or CPU usage compared to tests without compression. LZ4 lead to higher user space utilization during compression but the system spent less time handling interrupts (see user and irq column in Table 17). Compared to tests without compression, our theory is that the increased power consumption for lz4 compression was balanced by the saved network traffic.

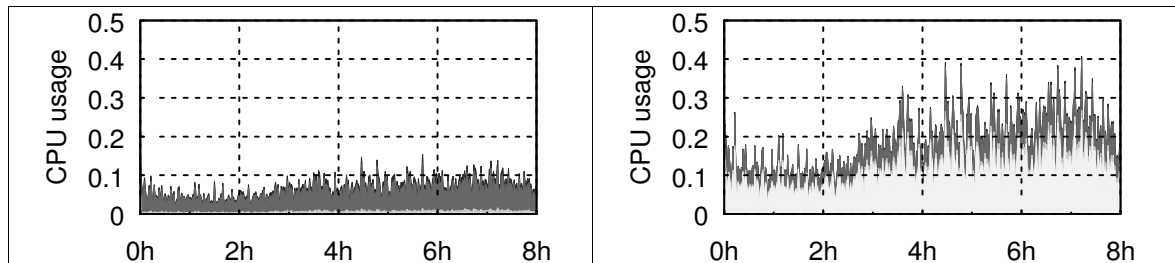


Figure 8: CPU usage over time using Table 14 on M_{es} for none (left) and $gzip_6$ (right)

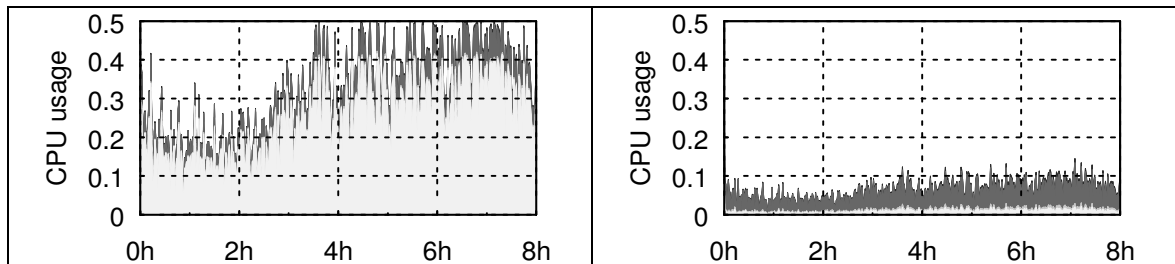


Figure 9: CPU usage over time using Table 14 on M_{es} for $lzma_1$ (left) and $lz4$. (right)

	all (%)	user (%)	irq (%)	all (%)	user (%)	irq (%)	iowait (%)
none	5.437	0.581	0.885	5.944	0.148	0.876	4.490
gzip ₆	8.000	5.563	0.475	16.223	10.360	0.394	4.554
lzma ₁	24.423	21.360	0.526	29.826	24.452	0.419	4.593
lz4	6.127	2.364	0.505	5.955	0.907	0.426	4.250

Table 17: CPU usage statistics using options described in Table 14 on M_{ec} (left) and M_{es} (right)

5 FUTURE WORK

Although we examined the feasibility of static compression methods we did not provide a final Huffman tree / dictionary usable e.g. for all German websites. This could be a subject for supplementary analysis to come up with a suitable solution.

Our energy tests concluded that the energy consumption of LZ4 is similar to using no compression. More sophisticated measuring equipment could conclude whether it is possible for compression to even reduce energy consumption. Another interesting test bed could use wireless instead of wired connections. The relation between energy savings due to traffic reduction and the additional energy needed for compression should be more evident than in our test setup.

We examined the complexity needed for data compression but omitted the CPU overhead spent by the underlying scripting language to generate websites. Further tests should be conducted to examine the overhead needed for compression using the algorithms directly on the target systems including dynamic website creation. Those could point out the relation between the

amount of time needed for website creation and compression. This would also require adjusting web servers and browsers to support the to-be-tested algorithms. Arvind Jain and Jason Glasgow looked into part of this problem, focusing on why the benefits of content compression often do not lead to better load times for web pages [Jain and Glasgow 2012].

REFERENCES

- BELL, T. C. AND KULP, D. 1993. Longest-match string searching for ziv-lempel compression. *Softw., Pract. Exper.* 23, 7, 757–771.
- BELSHE, M., PEON, R., THOMSON, M., AND MELNIKOV, A. 2013. Hypertext transfer protocol version 2.0. RFC (Draft).
- BELLELOCH, G. E. Introduction to data compression. Tech. rep., Carnegie Mellon University.
- BUTLER, J., LEE, W.-H., MCQUADE, B., AND MIXTER, K. 2008. A Proposal for Shared Dictionary Compression over HTTP. Tech. rep.
- CROCHEMORE, M. AND LECROQ, T. 2010. Algorithms and theory of computation handbook. Chapman & Hall/CRC, Chapter Text data compression algorithms, 14–14.
- DEUTSCH, P. 1996A. DEFLATE Compressed Data Format Specification version 1.3. RFC 1951 (Informational).
- DEUTSCH, P. 1996B. GZIP file format specification version 4.3. RFC 1952 (Informational).
- DEUTSCH, P. 1996C. ZLIB Compressed Data Format Specification version 3.3. RFC 1950 (Informational).
- FIELDING, R., GETTYS, J., MOGUL, J., FRYSTYK, H., MASINTER, L., LEACH, P., AND BERNERS-LEE, T. 1999. Hyper-text transfer protocol – http/1.1. RFC 2616 (Standard).
- HUFFMAN, D. A. 1952. A method for the construction of minimum-redundancy codes. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers* 40, 9 (September), 1098–1101.
- JAIN, A. AND GLASGOW, J. 2012. Use compression to make the web faster.
- LOVE, R. 2003. Kernel korner: CPU affinity. *Linux J.* 2003, 111 (July), 8–.
- MORRISON, D. R. 1968. Patricia – practical algorithm to retrieve information coded in alphanumeric. *J. ACM* 15, 4 (Oct.), 514–534.
- NELSON, M. R. 1989. LZW data compression. *Dr. Dobbs's J.* 14, 10 (Oct.), 29–36.
- PAPADOGIANNAKIS, A., VASILIAKIS, G., ANTONIADES, D., POLYCHRONAKIS, M., AND MARKATOS, E. P. 2012. Improving the performance of passive network monitoring applications with memory locality enhancements. *Comput. Commun.* 35, 1 (Jan.), 129–140.
- PEON, R. AND RUELLAN, H. 2013. Http/2.0 header compression. RFC (Draft).
- POSTEL, J. 1981. Transmission control protocol. RFC 793 (Standard).
- POSTEL, J. 1983. The tcp maximum segment size and related topics. RFC 879 (Unknown).
- WELCH, T. A. 1984. A technique for high-performance data compression. *Computer* 17, 6 (June), 8–19.
- YANG, L., DICK, R. P., LEKATSAS, H., AND CHAKRADHAR, S. 2010. High-performance operating system controlled online memory compression. *ACM Trans. Embed. Comput. Syst.* 9, 4 (Apr.), 30:1–30:28.
- ZIV, J. AND LEMPEL, A. 1977. A universal algorithm for sequential data compression. *IEEE Transactions on Information Theory* 23, 3, 337–343.
- ZIV, J. AND LEMPEL, A. 1978. Compression of individual sequences via variable-rate coding. *IEEE Transactions on Information Theory* 24, 5, 530–536.

Umrichter in Hybridstruktur als Entwicklungswerkzeug und Prüfsystem für elektrische Antriebe

ANSGAR ACKVA, BERND DRESSEL und JULIAN ENDRES
Technologietransferzentrum für Elektromobilität
Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt
Schweinfurt

Die Entwicklung, Applikation und der Test von Wechselrichtern, insbesondere für Traktionsantriebe, ist mit einem hohen Aufwand für die Bereitstellung einer passenden Testumgebung verbunden. Für gewöhnlich werden diese Tests in der Entwicklung als auch in der Fertigung mit Hilfe von Motor-Generator Prüfständen durchgeführt, die wiederum für unterschiedliche Leistungsklassen vorgehalten werden müssen. In diesem Beitrag wird eine neuartige hochdynamische Umrichter topologie vorgestellt, die als universelles Entwicklungs-, Applikations- und Prüfsystem für Umrichter eingesetzt werden kann. Derzeit wird dieser Umrichter in Hybridstruktur im Rahmen eines Forschungsprojektes an der FHWS realisiert.

Kategorie und Themenbeschreibung: Electromobility and Energy Engineering

1 EINLEITUNG

Die Aufgabe leistungselektronischer Geräte besteht in der Regel darin, angeschlossene Lasten mit möglichst idealen Strömen und Spannungen zu speisen, die im Weiteren auch als Nutzsignale bezeichnet sind. In der industriellen und automobilspezifischen Praxis werden die dabei eingesetzten Leistungshalbleiter aus Verlustgründen nur als Schalter (Ein - Aus) und nicht im linearen Verstärkerbetrieb verwendet. Aufgrund dieser schaltenden Betriebsweise können keine rein idealen Nutzsignale erzeugt werden. Es entstehen zusätzlich Oberschwingungen, die durch geeignete Maßnahmen so weit wie für die Anwendung nötig (Normen, Verluste/Wirkungsgrad, Oberschwingungsspektrum, Geräusche, ...) reduziert werden müssen. In der Regel wird versucht, die gewünschten Nutzsignale mit einer technisch und wirtschaftlich günstigen Kombination aus verschiedenen Einzelmaßnahmen einzustellen. Dazu gehören z.B.

- der Einsatz jeweils geeigneter Halbleiter (z.B. IGBTs, MOSFETs, SiC Dioden),
- optimierte Treiberschaltungen (zur Beeinflussung der Spannungs- und Stromflanken),
- passive Bauteile (Induktivitäten, Kapazitäten, Aufbaugeometrie),
- geeignete Schaltungstopologien (z.B. Wechselrichter, Multilevel-Umrichter, PFC),
- günstige Schaltfrequenzen (möglichst hoch und dennoch thermisch akzeptabel),

Adressen der Autoren: A. Ackva, B. Dreßel, J. Endres
Fakultät Elektrotechnik, Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt, 97421 Schweinfurt
Deutschland
www.fhws.de

Die Erlaubnis zur Kopie in digitaler Form oder Papierform eines Teils oder aller dieser Arbeit für persönlichen oder pädagogischen Gebrauch wird ohne Gebühr zur Verfügung gestellt. Voraussetzung ist, dass die Kopien nicht zum Profit oder kommerziellen Vorteil gemacht werden und diese Mitteilung auf der ersten Seite oder dem Einstiegsbild als vollständiges Zitat erscheint. Copyrights für Komponenten dieser Arbeit durch Andere als FHWS müssen beachtet werden. Die Wiederverwendung unter Namensnennung ist gestattet. Es andererseits zu kopieren, zu veröffentlichen, auf anderen Servern zu verteilen oder eine Komponente dieser Arbeit in anderen Werken zu verwenden, bedarf der vorherigen ausdrücklichen Erlaubnis.

- aktive und passive Filterschaltungen und Abschirmungen (Gehäuse, Motorleitungen).

Die genannten und notwendigen Zusatzaufwände lassen die Produktkosten steigen, vergrößern Bauvolumina und erhöhen das Gewicht der Baugruppe. Sie bestimmen somit maßgeblich die Marktfähigkeit eines Produkts über Bauraum, Kosten und Gewicht. Neben den aufgelisteten Hardwarekomponenten spielen bei der Entwicklung solcher Geräte auch die Regelung und Ansteuerungsverfahren für die Umrichter eine entscheidende Rolle, da hierüber die Oberschwingungsanteile im Strom stark beeinflusst werden können. Die Geschichte der Leistungselektronik ist geprägt von der Suche nach jeweils optimalen Lösungen für das geschilderte Problem. Daher kann man seit einigen Jahren einen verstärkten technologischen Trend und wirtschaftlichen Zwang beobachten, passive Bauteile, insbesondere Zwischenkreiskondensatoren und Glättungsinduktivitäten, zu verkleinern. Man versucht, durch schnellere Leistungshalbleiter oder durch eine höhere Anzahl von Halbleiterschaltern in aufwendigeren Topologien die Nutzsignale besser der Idealform anzunähern. In Folge dessen können passive Bauteile kleiner ausgeführt werden. Man kann von einem Trend „weg von passiven und hin zu aktiven Bauteilen“ sprechen. Ursache sind Forderungen nach kleinem Bauvolumen und niedrigem Gewicht sowie tendenziell stetig steigende Rohstoffkosten für passive Bauteile (z.B. für Kupfer). Auf der anderen Seite werden Leistungshalbleiter bei sinkenden Kosten kontinuierlich verbessert (Durchlass- und Schaltverhalten, Robustheit). Zudem sind selbst für komplexe Topologien (Multilevel-, Matrixumrichter) heute leistungsfähige Ansteuerbausteine z.B. auf FPGA Basis oder als ASIC zu niedrigen Kosten verfügbar.

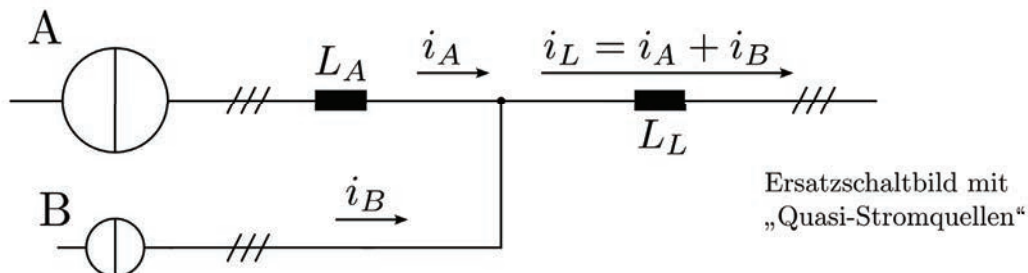
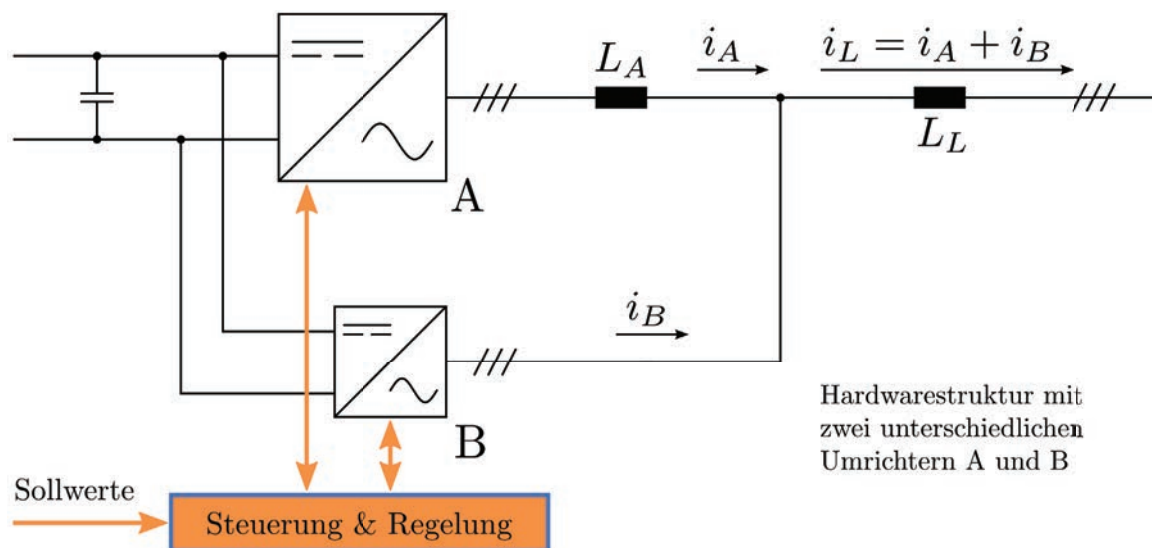


Abb. 1. Grundstruktur des Umrichters in Hybridstruktur (oben) und dessen Ersatzschaltbild (unten)

2 UMRICHTER IN HYBRIDSTRUKTUR

Ein Entwicklungsvorhaben an der FHWS greift die zuvor genannten Technologietrends auf und zielt auf die Entwicklung eines neuartigen Umrichters in Hybridstruktur gemäß Abbildung 1. Die Topologie des Hybridumrichters besteht im Wesentlichen aus zwei Umrichtern (A und B) in klassischer B6-Anordnung, die im Weiteren als „Quasi-Stromquellen“ bezeichnet werden. Sie können für ihre jeweilige Aufgabe individuell ausgelegt und optimiert werden. Aufgrund der Kirchhoffschen Knotenregel bilden die zwei „Quasi-Stromquellen“ i_A und i_B in Summe den Laststrom i_L .

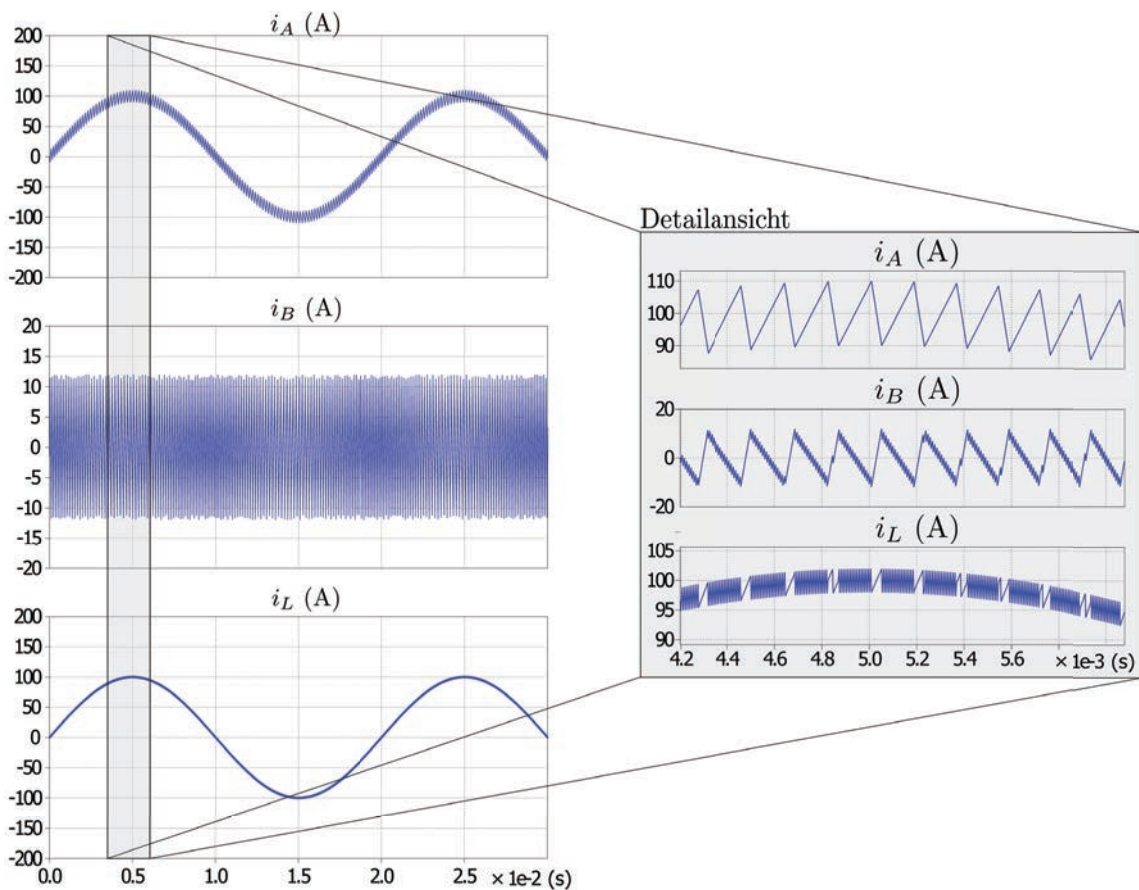


Abb. 2. Stromverläufe zu Abbildung 1 (einphasiges Modell)

Umrichter A stellt das (dem Stand der Technik entsprechende) nicht-ideale Nutzsignal i_A für die Last bereit und muss für deren maximale Leistung dimensioniert sein. Umrichter B liefert einen Strom i_B , der die Oberschwingungen im Strom i_A derart kompensiert, dass zur Last ein (fast) idealer Nutzstrom i_L fließen kann. Umrichter B muss folglich „nur“ für den Oberschwingungsstrom ausgelegt werden, der in der Regel deutlich kleiner ist als der maximale Nutzstrom $\hat{i}_{A,max}$.

Andererseits muss Umrichter B hardwaremäßig und regelungstechnisch in der Lage sein, die Oberschwingungen mit der erforderlichen Dynamik ausregeln zu können.

Die Grundidee dieser hybriden Struktur wirkt auf den ersten Blick trivial, überzeugt aber gerade durch ihre Einfachheit. Damit diese Idee jedoch ihre volle Funktionalität entfalten kann, werden unbedingt hochdynamische Stromquellen benötigt. Diese Quasi-Stromquellen müssen in der Lage sein, die Nutz- und Oberschwingungssignale voneinander zu trennen und mit der notwendigen Dynamik in einer gekoppelten Regelung einzustellen.

Neben den neuen gekoppelten Regelverfahren werden auch schnell schaltende Bauelemente für Umrichter B benötigt. Wird Umrichter A beispielsweise für 600V dc und max. 400A ac ausgelegt, mit IGBTs realisiert und mit z.B. 8kHz Schaltfrequenz betrieben (übliche Auslegung), so müssen die Halbleiter in Umrichter B z.B. mit 100kHz schalten. Dazu werden im Vorhaben neue Bauteile auf Silizium-Carbid (SiC) Basis eingesetzt. Sie sind inzwischen in ersten kommerziell verfügbaren Versionen sowie als Sondermuster am Markt erhältlich.

Abbildung 2 zeigt erste informative Simulationsergebnisse an einer einphasigen Anordnung nach Abbildung 1. Hierbei soll beispielsweise ein möglichst sinusförmiger Strom als idealer Nutzstrom erzeugt werden.

Man erkennt im oberen Teil des Bildes den nicht-idealen sinusförmigen Strom i_A ($\hat{i}_A = 110\text{A}$), darunter den kompensierenden Oberschwingungsstrom i_B und unten den Summenstrom i_L . Es ist deutlich zu sehen, dass der „Rippel“ des Oberschwingungsstroms um 80% von ca. $\pm 10\text{A}$ auf $\pm 2\text{A}$ reduziert wird. Umrichter B muss dazu – wie erläutert – nur für einen Strom von $\hat{i}_B = 12\text{A}$ ausgelegt sein. Allerdings ist auch ersichtlich, dass er etwa 15-mal schneller taktet als Umrichter A. Es ist anhand Abbildung 2 auch offensichtlich, dass eine derartige hybride Struktur nur dann zufriedenstellend arbeitet, wenn die Stromregelungen in Umrichter A und B so erfolgen, dass man von Quasi-Stromquellen sprechen kann. Andernfalls würden die einzelnen Ströme überschwingen, ggf. instabil werden und Umrichter B müsste einen erheblich größeren Strom führen.

3 PRÜFMETHODE FÜR ENTWICKLUNGSMESSUNGEN ODER SERIENPRÜFUNG („END OF LINE“ TESTS)

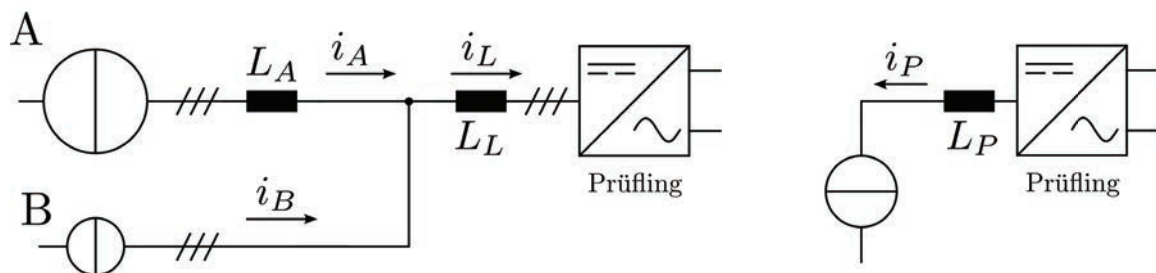


Abb. 3. Prüfung von Umrichtern am „virtuellen Motor“ mit möglichst idealen Strömen – und mit gezielt eingepprägten Oberschwingungen. links: Schaltungstopologie, rechts: Ersatzschaltbild

Abbildung 3 zeigt eine im Vorhaben geplante Anwendung, in der Umrichter-Prüflinge beispielsweise am Ende der Produktionslinie geprüft und einem „Run-In Test“ zur Erkennung von

Frühausfällen unterzogen werden können. Prüfverfahren mit nur einem Lastumrichter A sind bekannt und bereits im Einsatz. Die Kombination mit Umrichter B zu einer Hybridstruktur mit quasi sinusförmigen oder frei einstellbaren, z.B. bewusst nicht-sinusförmigen Prüfströmen i_L sind hingegen neu. Durch Verwenden dieser Prüfmethode können neben der erheblich größeren Testabdeckung in der Fertigung Platz, Verlustleistung, Geräusche und Prüfzeiten verbessert werden.

Wird der Laststrom i_L derart geregelt, dass sich die Umrichter A und B wie ein virtueller Motor verhalten, dann stellen sie zudem ein ideales Werkzeug für die Entwicklung von Umrichtern dar. Dessen Algorithmen und Software lassen sich an diesem virtuellen Motor genauso entwickeln wie auch dessen Hardware (Dauerversuche, Lastversuche, dynamische und thermische Untersuchungen etc.). Entwicklungszeiten und Entwicklungskosten lassen sich auf diese Weise reduzieren bei Verbesserung der Entwicklungsbreite und -tiefe. Die Anordnung nach Abbildung 4 arbeitet nahezu verlustlos, weil nur Verluste in Umrichter A und B anfallen.

Eine konsequente Weiterentwicklung der skizzierten Prüfmethode ist der "virtuelle Motor" oder das "virtuelle Netz" nach Abbildung 4. Der Prüfling (rechts) soll statt mit einem realen nun mit einem virtuellen Motor belastet werden. Wenn dies gelingt, können an ihm sämtliche Funktionen des Umrichters (Hardware, Software, Sensorik, insb. auch die Motor- und übergeordnete Regelung) entwickelt, geprüft und validiert werden. Zudem können diese Untersuchungen sowie „Run-In Abläufe“, Dauerläufe etc. nahezu verlustfrei durchgeführt werden. Dazu können z.B. die Zwischenkreise gekoppelt werden. So lassen sich z.B. Megawatt-Umrichter bereits mit kleinen Netzeinspeiseleistungen prüfen, weil nur die Verluste im System aus dem Netz bereitgestellt werden müssen. Virtuelle Motoren sind für die Entwicklung und Prüfung von Umrichtern von großer Bedeutung, weil sie Versuche ermöglichen, die andernfalls nur mit einem erheblichen materiellen, finanziellen, energetischen und zeitlichen Aufwand durchführbar sind.

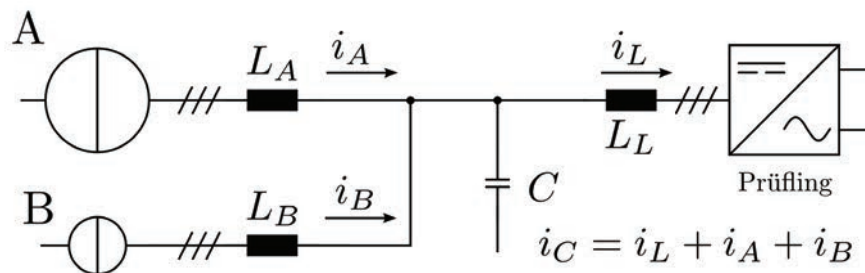


Abb. 4. Prüfung von Umrichtern am „virtuellen Motor“ mit möglichst idealen Strömen. Die Spannung am Kondensator entspricht der EMK des Motors.

Der virtuelle Motor besteht aus einer Induktivität und einer z.B. sinusförmigen Gegenspannung (EMK). Die EMK wird direkt durch den Strom i_L als Führungsgröße festgelegt, der sich nach der Knotenregel aus der Störgröße i_C und den zwei Stromquellen A und B ergibt. Auch dieses Anwendungsbeispiel verdeutlicht die Notwendigkeit, hochdynamische, geregelte Stromquellen (A und B) zu verwenden, die deutlich schneller sind, als der Prüfling selbst. Auch überschwingungsbehaftete EMK-Formen sind mit der Anordnung darstellbar.

Durch eine eigens entwickelte "Motornachbildung" in einem Motormodell werden für den virtuellen Motor die Sollströme i_A und i_B derart vorgegeben, dass der Prüfling nicht merkt, dass nur ein

virtueller Motor angeschlossen ist. Es können neben dem stationären Betrieb auch beliebige Beschleunigungs-, Reversier- und Abbremsversuche nachgefahren werden.

4 STAND DER WISSENSCHAFT UND TECHNIK

Zur Reduzierung der Oberschwingungen am Ausgang eines Umrichters und zur Erhöhung der Dynamik des Umrichters werden bereits unterschiedliche Topologien und Halbleiterschalter eingesetzt. Im Folgenden werden diese vorgestellt:

4.1 Multilevel-Umrichter

Mit Hilfe von Multilevel-Umrichtern können mehr als zwei Spannungsniveaus (bezogen auf den Mittelpunkt der Gleichspannungsseite) am Ausgang des Umrichters erzeugt werden. Je höher dabei die Anzahl der Spannungsstufen ist, desto besser kann die gewünschte Spannungsform nachgebildet werden. Ein Nachteil dieser Topologie ist der deutlich erhöhte Schaltungsaufwand. Es wird nicht nur eine größere Anzahl an Halbleiterschaltern benötigt, sondern auch vermehrt Kapazitäten bzw. Dioden. Dies wiederum verursacht zusätzliche Schalt- und Durchlassverluste, denn bei einem "m-Level Umrichter" sind bei jedem Schaltvorgang mindestens $(m-1)$ Schaltelemente beteiligt. Ein weiteres Defizit des Multilevel-Umrichters ist die unsymmetrische Quellenbelastung. Diese muss durch ein geeignetes Ansteuerungsverfahren der Halbleiterschalter kompensiert (active balancing) oder mit Hilfe von unabhängigen Gleichspannungsquellen behoben werden. Aus geschilderten Gründen sind hochstufige Multilevel-Umrichter bisher nur im Höchstspannungsbereich bei HGÜ-Anlagen sowie bei Großantrieben im Einsatz.

Nachteil: aufwändige Topologie und Steuerung, Dimensionierung aller Leistungshalbleiter für den Maximalstrom

[Jih-Sheng et al. 1996; Krah et al. 2011]

4.2 Hybride Topologien

Die Idee, zwei unterschiedliche Technologien von Halbleiterschaltern zu kombinieren, um die Vorteile beider zu nutzen, ist nicht neu. Bereits in [3] wird eine solche hybride Topologie erwähnt, in der ein Umrichter bestehend aus Thyristoren mit einem Umrichter bestehend aus IGBTs zu einem Multilevel Umrichter kombiniert werden. Auch in [4] werden ein IGBT-Umrichter und ein Umrichter, der sich aus GTO's zusammensetzt, miteinander über Transformatoren verknüpft. In beiden Veröffentlichungen wird die Idee aufgegriffen, dass der im Vergleich zu den Thyristoren bzw. GTO's schnell taktende IGBT-Umrichter nicht nur den restlichen Teil der benötigten Spannung erzeugt, sondern zusätzlich die Oberwellen des langsam taktenden Umrichters ausgleicht. Jedoch wird dabei stets ein PWM Verfahren mit einer indirekten Regelung zur Erzeugung der Schaltpulse eingesetzt. Dadurch verliert das System an Dynamik und die Oberschwingungen können bei höheren Frequenzen nicht ausreichend eliminiert werden. Zudem arbeiten die in [3] und [4] vorgestellten Umrichter ausschließlich als Einspeisenumrichter bei einer fest eingestellten Frequenz von 50 bzw. 60 Hz.

Nachteil: Stromregelung zu langsam, dadurch fehlende Dynamik, Auslegung der Halbleiter für den Maximalstrom [Manjrekar et al. 1996; Fukuda et al. 2001].

4.3 Interleaved Inverter

Beim Interleaved Inverter werden mehrere (n) Umrichter parallel geschaltet und über Drosseln miteinander gekoppelt. Die Umrichter takten alle mit derselben Schaltfrequenz, jedoch werden sie zueinander phasenversetzt betrieben. Der Laststrom setzt sich aus der Summe der Einzelströme aus den parallel geschalteten Umrichtern zusammen. Diese Topologie hat den Vorteil, dass der n -fache Laststrom fließen kann, ohne dass die einzelnen parallel geschalteten Umrichter für einen höheren Strom ausgelegt werden müssen. Außerdem verringert sich der Stromripple auf der DC- und auf der AC-Seite, da diese Umrichteranordnung nach außen wie ein Leistungsteil mit n -facher Schaltfrequenz wirkt. Die passiven Filterelemente sind aufgrund des kleineren Ripples kleiner zu dimensionieren. Weiterhin steigt die Leistungsdichte, Dynamik und der Wirkungsgrad des Umrichters.

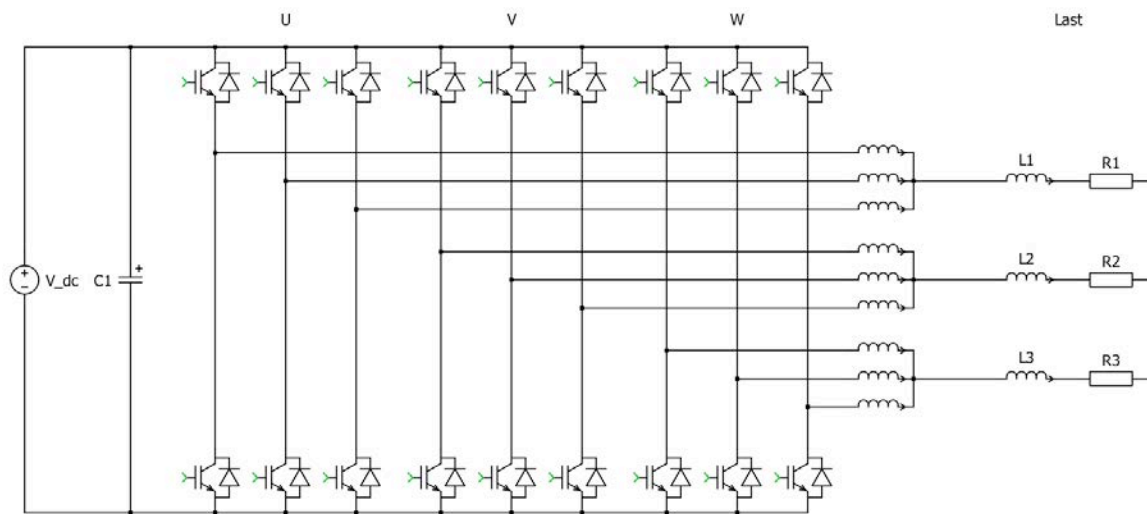


Abbildung 5: Interleaved Inverter mit $n=3$ parallel geschalteten Umrichtern

Nachteil: komplexer Aufbau, n -fache Anzahl an IGBT-Schaltern, Kosten, passive Filter weiterhin nötig [Di Zhang et al. 2011; Abusara et al. 2013; Uebener et al. 2012].

4.4 Silizium-Carbid als neuer Werkstoff für Halbleiterschalter

Bereits seit einigen Jahrzehnten wird Silizium-Carbid (SiC) als Werkstoff für die Halbleiterindustrie erforscht. SiC hat gegenüber Silizium einige Vorteile zu bieten wie z.B.

- eine ca. doppelt so große Bandlücke
- die kritische Feldstärke ist ungefähr zehnmal größer
- die thermische Leitfähigkeit ist annähernd zweimal so groß

- die Sättigungsdriftgeschwindigkeit ist ebenfalls nahezu doppelt so groß wie bei Silizium.

Während SiC Leistungsdioden schon seit einiger Zeit am Markt erhältlich sind gibt es zum jetzigen Zeitpunkt lediglich eine Handvoll Hersteller, die Halbleiterschalter (MOSFET, JFET) auf SiC Basis anbieten. Dennoch wird sich diese Technologie in naher Zukunft durchsetzen, da sich aufgrund der genannten Vorteile interessante Eigenschaften für einen Leistungs-Halbleiterschalter ergeben:

- wesentlich geringere Gatekapazität sowie Gateladung → geringere Schaltverluste
- geringe Abhängigkeit des sehr niedrigen Einschaltwiderstandes von der Temperatur → geringe Verluste im leitenden Zustand
- hohe Drain-Source-Spannung → Einsatz bei industrietypischen Zwischenkreisspannungen >1kV ohne Serienschaltung mehrerer Schalter möglich
- höhere Betriebstemperatur → geringere Abmessungen der Kühlelemente

In der Literatur sind zahlreiche Publikationen zu Umrichtern mit SiC-Leistungshalbleitern zu finden, welche den großen Nutzen dieser neuen Technologie bestätigen. Die aufgezeigten Eigenschaften machen sie für den geplanten Einsatz als schnelle Schalter im Oberschwingungsumrichter hochinteressant.

Nachteil: Bauteile bisher nur begrenzt verfügbar, hohe Schaltfrequenz fordert sehr schnelle Signalverarbeitung, hohes dU/dt schafft neue Probleme [Schröder 2006; Wintrich et al. 2010; Miaosen et al. 2011; Rocneanu et al. 2013].

5 SDHC STROMREGELVERFAHREN

Im Rahmen eines vorangegangenen Forschungsprojektes wurde ein neues hochdynamisches direktes Stromregelverfahren für Zweilevel-Umrichter entwickelt. Es arbeitet auf der Basis eines Hysteresestromreglers, kann universell eingesetzt werden und bildet somit die Basis für den Umrichter in Hybridstruktur. Das Verfahren mit dem Namen „Switched Diamond Hysteresis Control“ kurz SDHC verbindet die hohe Dynamik und Robustheit einer direkten Stromregelung mit dem hervorragenden stationären Verhalten eines raumzeigermodulierten Umrichters. Folgende Ziele des Forschungsprojektes wurden mit diesem Regler erreicht und umgesetzt:

- Hohe Dynamik, ohne Instabilität und Überspringen
- Einfache Parametrierung mit nur wenigen Systemparametern
- Gleiche, mittlere Schaltfrequenzen in allen Brückenäweigen
- Betrieb auch an nichtlinearen oder unsymmetrischen Lasten ohne Modifikationen möglich
- Mit PWM-Verfahren vergleichbare Verzerrungsanteile im stationären praktischen Einsatz
- Universell für verschiedene Anwendungen einsetzbar
- Implementierung auf einer kostengünstigen FPGA-Plattform

Abbildung 6 zeigt den prinzipiellen Aufbau des SDHC-Reglers. Zur Berücksichtigung der Abhängigkeiten der einzelnen Phasen im Drehstromsystem, verwendet der Regler drei um jeweils 120° gedrehte Koordinatensysteme.

Die hohe Dynamik dieses neuen Regelverfahrens ist in Abbildung 7 dargestellt. Nach einem Führungssprung wird die Regeldifferenz der Ströme in den drei Phasen schnellstmöglich

kompensiert, während ein herkömmliches Raumzeigermodulations-Verfahren noch lange nach dem Sprung eine deutliche Abweichung aufweist.

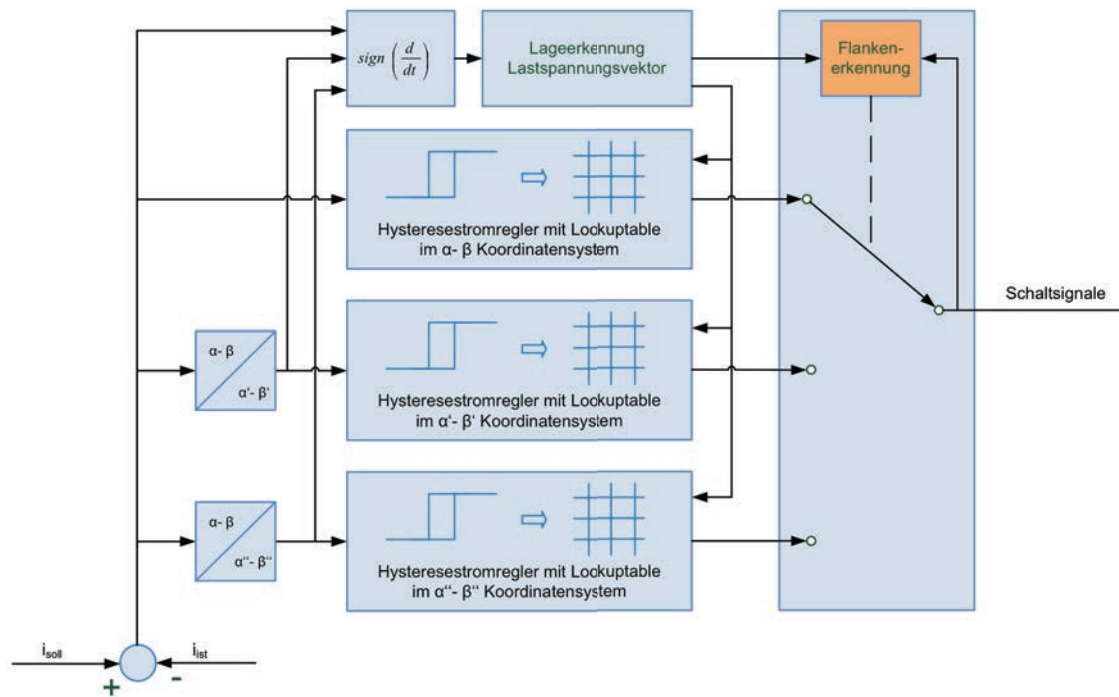


Abb. 6. Blockschaltbild des SDHC-Stromreglers

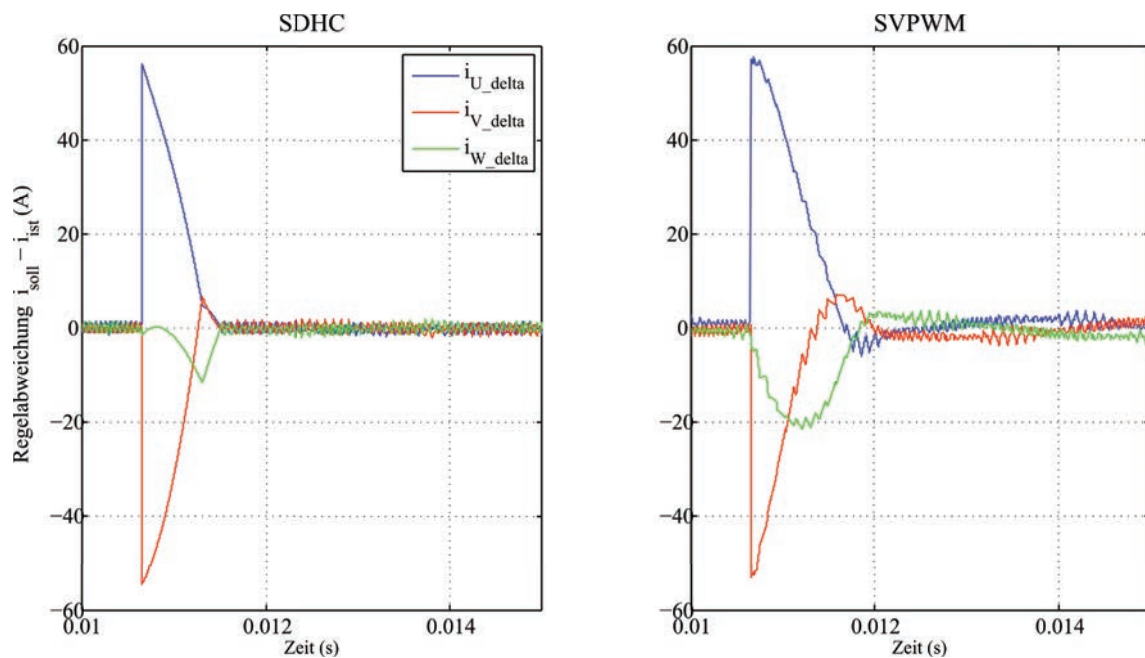


Abb. 7. Vergleich der Dynamik des SDHC- und des Raumzeigermodulations-Verfahrens

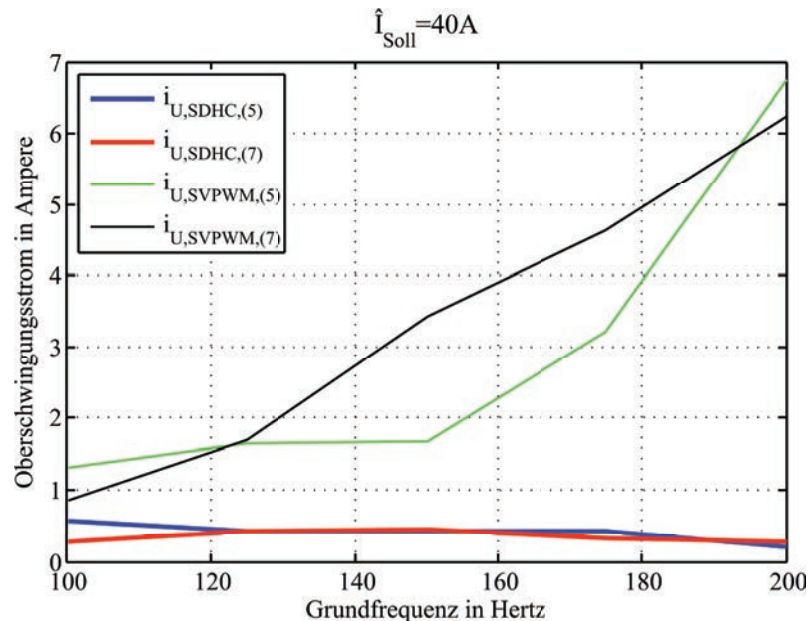


Abb. 8. Vergleich der Motordynamik mit einer überschwingungsbehafteten EMK: die 5te und 7te Oberschwingung im Strom wird vom SDHC Regler gut kompensiert, bei PMW nicht mehr.

Das SDHC-Verfahren ist stets bestrebt, den Stromwert innerhalb des vorgegebenen Hysteresebandes zu halten. Wird nun z.B. ein nicht-idealer Motor an den Umrichter angeschlossen, der aufgrund einer nicht-sinusförmigen EMK Oberschwingungen im Strom erzeugt, werden diese vom SDHC-Regler bestmöglich gedämpft (ausgeregelt). Ein klassisches PWM Verfahren ist aufgrund der Trägheit seiner Stromregelschleife dagegen nicht in der Lage, dieses Defizit auszugleichen. In Abbildung 8 ist in diesem Zusammenhang deutlich zu erkennen, dass das SDHC-Verfahren einen ungefähr 20-fach geringeren Anteil an Oberschwingungen der 5. und 7. Ordnung erreicht.

Die Implementierung dieses neuen Stromregelverfahrens erfolgte auf einer ebenfalls im Rahmen dieses Forschungsprojektes entwickelten Steuerung mit Hilfe eines Echtzeitsystems (dSPACE) mit geeigneter FPGA-Board-Erweiterung. Sie enthält alle wichtigen Komponenten zum Betrieb eines Umrichters und kann aufgrund ihrer Flexibilität universell eingesetzt werden. Die zur Realisierung der Regelalgorithmen zur Verfügung stehenden Entwicklungsumgebungen runden dieses System zu einem perfekten Rapid-Prototyping-System im Bereich der Leistungselektronik ab.

In Zusammenarbeit mit einem beteiligten Industriepartner ist es uns bereits gelungen, mit Hilfe dieser Steuerungs-Plattform ein erstes hocheffizientes Testsystem für Umrichtersysteme zu entwickeln [Baumeister et al. 2010; Wießmann et al. 2010; Ackva et al. 2010; Wießmann et al. 2011; Ackva et al. 2013].

6 ZUSAMMENFASSUNG

Der Weg weg von passiven Bauteilen hin zu kleinen aktiven Halbleitern ist ein Schlüssel für zukünftige Umrichtergenerationen. Derzeit werden verschiedene Konzepte dafür entwickelt und im Markt getestet (Multilevel- und Matrixumrichter, Schaltentlastung von IGBTs durch parallele SiC-Halbleiter). Das vorliegende Konzept besteht im Gegensatz zu existierenden Lösungen durch seine Einfachheit, Kompaktheit, Schnelligkeit, Robustheit und seine potenziellen Kostenvorteile, weil Umrichter B nur für den Oberschwingungsstrom ausgelegt werden muss, aber höchstdynamisch regeln kann.

Das Gesamtsystem kann als Emulator für elektrische Maschinen eingesetzt werden, mit dem ein Großteil der anfallenden Tests an Traktionswechselrichtern abgedeckt werden kann.



REFERENZEN

- ABUSARA, M.A.; SHARKH, S.M.: DESIGN AND CONTROL OF A GRID-CONNECTED INTER-LEAVED INVERTER, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 28, 2013, PP. 748 – 764
- ACKVA, A.; ENDRES, J.; HOFMANN, M.: NOVEL LINE-SIDE INVERTER WITH ACTIVE FILTER OPTION, 4TH IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS FOR DISTRIBUTED GENERATION SYSTEMS (PEDG), 2013
- ACKVA, A.; WIEßMANN, H.: SWITCHED DIAMOND HYSTERESIS CONTROL – EINE NEUE GENERATION VON STROMREGELVERFAHREN FÜR KFZ-ANTRIEBE MIT HOHER MATERIAL-AUSNUTZUNG UND EINGEBAUTEN SICHERHEITSFUNKTIONEN FÜR KOSTENGÜNSTIGE ANTRIEBE VON MORGEN, VDE TAGUNG / EMA ASCHAFFENBURG, OKTOBER 2010
- BAUMEISTER, J.; ACKVA, A.; WIEßMANN, H.: HIGH SPEED DIGITAL DIRECT CURRENT CONTROLLERS, PCIM EUROPE, MAI 2010
- DI ZHANG; WANG, F.; BURGOS, R.; RIXIN LAI; BOROYEVICH, D.: DC-LINK RIPPLE CURRENT REDUCTION FOR PARALLELED THREE-PHASE VOLTAGE-SOURCE CONVERTERS WITH INTERLEAVING, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 26, 2011, PP. 1741 – 1753
- FUKUDA, S.; KITANO, M.: CONTROL STRATEGY FOR A THREE PHASE SERIES-CONNECTED HYBRID INVERTER SYSTEM, IEEE 32ND ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, VOL. 2, 2001, PP. 968 – 973
- JIH-SHENG LAI; FANG ZHENG-PENG: MULTILEVEL CONVERTERS - A NEW BREED OF POWER CONVERTERS, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 32, No. 3, 1996, PP. 509 – 517
- KRAH, J.; HÖLTGEN, M.; RATH, A.; RICHTER, R.: FPGA-BASED CONTROL OF 3-LEVEL INVERTERS, PCIM POWER CONVERSION INTELLIGENT MOTION, NÜRNBERG, MAY 2011, PP. 394 – 400
- MANJREKAR, M.D.; STEIMER, P.; LIPO, T.A.: HYBRID MULTILEVEL POWER CONVERSION SYSTEM: A COMPETITIVE SOLUTION FOR HIGH POWER APPLICATIONS, IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, VOL. 3, 1999, PP. 1520 – 1527
- MIAOSEN, S.; KRISHNAMURTHY, S.; MUDHOLKAR, M.: DESIGN AND PERFORMANCE OF A HIGH FREQUENCY SILICON CARBIDE INVERTER, ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2011 IEEE, PP. 2044 – 2049
- ROCNEANU, C.: ARE SiC SOLUTIONS REALLY STILL MORE EXPENSIVE THAN Si SOLUTIONS TODAY?, BODOS POWER SYSTEMS, VOL. 9, 2013, PP. 38 – 40
- SCHRÖDER, D.: LEISTUNGSELEKTRONISCHE BAUELEMENTE, SPRINGER-VERLAG, BERLIN HEIDELBERG, 2006
- UEBENER, S.; BÖCKER, J.: APPLICATION OF AN E-MACHINE EMULATOR FOR POWER CONVERTER TESTS IN THE DEVELOPMENT OF ELECTRIC DRIVES, EUROPEAN ELECTRIC VEHICLE CONGRESS (EEVC), BRUSSELS, BELGIUM, 2012
- WINTRICH, A.; NICOLAI, U.; Tursky, W.; REIMANN, T.: APPLIKATIONSHANDBUCH LEISTUNGSHALBLEITER, SEMIKRON INTERNATIONAL GMBH, ISLE VERLAG, 2010
- WIEßMANN, H.; ACKVA, A.; BAUMEISTER, J.: SWITCHED DIAMOND HYSTERESIS CONTROL, PCIM EUROPE, MAI 2010
- WIEßMANN, H.; ACKVA, A.: DIRECT DIGITAL CURRENT CONTROL, AN ALTERNATIVE TO PWM-CONTROL, ECPE WORKSHOP ELECTRONICS AROUND THE POWER SWITCH: GATE DRIVERS, SENSORS AND CONTROL, 29 – 30 JUNI 2011

Kombination von Produktentwicklung, Kunststofftechnik und Tribologie für neue Werkstoffkonzepte in fördertechnischen Anwendungen.

Rene Illek, Stefan Kellner, Karsten Faust
Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt, Schweinfurt
Fachbereich Kunststofftechnik, Produktentwicklung und Tribologie (Fakultät Maschinenbau)

In der vorliegenden Veröffentlichung werden die Kernkompetenzen, das Leitbild und die Forschungsschwerpunkte der Professur Produktentwicklung, Kunststofftechnik und Tribologie der FHWS (Fakultät Maschinenbau) dargestellt und erläutert. Im Detail werden die Arbeitsschwerpunkte zu Untersuchungen und Analysen von inkorporierten Schmierstoffen und deren Wirkmechanismen im Trockenlauf dargestellt. Aktuelle wissenschaftliche Arbeiten befassen sich mit der Verschleißquantifizierung von Kunststoff-Kunststoff-Gleitpaarungen in tribologischen Systemen im Bereich der Fördertechnik.

Kategorie und Themenbeschreibung: Electromobility and Energy Engineering

Zusätzliche Schlüsselwörter: Produktentwicklung, Kunststofftechnik, Polymere, Tribologie, Fördertechnik, Verschleiß

1 EINLEITUNG

Das **Leitbild** der Professur Produktentwicklung, Kunststofftechnik und Tribologie der Hochschule Würzburg-Schweinfurt (FHWS), Fakultät Maschinenbau, ist die "Grundlagenforschung und angewandte Forschung an Polymeren in tribologischen Systemen". Der Fachbereich befasst sich mit der Materialentwicklung von neuen faserverstärkten und/oder gleitmodifizierten polymeren Werkstoffen und deren tribologischen und morphologischen Analyse. Zur **Aufgabe** setzt sich die Professur die anwendungsorientierte Produktentwicklung von Kunststoffen insbesondere die Forschung über Struktur und Eigenschaften der Kunststoffe, der Entwicklung neuer innovativer Kunststofflösungen unter dem Aspekt der Leistungssteigerung, Energieeffizienz und Ressourcenschonung sowie darüber hinaus die interdisziplinäre Verknüpfung der inhaltlichen Themenschwerpunkte Kunststoffe, Produktentwicklung und Tribologie zur ganzheitlichen Lösungsfindung wissenschaftlicher und anwendungsorientierter technischer Probleme. Gerade die Entwicklung und Erforschung von polymeren Werkstoffen, welche einen schmierungsfreien Betrieb (Trockenlauf) und damit deutlich die Energieeffizienz von Anlagen/Bauteilen erhöhen und einen Beitrag zur Ressourcenschonung und Nachhaltigkeit generieren, sind weitere wichtige Forschungsaktivitäten.

Autoren: Dipl.-Ing. (FH) R. Illek, S. Kellner, Prof. Dr.-Ing. K. Faust
Fachhochschule Würzburg-Schweinfurt
Fakultät Maschinenbau
Ignaz-Schön-Straße 11
97421 Schweinfurt
rene.illek@fhws.de, karsten.faust@fhws.de
Website: www.fhws.de

Die Erlaubnis zur Kopie in digitaler Form oder Papierform eines Teils oder aller dieser Arbeit für persönlichen oder pädagogischen Gebrauch wird ohne Gebühr zur Verfügung gestellt. Voraussetzung ist, dass die Kopien nicht zum Profit oder kommerziellen Vorteil gemacht werden und diese Mitteilung auf der ersten Seite oder dem Einstiegsbild als vollständiges Zitat erscheint. Copyrights für Komponenten dieser Arbeit durch Andere als FHWS müssen beachtet werden. Die Wiederverwendung unter Namensnennung ist gestattet. Es andererseits zu kopieren, zu veröffentlichen, auf anderen Servern zu verteilen oder eine Komponente dieser Arbeit in anderen Werken zu verwenden, bedarf der vorherigen ausdrücklichen Erlaubnis.

Zur Sicherstellung der erfolgreichen Umsetzung der Ziele ergeben sich die folgenden Arbeitsschwerpunkte/Kernkompetenzen an der Professur Produktentwicklung, Kunststofftechnik und Tribologie der Hochschule Würzburg-Schweinfurt, Fakultät Maschinenbau.

- Analyse der Strukturen und Eigenschaften von Kunststoffen
- Ganzheitliche Systemanalyse (Polymer) unter dem Aspekt Additive und deren Auswirkungen auf Reibung und Verschleiß sowie mechanische Eigenschaften
- Analyse der Wirkmechanismen von Additiven in polymeren Matrices, z.B. 2-Phasen-Schmierstoffsysteme, Mehrkomponentensysteme
- Entwicklung neuer, innovativer Kunststoffprodukte zur Reduzierung von Reibungskoeffizienten, Reibkontakttemperaturen und Verschleiß
- Erarbeitung neuer Prüfmethoden zur Verschleißmessung
- Faserverstärkte Kunststoffe in tribologischen Anwendungen
 - Ermittlung von Versagenskennkurven
 - Erarbeitung neuer Prüfmethoden- und normen
- Systemanalysen zur Modellberechnungen zur Übertragbarkeit vom Laborprüfkörper auf Endanwendungen

2 TROCKENLAUF VON KUNSTSTOFF-SCHARNIERBANDKETTEN

Im speziellen befasst sich der Fachbereich, innerhalb eines von der bayerischen Forschungsförderung geförderten Forschungsprojektes, mit Untersuchungen und Analysen von inkorporierten Schmierstoffen und deren Wirkmechanismen im Trockenlauf. Die nachfolgende Abbildung 1 gibt hierzu einen Überblick über die Schmierung von Polymeren. Zur Reduzierung von Reibungskoeffizienten werden Kunststoffen Gleitadditive hinzugesetzt. Diese Additive lassen sich in Feststoffe, wie beispielsweise Polytetrafluorethylen (PTFE) oder Molybdändisulfid (MoS₂), und flüssige Stoffe, wie beispielsweise Silikonöl, einteilen. Bisher liegen keine detaillierten und spezifischen Untersuchungen der Wirkmechanismen von inkorporierten Schmierstoffsystemen, wie sie in der Fördertechnik Anwendung finden, vor. In tribologisch modifizierten Polymeren werden oftmals gleichzeitig feste und flüssige Schmierstoffe eingesetzt, was nach [Fau10] auch unter dem Begriff des 2-Phasen-Schmierstoffsystems bekannt ist, da die Gleitadditive sowohl als feste als auch flüssige Phasen im Trägerpolymer vorliegen. Um die tribologischen Vorgänge bei Tribotechnischen Systemen (TTS) in der Fördertechnik besser verstehen und erklären zu können müssen die Wirkmechanismen der inkorporierten Schmierstoffsysteme eingehend betrachtet werden.



Abbildung 1: Schmierungsvarianten von Polymerwerkstoffen

Die Frage- und damit Problemstellung bei der Verwendung von Faserverbund- Kunststoffen ergibt sich durch den faserbedingten Verschleiß gerade bei der beschriebenen Eigenpaarung. Auch durch hohe systemische Beanspruchungen können Faserenden an der Oberfläche freigesetzt und/oder aus dem Faserverbund herausgerissen werden und somit den Verschleißvorgang und damit das Bauteilversagen deutlich beschleunigen. Diesbezüglich sind vertiefende Untersuchungen hinsichtlich geeigneter inkorporierter Schmierstoffsysteme durchzuführen, um damit letztlich geeignete Polymerwerkstoffe für die Fördertechnik zur Verfügung stellen zu können. Einen Lösungsansatzpunkt auf Basis eines 2-Phasen-Schmierstoffsystems zeigt die folgende Abbildung 2.

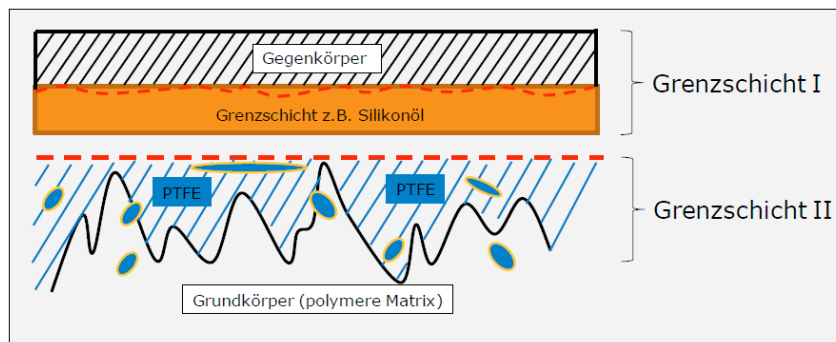


Abbildung 2: Schematische Darstellung eines 2-Phasen-Schmierstoffsystems

Dieses System basiert auf der Erkennung der Grundproblematik, welche sich aus dem bereits beschriebenen praktischen Erfahrungen, bei der Verwendung eines Polyacetals unter Eigenpaarung oder bei Glasfaser in tribologischen Systemen, ergibt. Eine Lösung kann nur in der Zusammenführung der beiden Einzelthematiken zu einer neuen Additivklasse münden. Diese „intelligenten“ neue Schmierstoffsysteme sollen nun vereinfacht kurz beschrieben werden.

Die entwickelten „2-Phasen-Schmierstoffsysteme“ basieren auf einem Feststoffschmierstoff und einen Flüssigschmierstoff auf Basis einer inkorporierten Schmierung (das Additiv ist in der polymeren Matrix eingebettet). Der Feststoffschmierstoff (z.B. Polytetrafluorethylen; PTFE) hat dabei die Aufgabe, sich bei Freisetzung in die sich ergebenden und natürlich vorhanden „Oberflächen-Rauhigkeitstäler“ des Polymers zu setzen (einzubetten) und damit die Polymeroberfläche zu „glätten“. Dies führt zu einer Verringerung der deformativen Reibungsanteile, die z. B. durch Verhaken der Rauheitsspitzen untereinander hervorgerufen werden. Durch die Verringerung der Flächenpressung ($p = F/A$ in N/mm^2) wird zudem die Kontaktflächenbelastung reduziert und dadurch der Verschleiß gemindert. Das Ausfüllen der „Rauheitstäler“ mit einem unpolaren Festschmierstoff wie z. B. PTFE bewirkt zudem eine signifikante Herabsetzung der Oberflächenenergie hochpolarer Kettenwerkstoffe (z. B. Polyacetal). Infolgedessen reduziert sich auch der adhäsive Reibungsanteil der Gleitpaarung.

Prinzipiell gilt es noch anzumerken, dass sich durch die Verwendung von Glasfaser innerhalb einer polymeren Matrix die Härte des Kunststoffes erhöht. Glasfasern verringern zwar in einem ersten Ansatz nicht die Reibungskoeffizienten, sondern können diese systemisch sogar erhöhen, jedoch kann dadurch die Verschleißfestigkeit erhöht werden, solange die Füllstoffe (Glasfaser) durch eine Polymerschicht und diese wiederum durch einen Schmierfilm (Silikonöl) getrennt sind, sodass beide Additive sich für das Schmierstoffsystem bzw. Gleitpaarung ergänzend verhalten. Auch sollten durch den Festkörperschmierstoff sich bereits verschleißbedingte an der Oberfläche befindliche Faserenden hierdurch erneut einbetten lassen, da sich z.B. durch das PTFE diese Oberflächendifferenzen - zum Matrixwerkstoff ausgleichen (siehe Abbildung 2).

Der Flüssigschmierstoff, z.B. Silikonöl bildet aufgrund von Kapillarwirkungen einen Schmierfilm aus. Es gilt zwar zu beachten, dass die Oberfläche im ersten Schritt keinen oder nur einen geringen Schmierfilm aufweist und erst durch Initialverschleiß beim Einlaufen der Gleitpaarung aktiv wird, d.h. dass der gemessene Initialverschleiß in der Einlaufphase größer ist als später im Betrieb. Nichtsdestotrotz gelingt es mit dem sukzessiven Aufbau einer Gleitschicht - unter der Berücksichtigung der Tatsache, dass es zu Additivschwankungen hinsichtlich des Schmierstoffgehalts in der Gleitfläche kommen kann und damit zu einer Trennung der Kontaktflächen, die Reibungskoeffizienten zu senken.

Diese theoretischen Ansätze und die auf dieser Basis neu entwickelten 2-Phasen-Schmierstoffsysteme werden zu einer deutlichen Leistungssteigerung für polymere Fördergleitketten beitragen, sowie für weitreichende neue wissenschaftliche Erkenntnisse sorgen. Mit neuen tribologisch optimierten Compounds für Trockenlaufanwendungen können die meist synthetischen Schmierstoffe eingespart werden, was gleichermaßen einen Fortschritt in Sachen Umweltschutz und Ressourcenschonung wie auch einen wirtschaftlichen Vorteil für den Endanwender durch Einsparung von Verbrauchsmaterial darstellt.

Innerhalb der Arbeitsgruppe (Produktentwicklung, Kunststofftechnik und Tribologie) werden die polymeren Mehrkomponentensysteme (Mehrstoffsysteme) für Maschinenelemente in fördertechnischen Anwendungen getestet und analysiert. Aufgrund der Vielfältigkeit der Polymerwerkstoffe und der spezifischen Anpassbarkeit auf die jeweilige Anwendung gewinnt der Einsatz von technischen Kunststoffen im Bereich der Logistik (Förderung und Lagerung) zunehmend an Bedeutung. Gerade Eigenschaften wie die geringe Dichte, die Möglichkeit zum ungeschmierten Betrieb (Trockenlauf) und eine kostengünstige Serienfertigung unterstützen die vielfältigen Einsatzmöglichkeiten. Spezifische Werkstoffentwicklungen führen hierbei zu leistungsfähigeren und energieeffizienteren Förderanlagen. Eine Verbesserung der tribologischen Eigenschaften führt zu einer erhöhten Ressourceneffizienz durch höhere Standzeiten und Lebensdauer der Maschinenelemente, wie beispielsweise bei Zahnriemenförderern die der Zahnräder und Stützschiene oder bei Kettenförderern die der Kettenräder, Gleitschiene oder Gleitkettenbauteile (Zugelemente, Tragplatten, Pins usw.). Des Weiteren verringert sich der Bedarf an Antriebsenergie aufgrund der geringeren erforderlichen Antriebskräfte und es können somit beispielsweise bei Gleitkettenförderern längere Förderstrecken mit weniger Antriebsmotoren und Steuerungstechnik realisiert werden. Auch der Stückguttransport wird

sicherer aufgrund des geringeren Stick-Slip-Verhaltens, was ebenfalls zu einer Verminderung der Materialermüdung und des Schalldruckpegels im Betrieb einer Förderanlage führt.

Die bereits erwähnten Forschungsansätze, auf Basis von Mehrkomponentensystemen (Mehrstoffsystemen) für neue polymere Werkstoffkonzepte für hochbelastete, fördertechnische Anwendungen, lassen sich in die drei nachfolgenden Hauptkategorien nach ihren Wirkmechanismen einteilen.

- Faser-Partikel-Wirksystem (FPWS) → Hybridfaserpartikelmodifizierung
(Beispiel: Aramidfasern, PTFE-Mikropulver)
- Partikel-Partikel-Wirksystem (PPWS) → Hybridpartikelmodifizierung
(Beispiel: Aramidpulver, PTFE-Mikropulver)
- Faser-Faser-Wirksystem (FFWS) → Hybridfaserverstärkung(-modifizierung)
(Beispiel: Aramidfasern, Kohlefasern)

Diese Wirksysteme werden innerhalb der wissenschaftlichen Forschungsarbeiten genau betrachtet und analysiert. Die Basis bilden hier die bisher generierten Ergebnisse aus vergangenen Forschungsarbeiten am Institut für Fördertechnik und Kunststoffe (ifk), der Technischen Universität Chemnitz. Hier wurden zahlreiche Untersuchungen an kurz- und langglasfaserverstärkten und/oder gleitmodifizierten Polymerwerkstoffen durchgeführt. Hier sei verwiesen auf die wissenschaftlichen Arbeiten von Prof. Dr.-Ing. Faust [Fau10] und Dr.-Ing. Mitschke [Mit08]. Des Weiteren werden, wie bereits dargestellt, in einem derzeitigen Forschungsprojekt zur Thematik „Trockenlauf von Kunststoffscharnierbandketten“, in Zusammenarbeit und Kooperation zwischen der TU Chemnitz (ifk), der FHWS und Industriepartnern, weitere umfangreiche mechanische, tribologische und morphologische Untersuchungen zu glasfaserverstärktem und/oder gleitmodifiziertem (PTFE und/oder Silikonöl) Polyoxymethylen (POM) durchgeführt.

Innerhalb dieser wissenschaftlichen Arbeiten wurde unter anderem nachgewiesen, dass sich in der umgebenden polymeren Matrix bei Beanspruchung leichte Risse bilden können und dass es beim Zusammenlaufen dieser Risse zu einem Herausbrechen der Kunststoffmatrix kommen kann, so dass Fasern aus der Oberfläche hervorstehen und einen Reibungs- und Verschleißanstieg verursachen. Darauf basierend kann sich ebenso der sogenannte Pull-Out-Effekt einstellen, d.h. dass es zu einem Faserauszug kommt und Fasern bei einer angreifenden Kraft (Zugkraft) aus der Trägermatrix (Polymer) herausgerissen werden. Es kommt somit zu „Fehlstellen“ und im ungünstigsten Fall zu einem beschleunigten Bauteilversagen. In der nachfolgenden Abbildung 4 ist, mit einer 11.000-fachen Vergrößerung (rechts), sehr deutlich der beschriebene Faserauszug - durch deutlich erkennbare Fehlstellen (linke Abbildung) - zu erkennen. Der Verschleiß wird hierdurch deutlich beschleunigt und steigt mit zunehmendem Glasfasergehalt des Werkstoffes an. Auch die Reibungskoeffizienten und die Reibkontakttemperatur erhöhen sich durch die Glasfasern im Reibkontakt. Das bedeutet in der Praxis, dass z.B. die Gleitleiste innerhalb eines Fördersystems unmittelbar Faserenden aus der Tragplatte der Gleitkette ausgesetzt sein kann und somit einem starken, abrasiven Verschleiß unterlegen ist.

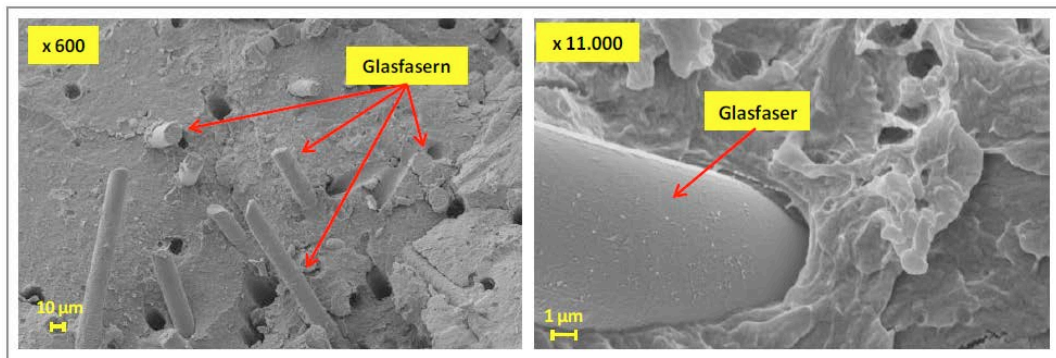


Abbildung 3: Faserbruch und Faserauszug (Pull-out) - REM Aufnahme [Fau10]

Die Glasfasern haben im Gleitkontakt ein sehr abrasives Verschleißbild und bewirken somit eine deutliche Verschleißerhöhung. Dies spiegelt sich auch meist in einer Erhöhung des Reibungskoeffizienten und der Reibkontakttemperatur wieder. Gerade die sogenannte Eigenpaarung, wie sie beispielsweise in Förderketten vorkommt, stellt bei den bisher untersuchten faserverstärkten Polymeren eine äußerst kritische Materialpaarung dar, welche den Verschleißvorgang und das daraus resultierende Bauteilversagen entscheidend beschleunigen. Es sind demnach Werkstoffkonzepte erforderlich die keine abrasive Verschleißwirkung aufweisen und vorteilhaft in der Eigenpaarung wirken. Für die untersuchten glasfaserverstärkten Polymere war stets eine Kompromisslösung zwischen den tribologischen und den mechanischen Eigenschaften erforderlich. Durch den Einsatz von Aramidfasern oder ggf. einer Hybridfaserverstärkung (Aramidfasern und Kohlefasern) könnte beides gleichermaßen verbessert werden, da Aramidfasern deutlich bessere tribologische Eigenschaften aufweisen als Glasfasern. Dies ist Gegenstand von zukünftigen Forschungsaktivitäten der Arbeitsgruppe.

3 VERSCHLEIßQUANTIFIZIERUNG VON KUNSTSTOFF/KUNSTSTOFF PAARUNGEN

Innerhalb der Fördertechnik gewinnen die Untersuchung von tribologischen Vorgängen und die dazugehörige messtechnische Auswertung, die Tribometrie zunehmend an Bedeutung. Kontinuierlich steigende Energiekosten sowie der Wunsch einer Reduzierung von Wartungs- und Instandhaltungskosten erfordern nicht nur die stetige Generierung reibungs- und verschleißoptimierter Werkstoffe, sondern auch eine anerkannte, einheitliche Messmethodik zur Quantifizierung des Verschleißes. Eine dazugehörige, wissenschaftliche Sondierung der wesentlichen Einflussfaktoren auf das Verschleißverhalten der Elemente innerhalb eines tribologischen Systems birgt ein hohes Verbesserungspotential sowohl bei der konstruktiven Auslegung, als auch zur Überwachung des Betriebsverhaltens und dem damit verbundenen frühzeitigen Erkennen von Maschinen- und Geräteausfällen. Insbesondere die im Einlauf- und Versagensbereich einer Gleitpaarung ermittelten Erkenntnisse könnten zum präzisieren der Lebensdauer und der Eignungsuntersuchung von Werkstoffpaarungen herangezogen werden. Aus diesem Grund befasst sich eine aktuelle Abschlussarbeit mit der Recherche und Bewertung von Messsystemen, welche es ermöglichen, bereits nach 24 Stunden Versuchslaufzeit die physikalische Verschleißkenngrößen, wie beispielsweise den Gewichtsverlust oder das Verschleißvolumen, reproduzierbar zu erfassen.

Da Reibung und Verschleiß systemabhängige Größen darstellen, ist eine möglichst realitätsnahe Abbildung des in der Praxis auftretenden tribologischen Systems im Modellversuch für eine Relation der Ergebnisse unabdingbar. Die zu untersuchenden Prüfkörper werden dementsprechend auf einem explizit für das Belastungskollektiv der Fördertechnik ausgelegten tribologischen Prüfstand (Tribospeedster 2.0) beansprucht. Das Ziel, die Verschleißerscheinungsformen gleichnishaft auf den Prüfkörpern abzubilden, erfordert eine exakte Auswahl der Strukturelemente (Grundkörper, Gegenkörper, Zwischenstoff und Umgebungsmedium). Das Reibungs- und Verschleißverhalten der Polymere wird neben den Stoff- und Formeigenschaften auch von den Wechselwirkungen der Systemelemente untereinander bestimmt. Aus diesem Grund wurden zu Beginn der wissenschaftlichen Arbeit eine strukturierte Recherche der in Förderketten, Gleitschienen und Kettenrädern eingesetzten Polymere und deren Handelsnamen durchgeführt. Es wurden die einzelnen Stationen der Herstellung, Verarbeitung und Vertrieb vom Rohpolymer über das Halbzeug bis zum Fertigteil für den Endabnehmer analysiert. Darüber hinaus wurde der prozentuale Anteil der einzelnen Polymere in Kunststoffketten sowie gesondert derer im Typus Mattenketten ermittelt. Innerhalb von Kunststoffketten wird von einer Mehrheit der Hersteller überwiegend der Werkstoff Polyoxymethylen (POM), mit einem Anteil von ca. 80%, eingesetzt. Bei einzelnen Herstellern wird sowohl POM als auch Polypropylen (PP), mit jeweils ca. 40%, als Kettenwerkstoff herangezogen. Im Bereich Mattenketten liegen die einzelnen Einsatzsegmente für POM bei ca. 50% und für PP bei ca. 30%. Bei einzelnen PP-Typen wurden die mechanischen, thermischen und verarbeitungsbezogenen Eigenschaften hinsichtlich des Anforderungsprofils innerhalb fördertechnischer Anwendungen bewertet und eine Auswahl geeigneter Polymere getroffen. Innerhalb der Recherche wurden Anfragen bei ausgewählten Kunststoff- und Kettenherstellern durchgeführt. Des Weiteren wurde spezifische Literatur der Hersteller herangezogen.

Ein System zur Erfassung des Verschleißes von Grund- und Gegenkörper, mittels quantifizierbarer Verschleißkenngrößen, ist für wissenschaftliche Analysen von tribologischen Systemen, auf dem Gebiet der Fördertechnik, aktuell nicht verfügbar. Für die Eignungsuntersuchung verschiedener Polymere in Gleitpaarungen wurde das Kriterium Tribokennwert an der TU Chemnitz entwickelt. Die Strukturelemente werden mittels Sichtprüfung in Kategorien unterschiedlicher Intensität der Verschleißerscheinung aufgeteilt. Die Kennzahlen der jeweiligen Kategorie dienen im Anschluss daran zur mathematischen Erweiterung des auf dem Prüfstand gemessenen Reibwertes. Diese Einteilung kann jedoch nicht als Ersatz für eine physikalische Messung herangezogen werden. Eine Reproduzierbarkeit, im Bereich der geforderten Messgenauigkeit, ist aufgrund der Subjektivität der visuellen Charakterisierung und Einteilung nicht gegeben. Das Thema der aktuellen Abschlussarbeit leitete sich aus diesen Begründungen ab. Zur Ermittlung geeigneter Messsysteme wurde im ersten Schritt eine Anforderungsliste ([Con10], [Pah97]) der physikalisch-technischen, wirtschaftlichen und bedienungsrelevanten Einflussparameter, ausgehend von Anforderungskatalogen [Con10] aufgestellt. Innerhalb der Anforderungsliste wird zudem zwischen einem Offline- und Online-Messsystem unterschieden, welches im Idealfall eine konstante Messung der Verschleißkenngröße während der Belastung auf dem Prüfstand ermöglicht. Der Erfüllungsgrad der Anforderungspunkte wurde zur späteren Beurteilung der einzelnen Lösungsvarianten in Mindest-, Soll- und Idealanforderung unterteilt. Die Aufgabenstellung wurde im Anschluss daran mithilfe einer Black-Box Darstellung auf eine abstrakte Form reduziert, um sowohl das Kernproblem darzustellen, als auch die Hauptfunktion, Störgrößen und die vorhandenen Eingangs- und Ausgangsgrößen zu verdeutlichen. In einem weiteren Schritt wurde die Gesamtfunktion des Systems in Teilfunktionen getrennt und durch allgemein anwendbare Funktionen dargestellt ([Pah97], [VDI2222]). Diese Funktionsstruktur dient als Grundlage zum lokalisieren eines breiten Spektrums von potentiellen Lösungsprinzipien. Bei der Suche nach Lösungsmöglichkeiten wurde neben der Literaturrecherche auch Kreativitätstechniken, wie das Brainstorming und Mindmapping [Oph05] eingesetzt. Besonderes Augenmerk wurde darauf gelegt, die Brücke zu anderen Teildisziplinen des Maschinenbaus zu schlagen, um sich eventuell fachübergreifend Synergien zu Nutze zu machen. Ein Teilergebnis dieser Recherche ist in Form eines Mindmap, in Abbildung 4, dargestellt.

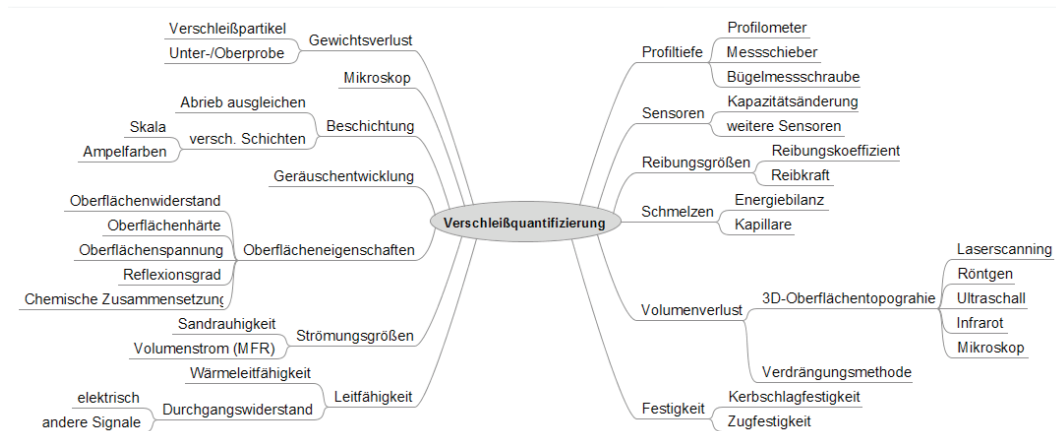


Abbildung 4: Brainstorming Verschleißquantifizierung

Das Ziel dieser wissenschaftlichen Arbeit ist die Ermittlung und Validierung einer anwendungsorientierten Methode zur Quantifizierung von Verschleiß. Dies erfordert zunächst eine gründliche Betrachtung des tribologischen Systems und der in Wechselwirkung stehenden Systemelemente. Da bereits schwach ausgeprägte Verschleißerscheinungsformen messtechnisch erfasst werden sollen, sind eine sorgfältige Planung und Dokumentation des Versuchsablaufes, der Handhabung der Prüfkörper und die Betrachtung aller möglichen Einflussparameter zwingend erforderlich. Der Nachweis der Funktionalität eines solchen Verfahrens würde bei Übertragung auf industrielle Anwendungen ein erhebliches Einsparpotential von Ressourcen und eine Erhöhung der Betriebssicherheit ermöglichen.

Auf Basis der entworfenen Anforderungsliste und Funktionsstruktur wird im Weiteren nach potentiellen Lösungsmöglichkeiten recherchiert. Eine anschließende Gegenüberstellung und erste Bewertungen der Messsysteme sind für eine Vorauswahl, innerhalb des gesamten Filterprozesses, erforderlich. Nach diesem ersten Auswahlverfahren, anhand fester Anforderungen, werden innerhalb der prinzipiell umsetzbaren Messsysteme die geeigneten technischen Verfahren ermittelt. Diese werden dann in einem abschließenden Beurteilungssystem (Bewertungsmatrix) anhand signifikanter Merkmale, wie beispielsweise der Messgenauigkeit oder der Messdauer, mit einer festgelegten Gewichtung beurteilt. Die Verfahren mit dem besten Ergebnis werden darauf folgend im praktischen Einsatz auf ihre Eignung untersucht und einander gegenübergestellt, um einen wissenschaftlichen Beleg für deren valide und reproduzierbare Verschleißquantifizierung zu generieren oder gegebenenfalls zu widerlegen. Eine detaillierte Ausführung der wissenschaftlichen Ergebnisse wird in einer weiteren Veröffentlichung folgen.

4 ZUSAMMENFASSUNG

Die Kernkompetenzen und die Forschungsschwerpunkte der Professur Produktentwicklung, Kunststofftechnik und Tribologie der FHWS (Fakultät Maschinenbau) wurden dargestellt und erläutert. Die Arbeits- und Forschungsschwerpunkte zu Untersuchungen und Analysen von inkorporierten Schmierstoffen und deren Wirkmechanismen im Trockenlauf wurden dargestellt und präzisiert. Eine aktuelle wissenschaftliche Arbeit, welche sich mit der Verschleißquantifizierung von Kunststoff-Kunststoff-Gleitpaarungen in tribologischen Systemen befasst, wurde in Auszügen aufgeführt und erläutert.

REFERENZEN

- [FAU10] FAUST KARSTEN: NEUE POLYMERE WERKSTOFFKONZEPTE FÜR FÖRDERGLEITKETTEN UND SYSTEMANALYSE DER KORRELATION VON REIBUNGSKOEFFIZIENTEN: DISSERTATION, TU CHEMNITZ, 2010.
- [MIT08] MITZSCHKE FRANK: EIGENSCHAFTSPROFILE NEUARTIGER FASERVERSTÄRKTER KUNSTSTOFFGLEITKETTEN FÜR DEN STÜCKGUTTRANSPORT. DISSERTATION, TU CHEMNITZ, 2008.
- [CON10] KLAUS-JÖRG CONRAD: GRUNDLAGEN DER KONSTRUKTIONSLEHRE – METHODEN UND BEISPIELE FÜR DEN MASCHINENBAU. 5. AUFL. MÜNCHEN: HANSER VERLAG, 2010.
- [PAH97] GERHARD PAHL; WOLFGANG BEITZ: KONSTRUKTIONSLEHRE – METHODEN UND ANWENDUNG. 4. AUFL. BERLIN HEIDELBERG: SPRINGER VERLAG, 1997.
- [OPH05] LOTHAR OPHEY: ENTWICKLUNGSMANAGEMENT – METHODEN IN DER PRODUKTENTWICKLUNG. BERLIN HEIDELBERG: SPRINGER VERLAG, 2005.
- [VDI2222] VDI 2222: KONSTRUKTIONSMETHODIK – METHODISCHES ENTWICKELN VON LÖSUNGSPRINZIPIEN. AUSG. 06/1997. BERLIN: BEUTH VERLAG.

Modellierung und Simulation von nichtlinearen Reibungseffekten bei der Lageregelung von Servomotoren

ANDREAS KRÄMER und JOACHIM KEMPKE

Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt

Die steigenden Ansprüche an die Positioniergenauigkeit von Servomotoren macht es nötig, dass immer mehr im System auftretende Effekte berücksichtigt werden müssen. Einer dieser Effekte ist die Reibung, die sich als ein nichtlinearer Einfluss auf die Regelgüte auswirkt. Um diese genau analysieren zu können, wird sie zunächst durch ein Modell abgebildet und anschließend simuliert. Hierfür gibt es unterschiedliche Modellansätze, die hier vorgestellt werden sollen. Zudem werden auch Hinweise zu deren Implementierung gegeben. Abschließend wird die Auswirkung der Reibung in einem Antriebssystem auf die Regelgüte anhand von Simulationsergebnissen analysiert.

Kategorie und Themenbeschreibung: Electromobility and Energy Engineering

Zusätzliche Schlüsselwörter: z.B. Reibung, Stribeck-Kurve, LuGre-Modell, Matrizen

1 EINLEITUNG

Zur Analyse von positionsgeregelten Antriebssystemen mit Servomotoren werden heutzutage vermehrt Simulationen eingesetzt, mit denen sich die auftretenden Effekte analytisch untersuchen lassen. Dazu wird ein Modell des Antriebs erstellt und in einem Simulationsprogramm aufgebaut. Allzu gerne und allzu oft werden hierbei nur die linearen Effekte wie elastische Kupplungen oder Getriebeübersetzungen berücksichtigt, da sich diese vergleichsweise einfach abbilden bzw. modellieren lassen. Diese so entstandenen LTI-Systeme (Linear-Time Invariant Systeme) lassen sich mittels Zustandsmatrizen beschreiben, modellieren und schließlich auch simulieren. Nichtlineare Effekte wie die Reibung lassen sich dagegen schwerer modellieren, da eine genaue Abbildung der realen Effekte kaum möglich ist. Außerdem können nichtlineare Effekte nicht durch die Zustandsraumdarstellung beschrieben werden. Deswegen muss zur Berücksichtigung von nichtlinearen Reibungseffekten diese Darstellungsform der Zustandsmatrizen aufgelöst werden und die Differentialgleichungen des linearen Systems einzeln im Simulationsprogramm implementiert werden, was deren Modellierung und Simulation zudem erschwert.

Eine Vernachlässigung der Reibung ist zwar in vielen Fällen bei der Regelung von Antrieben sinnvoll, jedoch lassen sich ohne die Beschreibung der Reibung einige Phänomene nicht erklären. Dazu zählen u. a. das Verharren einer Masse zu Beginn einer Bewegung auf der Stelle oder auffällige Ausschläge bei Messungen.

Zudem ist eine genaue Betrachtung der Reibungseffekte nötig, um eine höhere Positioniergenauigkeit (Regelgüte) der Servomotoren zu ermöglichen. Hierzu muss die Reibung zunächst analytisch betrachtet und modelliert werden. Mit Hilfe der Simulation kann die Reibung

Adressen der Autoren: Dipl.-Ing. (FH) A. Krämer, Prof. Dr.-Ing. J. Kempkes,
Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt, 97421 Schweinfurt
Deutschland,
www.fhws.de

Die Erlaubnis zur Kopie in digitaler Form oder Papierform eines Teils oder aller dieser Arbeit für persönlichen oder pädagogischen Gebrauch wird ohne Gebühr zur Verfügung gestellt. Voraussetzung ist, dass die Kopien nicht zum Profit oder kommerziellen Vorteil gemacht werden und diese Mitteilung auf der ersten Seite oder dem Einstiegsbild als vollständiges Zitat erscheint. Copyrights für Komponenten dieser Arbeit durch Andere als FHWS müssen beachtet werden. Die Wiederverwendung unter Namensnennung ist gestattet. Es andererseits zu kopieren, zu veröffentlichen, auf anderen Servern zu verteilen oder eine Komponente dieser Arbeit in anderen Werken zu verwenden, bedarf der vorherigen ausdrücklichen Erlaubnis.

näher untersucht werden, um anschließend die auftretenden Reibungseffekte durch eine geeignete Kompensation zu minimieren.

Anmerkung: In dieser Arbeit werden alle rotatorischen Bewegungen in lineare überführt. Eine solche Betrachtung ist möglich, da die rotatorische Bewegung genauso wie die lineare einen Freiheitsgrad besitzt. Somit sind die hergeleiteten Modelle und Betrachtungen uneingeschränkt auch für rotatorische Bewegungen gültig und es können stets die Größen der linearen Bewegung durch die entsprechenden der rotatorischen Bewegung ersetzt werden.

2 NICHT-LINEARE REIBUNGSMODELLIERUNG

Reibung tritt überall auf, wo zwei Körper mit ihren Oberflächen im gegenseitigen Kontakt stehen und gegeneinander bewegt werden. Reibung entzieht dem System Energie, die in Wärme umgewandelt wird. In der Physik bezeichnet man diesen Vorgang der Umwandlung als Dissipation.

Im Nachfolgenden sollen einige Modellierungsansätze vorgestellt werden.

2.1 Klassische Modelle

Die klassischen Modelle werden auch oft als statische Modelle bezeichnet. Statisch bedeutet in diesem Zusammenhang, dass die Modelle experimentell mit konstanten Geschwindigkeiten ermittelt wurden.

Der Franzose Guillaume Amontons (1663-1705) bildet mit seinen beiden wiederentdeckten Gesetzen die Grundlage für die Beschreibung von Reibung.

1. Gesetz: Die Reibkraft F_{Reib} ist von der Ausdehnung der Reibfläche unabhängig.
2. Gesetz: Die Reibkraft F_{Reib} ist der Normal- oder Anpresskraft F_N zwischen den Reibflächen direkt proportional.

$$F_{\text{Reib}} = \mu \cdot F_N$$

Der Faktor μ beschreibt die Beschaffenheit der beiden Kontaktflächen und ist somit eine materialspezifische Konstante, die meist experimentell für jede Materialpaarung ermittelt werden muss. Diesen Proportionalitätsfaktor nennt man Reibungsbeiwert, -koeffizient, -zahl oder Reibwert.

Da die Reibkraft kein Skalar, sondern ein Vektor mit Länge und Richtung ist, muss man sich zusätzlich über die Orientierung der Kraft Gedanken machen. Da Reibung die Bewegung hemmt bzw. bremst, ist diese entgegen der Bewegungsrichtung anzunehmen und kann als eine Last auf die Masse gesehen werden. Eine Übersicht der auf eine bewegte Masse wirkenden Kräfte ist in Abbildung 1 dargestellt.

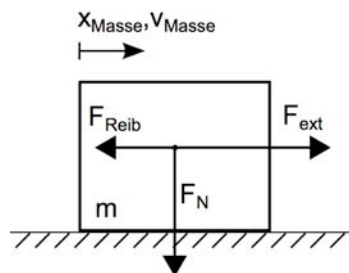


Abb. 1. Übersicht der auf eine Masse wirkenden Kräfte

Anmerkung: Im Folgenden wird die Reibung nur noch als richtungslose Größe betrachtet, die der Länge des Vektors entspricht. Die Richtung des Reibkraftvektors ist stets entgegengesetzt zur Bewegungsrichtung zu sehen und bedarf somit keiner genaueren Betrachtung mehr.

Gleitreibung

Die einfachste Art, Reibung geschwindigkeitsabhängig zu beschreiben, ist die Gleitreibung, Coulomb-Reibung oder auch trockene Reibung:

$$F_{\text{Reib}} = F_c \cdot \text{sign}(v)$$

Sie beschreibt die Reibung in Abhängigkeit von der Beschaffenheit der Kontaktflächen und vom Vorzeichen der Geschwindigkeit (Signumfunktion $\text{sign}(v)$), jedoch nicht vom Betrag der Geschwindigkeit. F_c kann für das Beispiel einer linear bewegten Masse mit $F_c = \mu_{\text{Gleit}} \cdot F_N$ bestimmt werden.

Durch die Signumfunktion ist die Gleitreibung für $v = 0$ als null, für positive Geschwindigkeiten als F_c und für negative Geschwindigkeiten als $-F_c$ definiert, wodurch eine Unstetigkeit bei $v = 0$ entsteht. Unstetigkeiten und die damit verbundene Fallunterscheidung müssen in der Simulation durch Logikblöcke implementiert werden, was unschön und aufwendig ist, aber vor allem die Rechenzeit verlängert. Deswegen wird diese Unstetigkeit der Reibkurve in der Simulation durch eine steile Flanke angenähert.

Viskose Reibung

Viskose Reibung tritt bei Bewegung unter Anwesenheit von Fluiden auf und wird geschwindigkeitsabhängig modelliert. Für eine allgemeine Beschreibung ergibt sich die folgende Gleichung.

$$F_{\text{Reib}} = F_v \cdot |v|^{\delta_v} \cdot \text{sign}(v)$$

F_v ist ähnlich F_c eine materialspezifische Konstante. Der Parameter δ_v gibt die Ordnung an und wird selten größer als 2 gewählt. Meist jedoch wird $\delta_v = 1$ gesetzt, wodurch sich eine lineare Abhängigkeit ergibt.

$$F_{\text{Reib}} = F_v \cdot v$$

Haftreibung

In Experimenten stellt man zudem fest, dass die Reibung zu Beginn einer Bewegung größer als die Gleitreibung ist. Es tritt Haftreibung auf. Sie wird durch eine zusätzlich Konstante F_s modelliert.

$$F_s = \mu_{\text{Haft}} \cdot F_N$$

Mit $\mu_{\text{Haft}} \geq \mu_{\text{Gleit}}$ folgt $F_s \geq F_c$. Jedoch besitzt die Haftreibung keinen festen Wert und ist lediglich für $v = 0$ definiert. Sie muss somit als eine Art Obergrenze angesehen werden, bis zu welcher eine externe Kraft ansteigen kann, bis sich der Körper bewegt und somit die Reibung durch eine andere Reibungsart beschrieben wird.

$$F_{\text{Reib}} = \begin{cases} F_{\text{ext}}, & v = 0 \text{ und } |F_{\text{ext}}| < F_s \\ F_c \cdot \text{sign}(F_{\text{ext}}), & v = 0 \text{ und } |F_{\text{ext}}| \geq F_s \end{cases}$$

Die in dieser Gleichung beschriebene Fallunterscheidung verursacht erneut Schwierigkeiten bei der Modellierung. Damit ist die Reibung keine ausschließliche Funktion der Geschwindigkeit

mehr, sondern auch noch zusätzlich von externen Kräften abhängig, die nur schwer erfassbar sind.

Stribeck-Kurve

In der Realität tritt jedoch meist eine Kombination der oben beschriebenen Reibungsarten auf. Die meist verbreitetste Darstellungsform ist die Stribeck-Kurve. Sie kombiniert alle drei Reibungen (Haft-, Gleit- und viskose Reibung).

$$F_{Reib} = F_{Stribeck} \cdot \text{sign}(v) + F_V \cdot v$$

Für die Funktion $F_{Stribeck}$ gibt es mehrere mathematische Beschreibungsansätze. Für eine Übersicht sei auf [Wojewoda et al. 2008] verwiesen. Am häufigsten wird

$$F_{Stribeck} = F_C + (F_S - F_C) \cdot \exp\left(-\left|\frac{v}{v_s}\right|^\delta\right)$$

verwendet. Die Parameter v_s und δ bezeichnen die Stribeck-Geschwindigkeit und den Stribeck-Formfaktor. Die Stribeck-Geschwindigkeit gibt an, in welchem Geschwindigkeitsbereich der Übergang von der Haft- zur Gleitreibung stattfindet. Sie bestimmt somit zusammen mit dem Formfaktor, der den Exponentialverlauf der Kurve bestimmt, wie schnell die Stribeck-Kurve gegen die Gleitreibung konvergiert. Üblicherweise werden folgende Werte gewählt: $v_s = 0,001 \frac{\text{m}}{\text{s}}$, $\delta = 1$ oder 2

Mit diesen Werten ergibt sich die in Abbildung 2 dargestellte Reibkurve nach Stribeck.

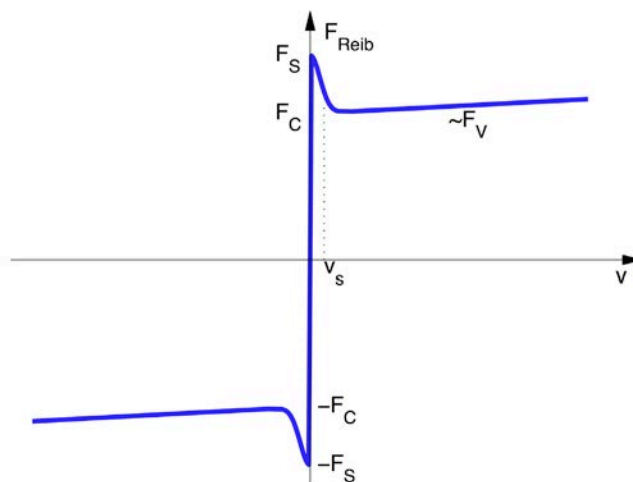


Abb. 2. Stribeck-Kurve mit $\delta = 2$

Diese Stribeck-Kurve wird mittels einer Lookup-Table in die Simulationsumgebung implementiert.

2.2 Dynamisches Modell

Bei klassischen/statischen Modellen können die beschriebenen Probleme bei der Modellierung der Unstetigkeit und der Haftreibung auftreten. Deswegen und um einige andere Phänomene, die in Verbindung mit Reibung auftreten, erklären zu können, werden zunehmend dynamische Modelle verwendet. Diese beschreiben bspw. auch eine mikroskopisch kleine Auslenkung vor der eigentlichen Bewegung (pre-sliding displacement) oder erklären den Unterschied der Reibung bei ansteigender und sinkender Geschwindigkeit. Im Folgenden soll eines der dynamischen Modelle vorgestellt und modelliert werden.

LuGre-Modell

Das LuGre-Modell (benannt nach den Universitäten Lund und Grenoble) berücksichtigt eine Vielzahl der Effekte und bedarf zudem keiner Unterscheidung des Falls $v = 0$. Das Modell lässt sich auf ein Borstenmodell zurückführen, das allgemein Reibung als Widerstandskraft vieler kleiner Borsten ansieht. Jedoch wird bei diesem Modell anstatt der Summation vieler Borsten nur eine einzelne Borste betrachtet, die den aggregierten Zustand aller Borsten beschreibt (vgl. Abbildung 3).

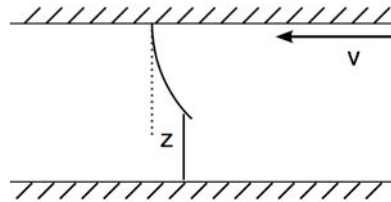


Abb. 3. LuGre-Borstenmodell

Dazu wird eine interne Variable z eingeführt, die sich ähnlich der Auslenkung einer mechanischen Feder verhält. Die Reibkraft ist nach dem LuGre-Modell als

$$\frac{dz}{dt} = \dot{z} = v - \frac{|v|}{g(v)} z$$

$$F_{Reib} = \sigma_0 z + \sigma_1(v) \dot{z} + \sigma_2(v)$$

definiert.

Für die Funktion $g(v)$ wählt man nach [Canudas de Wit et al. 1995]:

$$g(v) = \frac{1}{\sigma_0} \left(F_c + (F_s - F_c) \cdot \exp \left(- \left(\frac{v}{v_s} \right)^2 \right) \right)$$

Der Parameter σ_0 gibt die Federkonstante der Borste an und ist aus dem Intervall $[10^3; 10^5]$ zu wählen. Für $\sigma_1(v)$, die Dämpfung der Feder, gilt im Allgemeinfall:

$$\sigma_1(v) = \sigma_1 \exp \left(- \left(\frac{v}{v_d} \right)^2 \right)$$

$\sigma_1(v)$ wird jedoch meist ohne exponentiellen Verlauf verwendet: $\sigma_1(v) = \sigma_1$. Es empfiehlt sich σ_1 nach [Canudas de Wit et al. 1995] auf eine kritische Dämpfung einzustellen.

$$\sigma_1 = 2\sqrt{\sigma_0 m}$$

Der Term $\sigma_2(v)$ beschreibt den viskosen Anteil der Reibung. Dieser kann nach den Gleichungen der viskosen Reibung beschrieben werden.

$$\sigma_2 = F_V \cdot |v|^{\delta_v} \cdot \text{sign}(v)$$

$$\sigma_2 = F_V \cdot v$$

Für die Parameter F_c , F_s und F_V wählt man die gleichen Werte wie zuvor bei den statischen Modellen.

[Aberger and Otter 2002] empfiehlt das Modell noch zu normieren, wodurch sich die Modellierung im Simulationsprogramm etwas vereinfacht.

$$\sigma_0^{-1} \dot{z} = v - \frac{|v|}{\tilde{g}(v)} \tilde{z} \quad (\text{mit } \tilde{z} = \sigma_0 z)$$

$$\tilde{g}(v) = F_c + (F_s - F_c) \cdot \exp\left(-\left(\frac{v}{v_s}\right)^2\right)$$

$$F_{\text{Reib}} = \tilde{z} + \frac{\sigma_1(v)}{\sigma_0} \dot{z} + \sigma_2(v)$$

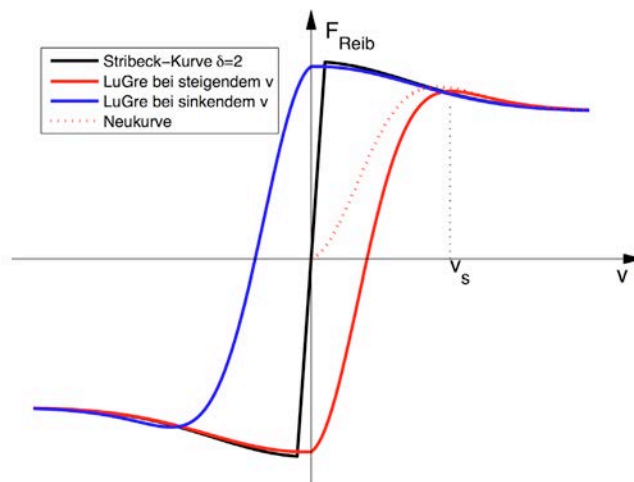


Abb. 4. Vergleich LuGre-Modell und Stribeck-Kurve

Auffällig bei der Betrachtung der Reibkurven in Abbildung 4 ist, dass die Kurve des LuGre-Modells eine Hysterese aufweist. Dies ist typisch für dynamische Reibmodelle und bedeutet in der Anwendung, dass die Reibkräfte von der Bewegungsrichtung und der aktuellen Auslenkung der Borste (Feder) z abhängen. Zudem ist die Reibkraft dadurch nicht mehr stets entgegen der Bewegungsrichtung, sondern im Bereich kleiner Geschwindigkeiten in derselben Richtung wie die Bewegung zu sehen.

3 REIBUNGSMODELLIERUNG IN MATRIZENNOTATION

Für eine einfachere Modellierung der Reibungseffekte ist es sinnvoll, auch diese in eine Matrizenform, ähnlich der Zustandsraum-Darstellung eines LTI-Systems, zu bringen.

Hierzu wird die bestehende Vektor/Matrizen-Form der Differentialgleichungen des linearen Systems um eine Matrix A_{NL} mit zugehörigem Vektor $NL(x)$ (als Funktion der Zustandsgrößen) für die nichtlinearen Reibungseffekte erweitert.

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u + A_{NL} \cdot NL(x)$$

$$y = C \cdot x + D \cdot u$$

Die Matrix A_{NL} hat genauso viele Zeilen wie die Matrix A . Die Anzahl der Spalten von A_{NL} ist gleich der Anzahl der Zeilen von $NL(x)$ und hängt von der Anzahl der berücksichtigten Stellen mit Reibung im System ab.

Diese zusätzliche Matrix mit zugehörigem Vektor muss auch in das Strukturbild des LTI-Systems eingebracht werden. Hierzu wird ein zusätzlicher Pfad parallel zur Matrix A modelliert und der Vektor $NL(x)$ als Subsystem implementiert, in dem die Funktionen der Reibung zusammengefasst werden. Es ergibt sich das in Abbildung 5 dargestellte Strukturbild.

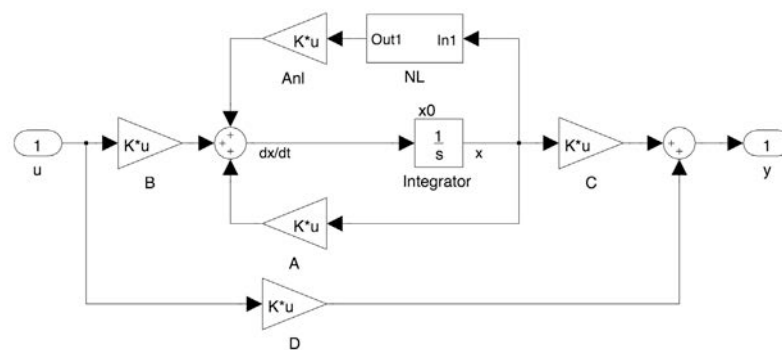


Abb. 5. Strukturbild zur Modellierung von Nichtlinearitäten in Matrizenform

Durch diese Art der Modellierung ist es möglich, das Gesamtsystem zunächst ohne Reibungseffekte durch die Matrizen A , B , C und D des linearen Systems zu beschreiben und erst dann die Reibung an den relevanten Stellen einzufügen. Hierbei können die Matrizen A , B , C und D stets unverändert übernommen werden.

Beispielhaft werden hier die Matrizen eines Zweimassenschwingers aufgezeigt. Dieser wird durch eine Motormasse m_M und eine Lastmasse m_L beschrieben, die durch eine elastische Kupplung mit den Parameter c (Federeigenschaft) und d (Dämpfungsparameter) verbunden sind.

Da die Reibung ähnlich einer externen Kraft auf die Masse wirkt, muss die Reibkraft auch in ähnlicher Form wie eine externe Kraft in den Matrizen auftauchen. Die Reibkraft wird als Funktion der Geschwindigkeit v_L der Last in den Vektor $NL(x)$ geschrieben. Der Multiplikationsfaktor $-\frac{1}{m_L}$ wird in der Matrix A_{NL} in die gleiche Zeile geschrieben wie der Wert $\frac{1}{m_L}$ in der Matrix B (Faktor für externe Kräfte auf die Last). Da hier nur an einer Stelle Reibung auftritt, hat die Matrix A_{NL} nur eine Spalte, genauso wie der Vektor $NL(x)$ nur einen Eintrag besitzt.

$$\begin{aligned}
 \underbrace{\begin{bmatrix} a_M \\ a_L \\ v_M \\ v_L \end{bmatrix}}_x &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{d}{m_M} & \frac{d}{m_M} & -\frac{c}{m_M} & \frac{c}{m_M} \\ \frac{d}{m_L} & -\frac{d}{m_L} & \frac{c}{m_L} & -\frac{c}{m_L} \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} v_M \\ v_L \\ x_M \\ x_L \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_B \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} F_M \\ F_L \end{bmatrix}}_u + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{m_L} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_{NL}} \cdot \underbrace{\frac{[F_{Reib}(v_L)]}{NL(x)}}_{NL(x)} \\
 \underbrace{\begin{bmatrix} v_M \\ v_L \\ x_M \\ x_L \end{bmatrix}}_y &= \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_C \cdot x + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_D \cdot u
 \end{aligned}$$

Die Beschreibung durch die aufgezeigte Vektor/Matrizen-Form kann immer verwendet werden, egal ob die Modellierung der Reibung durch eine Stribeck-Kurve, das LuGre-Modell oder eine andere Beschreibungsart erfolgt. Dies muss nur im Vektor $NL(x)$ hinterlegt werden.

Zudem kann diese Form auch bei größeren Systemen verwendet werden. Hierbei zeigt sich ein großer Vorteil dieser Modellierungsvariante: Das Modell bleibt trotz der vielen Massen/Körper übersichtlich und der Modellierungsaufwand bleibt begrenzt, da sich lediglich die Matrizen vergrößern. Das Blockschaltbild bleibt davon unbeeinflusst. Zudem können wie bereits erwähnt die Matrizen des linearen System stets übernommen werden.

4 SIMULATIONSERGEBNISSE VON SYSTEMEN MIT REIBUNG

Um das Verhalten von reibungsbehafteten Antriebssträngen zu simulieren, wird ein Zweimassenschwinger mit Reibung an der Last in einen Kaskadenregelkreis mit einem PPI-Regler eingebaut. Der Lageregelkreis wird auf der Motorseite geschlossen.

An diesem Aufbau soll der Einfluss einer stärker werdenden Reibung beschrieben werden. Hierzu wird zunächst das System ganz ohne Reibung und dann mit zwei unterschiedlichen Reibungskoeffizienten simuliert. Die Modellparameter sowie die Reglereinstellung und die unterschiedlichen Reibungskoeffizienten sind in Tabelle 1 hinterlegt. (Die Modellparameter und die Reglereinstellung bleibt bei allen Simulationen unverändert.)

Parameter	Wert	Einheit	Parameter	Wert	Einheit
m_M	1000	kg	a) μ_{Gleit}	0	-
m_L	1000	kg	μ_{Haft}	0	-
c	$5 \cdot 10^6$	N/m	b) μ_{Gleit}	0,0006	-
d	1341,64	Ns/m	μ_{Haft}	0,0007	-
K_V	8	m/(mm*min)	c) μ_{Gleit}	0,006	-
T_n	30	ms	μ_{Haft}	0,007	-
K_P	$700 \cdot 10^3$	Ns/m			

Tab. 1. Parameter für die Simulation

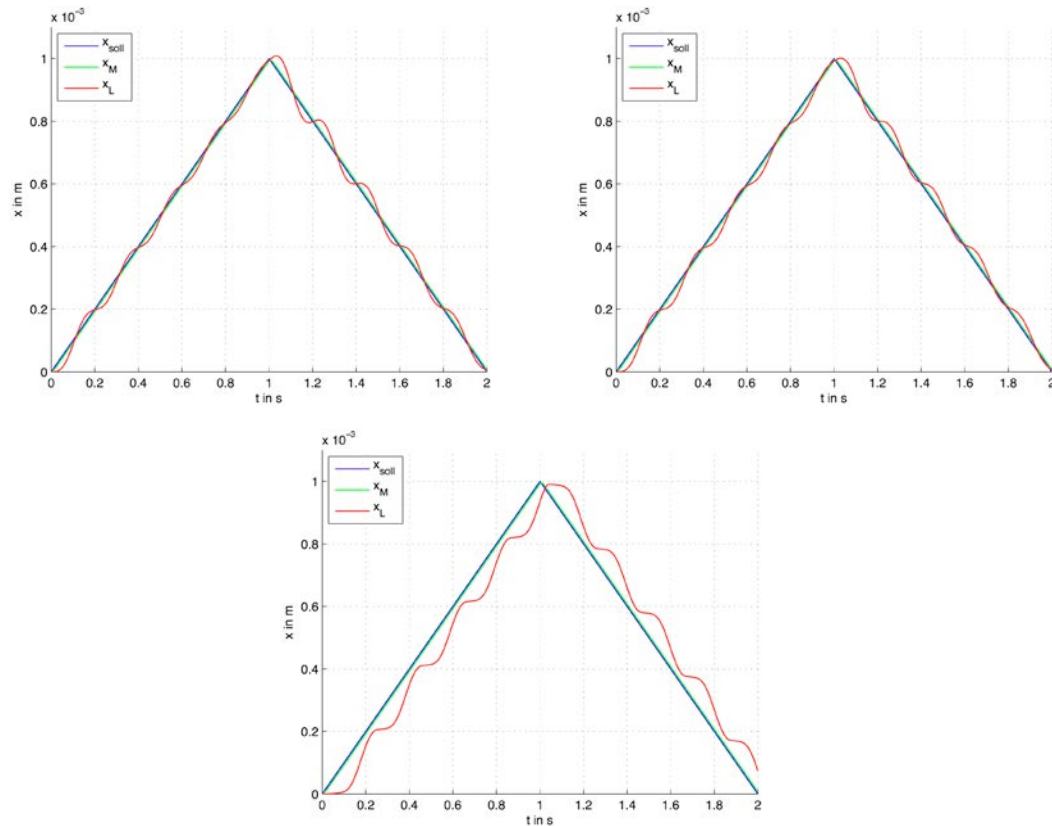


Abb. 6. Simulationsergebnisse: oben links nach a) , oben rechts nach b), unten nach c)

Wie in Abbildung 6 zu sehen, ist es ein kontinuierlicher Übergang von keiner zu starker Reibung. Der Einfluss der Reibung auf die Lastmasse ändert sich somit nicht schlagartig. Es können mehrere Phasen beschrieben werden. In der Teilabbildung 6 oben links kann sich die Lastmasse ohne Widerstand durch die Reibung bewegen. Dadurch schwingt die Last aufgrund der weichen Verbindung/Kupplung der beiden Massen um die Sollposition. Bei einem Verfahrensvorgang mit stationärer Endposition würde ohne Reibung die Last schließlich zum Stehen kommen und die Sollposition erreichen. Bei der Teilabbildung 6 oben rechts wirkt eine geringe Reibung, wodurch das Schwingen gedämpft wird. Dies ist besonders bei der Bewegungsumkehr zu erkennen. Zudem tritt hier bereits ein leichter Stick-Slip-Effekt auf. Der Stick-Slip-Effekt beschreibt das immer wieder Losreißen und Abbremsen der Lastmasse aufgrund der Haftreibungsüberhöhung bei stehender Masse. Somit kommt es zu einem permanenten Übergang zwischen Haft- und Gleitreibung. Dagegen ist bei einer noch stärkeren Reibung (siehe Teilabbildung 6 unten) nur noch dieser Effekt zu erkennen. Durch den stark ausgeprägten Stick-Slip-Effekt ist eine genaue Positionierung hier nur schwer möglich. Folglich führt eine starke Reibung und der Stick-Slip-Effekt zu Positionierungsgenauigkeiten, worunter die Regelgüte leidet.

5 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

Inhalt dieser Arbeit war es, einen Überblick über die Modellierung von nichtlinearen Reibungseffekte zu geben und diese zu simulieren. Hierfür wurden verschiedene Modellansätze (Stribeck-Kurve, LuGre-Modell) vorgestellt und Hinweise zur deren Implementierung in ein Simulationsprogramm gegeben.

Für die Modellierung der Reibung wurde eine übersichtliche Darstellungsform durch Matrizen gefunden, die sowohl theoretisch als auch praktisch in der Simulation eine Modellierung der Reibung möglich macht und Anwendung findet. Hierzu wurde das Strukturbild des LTI-Systems um einen Pfad erweitert, in dem die nichtlinearen Reibungseffekte mit einer zusätzlichen Matrix mit zugehörigem Vektor modelliert wurden.

Abschließend wurden noch einige Simulationsergebnisse präsentiert, an denen der Einfluss der Reibung auf die Positionierung des Antriebs analysiert wurde. Die Reibung kann die Regelgüte beeinflussen, wodurch eine Kompensation der Reibung durch geeignete regelungstechnische Maßnahmen nötig wird.

REFERENZEN

- M. ABERGER AND M. OTTER. MODELING FRICTION IN MODELICA WITH THE LUND-GRENOBLE FRICTION MODEL. 2. INTERNATIONAL MODELICA CONFERENCE, [HTTPS://MODELICA.ORG/EVENTS/CONFERENCE2002/PAPERS/P36_ABERGER.PDF](https://modelica.org/events/conference2002/papers/p36_aberger.pdf), 2002.
- C. CANUDAS DE WIT. MODELLING AND CONTROL OF SYSTEMS WITH DYNAMIC FRICTION. LABORATORY OF AUTOMATIC CONTROL OF GRENOBLE, [HTTP://WWW.GIPSA-LAB.GRENOBLE-INP.FR/~CARLOS.CANUDAS-DE-WIT/PUBLICATIONS/FRICTION/\(3\)CCA_IDENTCOMP.PDF](http://www.gipsa-lab.grenoble-inp.fr/~carlos.canudas-de-wit/publications/friction/(3)CCA_IDENTCOMP.PDF), 2007.
- C. CANUDAS DE WIT, H. OLSEN, K.J. ASTROM, AND P. LISCHINSKY. A NEW MODEL FOR CONTROL OF SYSTEM WITH FRICTION. IEEE TRANSACTION ON AUTOMATIC CONTROL, VOL. 40, No.3, 1995.
- S. KLOTZBACH AND HERMANN HENRICHFREISE. EIN NICHTLINEARES REIBMODELL FÜR DIE NUMERISCHE SIMULATION REIBUNGSBEHAFTETER MECHATRONISCHER SYSTEME. ASIM 2002, 16. SYMPOSIUM SIMULATIONSTECHNIK., ROSTOCK, 10.-13. SEPTEMBER 2002, [HTTP://WWW.DMECS.DE/PDFS/DMECS_REIBUNG_PAPER.PDF](http://www.dmeCS.de/PDFS/DMECS_REIBUNG_PAPER.PDF), 2002.
- M. KUBISCH. MODELLIERUNG UND SIMULATION NICHTLINEARER MOTOREIGENSCHAFTEN. HUMBOLDT-UNIVERSITÄT ZU BERLIN, INSTITUT FÜR INFORMATIK, 2008.
- W. D. PIETRUSZKA. MATLAB UND SIMULINK IN DER INGENIEURPRAXIS. 3. BEARBEITETE UND ERWEITERTE AUFLAGE, WIESBADEN, VIEWEG+TEUBNER VERLAG, 2012.
- W. D. PIETRUSZKA. PROGRAMMSAMMLUNG AUF DER HOMEPAGE ZUM BUCH: MATLAB UND SIMULINK IN DER INGENIEURPRAXIS. 3. BEARBEITETE UND ERWEITERTE AUFLAGE, WIESBADEN, VIEWEG+TEUBNER VERLAG, [HTTP://WWW.SPRINGER.COM](http://www.springer.com), 2012.
- V. L. POPOV. KONTAKTMECHANIK UND REIBUNG. 2. ÜBERARBEITETE AUFLAGE, BERLIN HEIDELBERG, SPRINGER VERLAG, 2010.
- D. SCHRÖDER. INTELLIGENTE VERFAHREN - IDENTIFIKATION UND REGELUNG NICHTLINEARER SYSTEME. BERLIN HEIDELBERG, SPRINGER-VERLAG, 2010.
- J. WOJEWODA, A. STEFANSKI, M. WIERCIGROCH, AND T. KAPITANIAK. HYSTERETIC EFFECTS OF DRY FRICTION: MODELLING AND EXPERIMENTAL STUDIES. PHILOSOPHICAL TRANSACTIONS OF THE ROYAL SOCIETY A: MATHEMATICAL, PHYSICAL & ENGINEERING SCIENCES, 2008.

Oil Conductivity – An Important Quantity for the Design and the Condition Assessment of HVDC Insulation Systems

FABIAN SCHOBER and ANDREAS KÜCHLER
Institute for Power Engineering and High Voltage Technology
University of Applied Sciences Würzburg-Schweinfurt
Schweinfurt, Germany

CHRISTOPH KRAUSE
Technology Services and Innovation
Weidmann Electrical Technology AG
Rapperswil, Switzerland

HVDC (high voltage direct current) transmission is a very effective way of power transmission and it is necessary to supply the worlds growing amount of energy. In HVDC equipment the major insulating materials are oil and pressboard. Oil conductivity is an important quantity for the design, the diagnosis and the condition assessment of HVDC insulation systems. Unfortunately, insulating oil has a strongly nonlinear conductivity which depends on various parameters (field strength, temperature, water content and ageing) and is time-dependent because of charge carrier drift processes. Measuring methods are required to provide the information necessary for the condition assessment of HVDC systems. Therefore, measurements of new and aged oils are compared and taken into account for a diagnosis of oil-filled HVDC insulation systems. Furthermore, today's standards are analyzed and compared to the so called PDC method. Relations between initial and steady-state conductivities at different temperatures, field strengths and for various oil types are presented and consequences for the condition assessment of insulation systems are discussed.

Categories and Subject Descriptors: Electromobility and Energy Engineering

Additional Key Words and Phrases: HVDC transmission, converter transformer, insulation, liquid, oil, conductivity, dielectric response, time of energization, condition assessment

1 INTRODUCTION

Supplying the worlds growing amount of energy is one of the global challenges. Both rising energy demand and global effort to reduce greenhouse gases are strong stimuli for developing and improving renewable energy sources such as hydro power in remote areas far away from consumption centers. Transportation of bulk power over long distances has to be efficient and therefore HVDC (high voltage direct current) transmission is a good choice. Moreover, offshore wind farms require cables to transfer the power. Unfortunately, the cable capacitances make it inefficient to use AC (alternating current). Therefore, HVDC transmission is a suitable technology for these applications as well. One key component of the HVDC transmission is the converter transformer. Insulating materials are used to insulate conductive parts of the apparatus from grounded parts. Furthermore, energized parts have to be insulated from other energized parts of different voltage potential. Typically, transformer insulation systems consist of a combination of

Author's address: Fabian Schober^{1*}, Andreas Küchler¹, Christoph Krause²

¹University of Applied Sciences Würzburg-Schweinfurt, 97421 Schweinfurt, Germany

²Weidmann Electrical Technology AG, 8640 Rapperswil, Switzerland

*Fabian.Schober@fhws.de.

Permission to make digital or hard copies of part or all of this work for personal or classroom use is granted without fee provided that copies are not made or distributed for profit or commercial advantage and that copies show this notice on the first page or initial screen of a display along with the full citation. Copyrights for components of this work owned by others than FHWS must be honored. Abstracting with credit is permitted. To copy otherwise, to republish, to post on servers, to redistribute to lists, or to use any component of this work in other works requires prior specific permission.

mineral oil and solid cellulosic insulation (pressboard and presspaper) and in the case of HVDC converter transformers they need to withstand not only AC and impulse, but in addition DC stresses.

Theoretically, electric fields do not differ for AC and DC as long as the dielectric is homogeneous and has a linear behavior. In practice, these conditions are fulfilled for vacuum and gases if discharges do not occur. For multi-dielectric insulation systems, the type of voltage stress significantly influences the electric field distribution [Hinrichsen and Küchler 2011; Küchler and Bärsch 2010; Küchler 2012; Takahashi et al. 2010]. On the one hand the AC field distribution is determined by the displacement currents and therefore by the permittivities of the insulation materials. On the other hand steady-state DC fields are dictated by the conduction currents and therefore by the conductivities of the insulation materials. Using traditional equivalent circuit elements and assuming a field strength E , the displacement current densities $\partial D/\partial t$ and the conduction current densities J are represented by the currents through a capacitance C (that is determined by the permittivity ϵ) and through a conductance G (that is determined by the conductivity σ) respectively, fig. 1 (left and right).

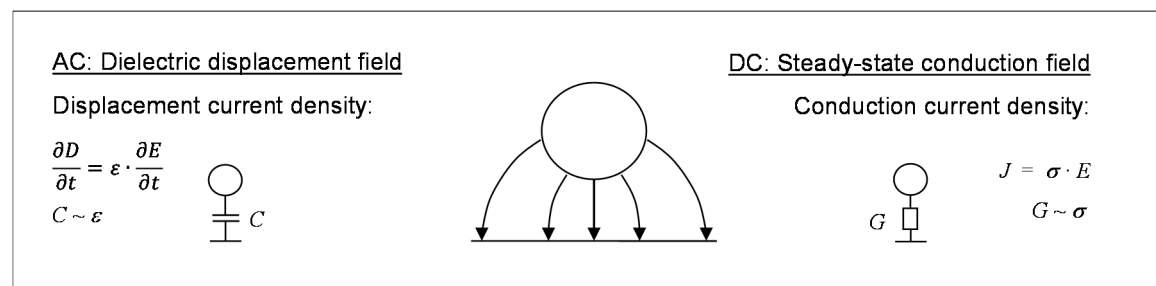


Fig. 1. Basic analogy between quasi-stationary dielectric displacement field (left) and steady-state conduction field (right)

Comparing the equations for the displacement field on the left-hand side with the equations for the conduction field on the right-hand side, there is an analogy between the equations of the time-varying displacement field and the steady-state conduction field in fig. 1.

Nevertheless, in multi-dielectric systems e.g. consisting of two materials ϵ_1, σ_1 and ϵ_2, σ_2 , the permittivity ratio ϵ_1/ϵ_2 and the conductivity ratio σ_1/σ_2 which determine the field distributions will normally be very different. Consequently, displacement fields and conduction fields will also be very different. Permittivities are comparatively well known material properties, but conductivities of insulation materials are inaccurately known, depend on many parameters and are difficult to control [Alj et al. 1985; Hessen and Lampe 1971; Küchler et al. 2003; Lindroth et al. 1994; Novotny and Hopper 1979; Yang et al. 2012]. In HVDC insulation systems both displacement and conduction currents have to be regarded. Additionally, complex polarization and depolarization processes in solids (pressboard) as well as different ion drift processes in liquids (oil) play an important role [Liebschner 2009; Liebschner et al. 2009]. For a reliable transformer design a high safety margin is required. Moreover, there is a remarkable uncertainty with respect to long-term operating reliability of converter transformers in service [Bennett et al. 2010; Lindroth et al. 1994; Saravolac et al. 2010]. That's why there are still many engineering challenges in terms of specific characteristics of HVDC insulation.

An example for the insulation design of an oil-pressboard barrier system at the upper end of a converter transformer winding is shown in fig. 2. The equipotential lines and the field strength

distribution both for the quasi-stationary displacement field (left) and for the steady-state conduction field (right) are calculated.

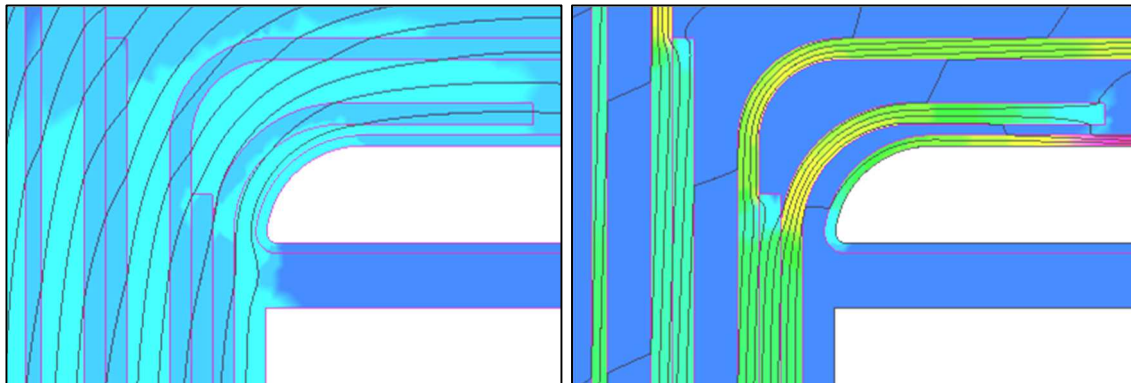


Fig. 2. DC design of an oil-pressboard barrier system at the upper end of a converter transformer winding with equipotential lines both for the quasi-stationary displacement field (left) and for the steady-state conduction field (right)

In case of AC field the function of solid insulation is to achieve the electric strength by subdividing long oil gaps [Dahinden et al. 1998; Moser 1979]. The electric field distribution is determined by material permittivities as mentioned above. The permittivity of transformer oil is approximately half of the permittivity of pressboard. Therefore, the majority of the electric field is applied to oil ducts (fig. 2, left). In case of DC field the function of the solid insulation is totally different, because the DC field distribution is determined by the conductivities of the insulating materials. At 20 °C conductivity of transformer oil is about 10 to 100 times higher than conductivity of pressboard [Hessen and Lampe 1971]. In consequence, the electric field is concentrated in the solid insulation under steady-state DC conditions and oil gaps are barely stressed (fig. 2 right). The function of solid insulation at DC is to insulate almost the whole voltage and hence sufficient thickness is crucial [Moser and Dahinden 1999]. In summary, the material with the lower permittivity or lower conductivity is electrically more stressed than the material with the higher permittivity or higher conductivity respectively. Moreover, transients have to be considered as well, e.g. at a polarity reversal [Küchler et al. 2010].

On the one hand DC insulation designs are often derived from AC designs with some modifications. On the other hand DC field distributions are complexly calculated and simulated. Design of HVDC insulation systems can still be further improved if material behavior is better known than today. But in real insulation systems conductivities change in a large range and so parameters which have been base of the insulation system design are not valid anymore.

Moreover, the design of a HVDC insulation system has to fulfill both AC and DC insulation requirements. Layers with a comparatively low permittivity (oil) have to be thick enough to withstand a significant amount of the total voltage in case of displacement field (AC voltage). Layers with a comparatively low conductivity (pressboard) must be thick enough to withstand nearly all the voltage that is applied to the insulation system in case of steady-state conduction field (steady-state DC voltage). These facts require an engineering compromise in most cases.

Therefore, the understanding of the complex behavior of the HVDC insulation system with changing conductivity values of the involved materials is necessary for an effective design of such insulation systems, e.g. for converter transformers. However, only an appropriate design of the converter transformers guarantees a save electrical energy supply.

In order to get to know the conductivity of the liquid (oil) in HVDC apparatus more detailed measurements of the oil conductivity are necessary. Unfortunately, conductivity of insulating oil is a strongly nonlinear quantity and depends on various parameters. That's why it is difficult to control, to measure and to express mathematically. Detection of an oil conductivity change can be a good indicator for condition assessment of HVDC insulation systems and therefore for HVDC apparatus in service. But first of all, the question concerning the physical background of oil conductivity arises.

2 THEORY OF THE CONDUCTION PROCESSES IN OIL

For the understanding of the parameter dependences of oil conductivity a physical background of the conduction processes is necessary.

Insulating materials consist of nearly non-conductive or weakly conductive materials to avoid or minimize electric currents. Hence, insulating materials are characterized by a high resistance and a weak conductivity respectively. The conductivity is the reciprocal of the specific resistance.

Generally, mineral oils are used as insulating liquids in HVDC transmission systems. Ion conduction and electron conduction can be distinguished in these oils and the conductivity is associated with the motion of numerous charge carriers, e.g. electrons, negative and positive ions or charged particles [Liebschner et al. 2009; Whitehead 1931]. However, at low field strengths electron conduction does not contribute to electrical conduction in mineral oil. At high field strengths electron injection occurs and the conductivity increases [Alj et al. 1985; Bartnikas 1994].

At technical field strengths conductivity of liquids is linked to quantities such as ion mobility and activation energy, and processes such as diffusion, dissociation and recombination in the bulk of the liquid or at an electrode. It is not possible to present a comprehensive theory governing all aspects of conductivity in this article. However, the dominating behavior of conductivity in liquids can be described by ion drift processes [Bartnikas 1994; Gäfvert et al. 1992].

When a direct voltage (DC) is applied on a dielectric liquid, the current density J in this liquid is defined as the derivate of the transported charge Q with respect to time t per unit area A :

$$J = \frac{1}{A} \cdot \frac{dQ}{dt} \quad (1)$$

If this fraction is extended by dx , the dependence on charge density q and drift velocity v_D can be derived for a single type of ion:

$$J = \frac{1}{A} \cdot \frac{dQ}{dt} \cdot \frac{dx}{dx} = \frac{dQ}{dV} \cdot \frac{dx}{dt} = \frac{dQ}{dV} \cdot v_D = q \cdot v_D \quad (2)$$

Yet, the drift velocity can also be expressed as the product of ion mobility μ and field strength E :

$$v_D = \mu \cdot E \quad (3)$$

If eq. (3) is inserted into eq. (2), the current density is given as a function both of ion mobility and field strength:

$$J = q \cdot \mu \cdot E \quad (4)$$

Moreover, the current density is related to the conductivity σ and to the field strength in dielectric liquids:

$$J = \sigma \cdot E \quad (5)$$

By combining eq. (4) and eq. (5), an equation for the conductivity with electrical and chemical parameters is derived:

$$\sigma = \frac{J}{E} = \frac{q \cdot \mu \cdot E}{E} = q \cdot \mu \quad (6)$$

Thus, in thermodynamic equilibrium the ionic conductivity is given by the sum of the mobility of every type of ions μ_i times the charge carrier density of this ion (charge density) q_i :

$$\sigma = \sum_i (\mu_i \cdot q_i) \quad (7)$$

Due to transient ion drift processes, both oil conductivity and current density can be strongly time-dependent. Immediately after application of a DC voltage to an oil gap polarization processes occur, e.g. by orientation of dipoles, which is not yet a conduction process. Within seconds, conduction currents become dominant, and a so-called "initial conductivity" can be measured, fig. 3. It is determined by positive and negative charge carriers according to equilibrium state between generation and recombination of these charge carriers. The charge carriers are depleted from the bulk oil by DC field within a transit time and charge carrier density and accordingly conductivity decreases to a lower value in equilibrium state at given field strength [Novotny and Hopper 1979]. It is called "steady-state conductivity". During migration of ions and charged particles, most of the charge carriers are accumulated in proximity of electrodes. In summary, a conductivity value which is derived from a current measurement at an early instant of energization time is normally completely different from a steady-state conductivity.

Conductivity σ is not only time-dependent, but varies for example with temperature, electrical field strength, water content, impurities and aging conditions, too.

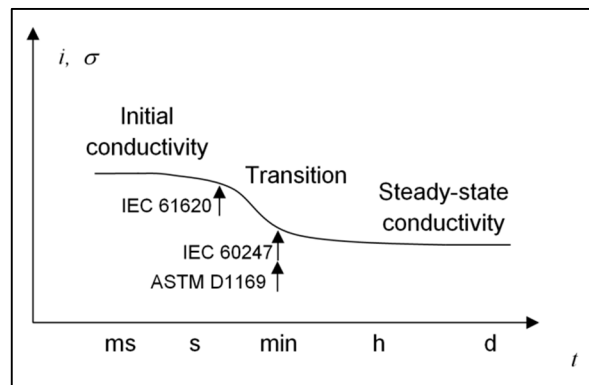


Fig. 3. Current i and conductivity σ vs. stress duration in insulating liquids (schematically), adapted from [Küchler 2009; Whitehead 1931] and relationship with today's standard measuring methods for conductivity determination

Note: Therefore, measurements of oil conductivity in a HVDC apparatus can yield interesting information about the condition of the insulating system, which can be used for condition assessment. On the one hand, changing conductivity within various parameters may lead to a properly improper design of the insulation system under particular conditions. On the other hand, analyzing oil conductivity in service is a good way of diagnosing HVDC insulation systems.

3 OIL CONDUCTIVITY MEASUREMENTS

For condition assessment purposes as well as for HVDC insulation design purposes parameter dependences of the quantity “oil conductivity” have to be measured. First of all, international standards are discussed. Standards which specify measuring methods and configurations for conductivity determination of liquid materials do exist, but they were not developed especially for HVDC insulation applications [Schober et al. 2012 CIGRÉ]. IEC and IEEE standards, guides and recommendation are taken into account. Secondly a non-standard measuring method is proposed which simulates conditions closer to service conditions in HVDC insulations, e.g. in transformers.

3.1 Standards

Table 1: Standards with references to measurement of conductivity or resistivity of insulating liquids

Standard		IEC 61620, 1998-11 [IEC 61620 1998]	IEC 60247, 2004-02 [IEC 60247 2004]	ASTM D1169-11 [ASTM D1169 2011]
Title		Insulating liquids – Determination of the dielectric dissipation factor by measurement of the conductance and capacitance – Test method	Insulating liquids – Measurement of relative permittivity, dielectric dissipation factor ($\tan \delta$) and d.c. resistivity	Standard Test Method for Specific Resistance (Resistivity) of Electrical Insulating Liquids
Scope	Quantities	<u>Dielectric dissipation factor</u> (Conductivity measurements are a means of dissipation factor determination only)	<u>Relative permittivity, dielectric dissipation factor ($\tan \delta$), d.c. resistivity</u>	<u>Specific resistance (resistivity)</u>
		Authors' remark: By definition, conductivity is related to an initial current density during a very short period of time.	Authors' remark: By definition, d.c. resistivity is related to “steady-state current density”.	Authors' remark: By definition, d.c. resistivity is related to a current density “at a given instant of time”.
	Method *)	Current measurement, trapezoidal voltage	Current measurement, dc voltage	Current measurement, dc voltage
Field Strength *)		≤ 0.1 kV/mm	≤ 0.25 kV/mm	0.2 to 1.2 kV/mm (upper limit in order to avoid ionization)
Time of energization *)		0.4 - 5 s (trapezoidal square wave, $f = 0.1$ to 1 Hz, rise time 1 to 100 ms)	1 min	1 min direct polarity / 5 min short circuit / 1 min reversed polarity
Temperature		Ambient or elevated temperature	Ambient or elevated temperature	According to mutual agreement
*) In the case of resistivity / conductivity measurements only				

The intention of the standard IEC 61620, 1998-11, [IEC 61620 1998] is the determination of the dielectric dissipation factor $\tan \delta$ by means of an auxiliary conductivity measurement. Nevertheless, it is not intended to standardize conductivity measurements. By definition in this standard, the quantity conductivity is related to an initial current density during a very short time of energization.

The standard proposes to measure dielectric properties by means of a trapezoidal test voltage (trapezoidal square wave, $f = 0.1$ Hz to 1 Hz, rise time 1 ms to 100 ms) at very low field strengths (≤ 0.1 kV/mm). Measurements should be done at ambient temperature or at elevated temperature. (Note that the conductivity changes a lot with temperature.) This standard defines to calculate permittivities from the displacement current I_C (capacitive current) during the rise time and the conductivities are calculated from the conduction current I_R during the time with constant voltage (0.4 s to 5 s). Thereby, only the initial oil conductivity value at very low field strength is determined.

IEC 61620 specifies a procedure that gives reproducible results because of a fast changing trapezoidal voltage with a half-cycle duration that is significantly lower than the transit time of ions in the oil gap. Thus, the ions are not swept out by the field and an initial low-field conductivity value is determined which can be a reproducible fingerprint for comparisons between different oils. Nevertheless, the initial conductivity is different from the steady-state and transient conductivities in insulation systems and it is impossible to establish a relationship between the initial and the steady-state conductivity, see section 5. Steady-state conductivities have to be measured additionally.

The standard IEC 60247, 2004-02, [IEC 60247 2004] is primarily for reference tests on unused liquids, but also applicable to liquids in service. A voltage is applied and the current through the insulating liquid is measured (step response measurement). With configuration geometry the resistivity (and the conductivity) is calculated. Measurements should be done at ambient temperature or at elevated temperature. The standard specifies a maximum field strength of only 0.25 kV/mm to the liquid in a special test cell and to measure the conductivity at $t = 60$ s. The approach with the constant DC voltage coincides with steady-state field stress in HVDC insulation systems. By definition, DC resistivity is related to a steady-state current density. Unfortunately, no steady-state conditions are reached after 60 s and conductivity is still changing at that time. In comparison with HVDC transformer test and service conditions today's standard measuring procedure for oil conductivities is performed both with very short times of energization and at very low field strengths. Therefore, measurements of dielectric properties according to this standard do not provide all information necessary for characterization of HVDC insulation behavior.

Moreover, conductivity values are dependent on stress history of the oil sample because of ion drift processes. Reproducible measurements would either require a determination of an electrical pre-conditioning prior to the measurement [Hjortstam et al. 2012; Liebschner 2009] or sufficient relaxation time without any stress prior to the measurement in order to reach a thermodynamic equilibrium of the ions.

In 2011, a new release of the American standard ASTM D1169-11 [ASTM D1169 2011] has been published. This standard specifies a current measurement with a DC voltage applied at a field strength between 0.2 and 1.2 kV/mm. Tests can be performed on unused liquids and liquids in service. Measurements are proposed to be done at ambient and at higher temperatures according to mutual agreement. For routine testing, temperatures are usually set to room temperature, 85 °C or 100 °C. For acceptance tests, measurements are generally made at a temperature of 100 °C. The time of energization can be based on a mutual agreement as well, but in general the time of energization according to this standard is $t = 60$ s. This standard specifies to average two measurements with both polarities in order to compensate for polarity-related effects. But unfortunately this is not enough. It has been shown that a conditioning needs a number of

subsequent polarity reversals [Liebschner 2009]. Moreover, time of energization proposed in this standard is short compared to transformer test and service conditions.

In the mentioned standards, initial values (valid in a time range up to a few seconds) and one-minute values (neither representative for initial nor for steady-state conductivities) are determined. This is not sufficient, because conductivities may significantly change with time. A conductivity value which is derived from a measurement at an early and predefined instant of time can be very different, i.e. more than one order of magnitude, from its steady-state value. The relation between the time dependence of oil conductivity and the times of energization according to today's standards are schematically visualized in fig. 3.

Furthermore, applying today's standards with low field strengths in comparison with transformer test and service conditions does not yield a realistic situation for highly stressed nonlinear insulation materials as the field dependences of the conductivity in dielectric liquids are neglected. Therefore, standard measurements of dielectric properties do not provide all information necessary for characterization of HVDC insulation materials. Consequently, it is necessary to develop additional methods for the determination of oil conductivity.

At the moment, these questions are discussed in the CIGRÉ Joint Working Group A2/D1.41 (HVDC transformer insulation – Oil conductivity) [JWG A2/D1.41 2013] in order to develop recommendations for measurements of oil conductivity throughout the lifecycle of HVDC transformers.

The authors of this paper think that a new procedure should cover all results obtainable by standard measurements after a few seconds (IEC 61620), after 60 s (IEC 60247 / ASTM D1169) and the steady-state conditions. Furthermore, electric field strengths should be high enough to simulate real HVDC transformers.

3.2 PDC Method

Based on the measuring method in IEC 60247 a step response measurement in time domain is suggested by the authors. The dielectric system response of the insulating material contains all necessary information about the oil for design, diagnosis and condition assessment. The here proposed method is based on PDC measurements (polarization and depolarization currents). It consists of three phases:

- (1) A depolarization (relaxation) phase without field in order to discharge any remaining polarization,
- (2) a polarization phase with DC test voltage applied and
- (3) a depolarization phase without voltage (terminals short-circuited), fig. 4.

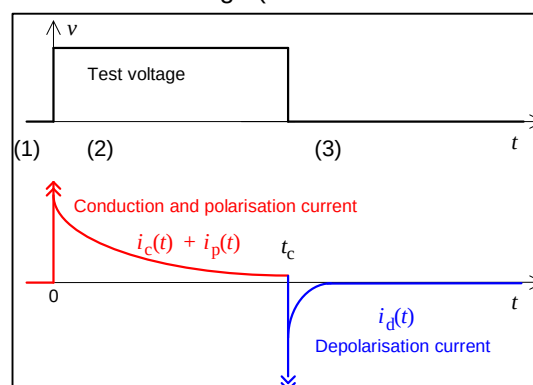


Fig. 4. Voltage step and dielectric system response of mineral oil according to the PDC method

In phase (2) the sum of conduction current $i_c(t)$ and polarization currents $i_p(t)$ and in phase (3) the depolarization current $i_d(t)$ are measured. They can be visualized in a log-log diagram for evaluation purposes. This provides a visualization of short, medium and long term processes in the insulating materials and allows for direct comparison of polarization and depolarization currents [Alff et al. 2000; Der Houhanessian 1998].

Note: Conductivity is calculated from the conduction current component during phase (2). The depolarization currents measured during phase (1) and (3) are auxiliary quantities. They are used for detection of possible offsets during measurement and for detection of possible polarization currents. For oils depolarization currents are negligible in most of the cases.

A high voltage V is applied to a test configuration and the current is measured over a sufficiently long period of time, i.e. several hours. In case of oil, the measured current $i(t)$ is directly proportional to the time-dependent conductivity and polarization currents can be neglected. The conductivity $\sigma(t)$ can be calculated with the electrode area A and the oil gap width d :

$$\sigma(t) = \frac{d}{A} \cdot \frac{i(t)}{V} \quad (8)$$

The test cell consists of a glass vessel. Liquids (about one liter) are measured between plane guard ring electrodes with a high-voltage design (measuring area about 78 cm²). The electrodes are separated by spacers between guard ring and high-voltage electrode, fig. 5 (left). The electrode configuration is immersed in the oil sample in order to prevent partial discharges for measurements up to 10 kV/mm (for liquids).

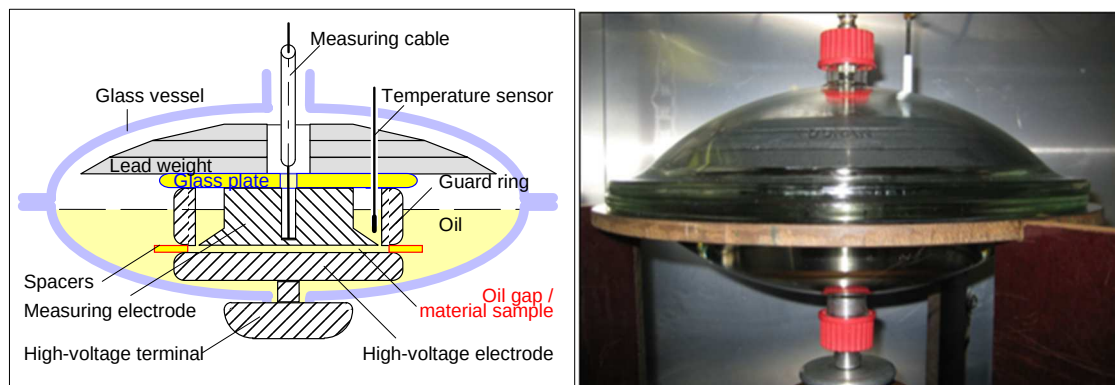


Fig. 5. High-voltage test cell for PDC measurements (schematic and photo)

With this test cell, measurements of insulating liquids are accomplished within a wide range of field strengths (normally 0.1 kV/mm up to 10 kV/mm) and at different temperatures (e.g. 20 °C, 50 °C, 90 °C). These conditions are more relevant both for test and service conditions for HVDC equipment than the conditions defined in today's standards. Moreover, the time of energization is three hours (10 800 s) in order to come close to steady state. Currents are recorded and conductivity values are calculated continuously. Consequently, conductivity values according to the PDC method can be evaluated at different instants of energization time and compared to values derived from standard measurements. The concept is to use the same test cell and the same test procedure for all materials which have to interact in a HVDC insulation system, e.g. solids (pressboard) and liquids (oil).

4 PARAMETER DEPENDENCES OF OIL CONDUCTIVITY

In this paragraph results from measurements according to the PDC method are presented. The measurements were performed at different conditions in order to evaluate the influence of parameters such as time of energization, temperature and field strength both for HVDC design and condition assessment purposes.

4.1 Time of Energization

In fig. 6 the conductivity of a commonly used mineral oil for HVDC applications (oil type 1.3) is calculated from the measured currents according to eq. (8). The dependence on the time of energization is shown in a log-log diagram for three temperatures at a field strength of 1 kV/mm. The time dependence of the oil conductivity can clearly be seen, compare with fig. 3. The initially high conductivity shifts steadily to a significantly lower steady-state conductivity. The depolarization current can be neglected in oil, because oil does not store large amounts of charges, in contrast to solid materials. That is why the depolarization currents are not shown here. This time dependence has been evaluated for various measurements with different new oil types. All of them show a similar time characteristic, which confirms the ion drift model.

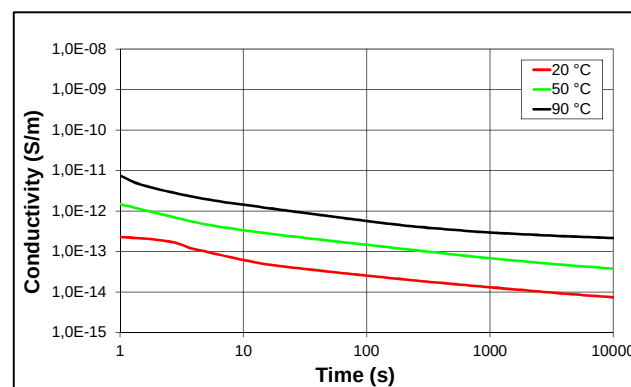


Fig. 6. Conductivity as a function of time and temperature at 1 kV/mm
(Oil type 1.3 is a commonly used mineral oil, unaged.)

Furthermore, the transit time of the ions at 20 °C can be identified in this figure at round about $t = 4$ s and about $t = 1.5$ s for 50 °C. The 90 °C transit time is below 1 s and thus cannot be seen in this diagram. The ion drift processes in this particular oil last several hours. Moreover, it should be noted that the steady-state conductivities are about one to two orders of magnitude smaller than the initial conductivity, depending on measurement temperature. This is a typical case for new, unused mineral oils.

4.2 Temperature

Moreover, a temperature dependence of the oil conductivity is obvious in fig. 6 as well. This is predominantly the result of the temperature dependence on the viscosity of the liquid. The viscosity η is inversely proportional to the mobility of molecules in the oil which is linked to a Boltzmann temperature relation with the activation energy E_A and the Boltzmann constant k_B :

$$\frac{1}{\eta} = \frac{1}{\eta_{\infty}} \cdot e^{-\frac{E_A}{k_B \cdot T}} \quad (9)$$

It means that the liquid viscosity decreases with an increase of temperature. According to Walden's Rule, the product of the liquid viscosity η and the ion mobility μ is constant:

$$\mu \cdot \eta = \text{constant} \quad (10)$$

Therefore, a decrease of the liquid viscosity leads to an increase in the ion mobility:

$$\mu = \mu_{\infty} \cdot e^{-\frac{E_A}{k_B \cdot T}} \quad (11)$$

Note: Besides the temperature dependence of ion mobility, dissociation rate of dissolved molecules in the liquid is temperature-dependent, too.

According to eq. (7), the oil conductivity σ is proportional to the ion mobility. If the mobility is increased because of a temperature increase according to eq. (11), the conductivity increases as well. This is the physical background of why the various curves in fig. 6 look similar.

4.3 Field Strength

Furthermore, it is interesting to evaluate the effect of different field strengths on the conductivity and on the transit time. Therefore, conductivity measurements have been performed at 20 °C and within a wide range of field strengths between 0.1 kV/mm and 10 kV/mm and an oil gap width of 3 mm. Thereby, the field strengths occurring in a HVDC apparatus are covered. Oil type 1.4 is a mineral oil for HVDC applications. It can be compared to oil type 1.3 in fig. 6 and shows similar conduction behavior. Fig. 7 shows the conductivity of this oil type in dependence of time and applied field strength at 20 °C.

Note: For higher voltages (above 2 kV) the currents during the first few seconds after voltage application are not measured, because the high voltage source needs a few seconds for stabilization and for that reason the conduction currents in the first few seconds are completely covered by much higher displacement currents.

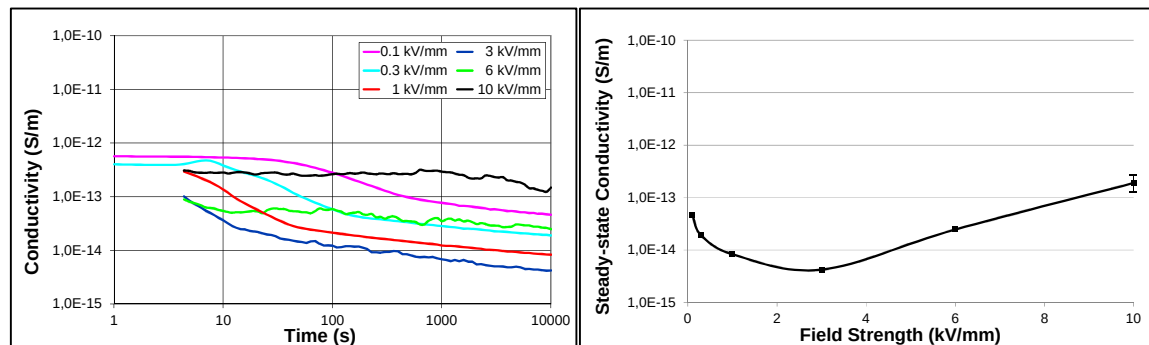


Fig. 7. Conductivity of oil type 1.4 (new, unused mineral oil) measured at 20 °C as a function of time and field strength (left) and dependence of steady-state conductivity on electric field strength (right)

When analyzing curves in fig. 7 (left), different time dependences of the oil conductivity are obvious for different field strengths. Initially, the conductivity is comparatively high and decreases with time of energization. A transit time t_t can be estimated from the curves as well. It is defined as the time which a charge carrier needs to drift from one electrode to the other. Thereby it drifts with the drift velocity v_D and has to tread the path with the length d (oil gap width). The dependences are expressed in eq. (12), e.g. [Gäfvart et al. 1992]:

$$t_t = \frac{d}{v_D} = \frac{d}{\mu \cdot E} \quad (12)$$

The transit time is directly proportional to the oil gap width and inversely proportional to the applied electric field strength. If there is no temperature change, ion mobility does not vary and is regarded to be a constant in the considered field strength range. Table 2 lists transit times estimated from conductivity measurements for different field strengths according to fig. 7 (left).

Field strength E	0.1 kV/mm	0.3 kV/mm	1 kV/mm	3 kV/mm	6 kV/mm	10 kV/mm
Transit time t_t	200 s	60 s	20 s	6 s	3 s	not assessable

Table 2: Transit times as a function of field strength according to fig. 7 (left)

The values of the transit times in Table 2 fit very well to the field strength dependence according to eq. (12), assuming a charge carrier mobility μ of about $10^{-10} \text{ m}^2/\text{Vs}$. The charge carrier mobility varies a lot within different oil types [Yang et al. 2012]. Interpretation of transit times and different measuring methods of these transit times are not further discussed in this publication. For detailed information see literature, e.g. [Denat 2011; Dikarev 2005; Hjortstam et al. 2012].

Furthermore, fig. 7 (right) presents the steady-state conductivity of oil type 1.4 in dependence on the electric field strength at 20 °C. The pronounced dependence indicates that the field strength must be considered for conductivity measurements. The limitation of today's standards becomes obvious, since they define just one field strength of low to minor value to be applied. The field strength dependence of oil conductivity follows a "bath tub curve". This is also considered in ASTM D1169: "The dc volume resistivity of new oil, particularly at room temperature, has been shown to be a function of both electrical stress and electrode spacing. The resistivity has been found to have a maximum value when the applied electrical stress is about 2 kV/mm; electrical stresses either below or above this critical value yield lower values of volume resistivity" [ASTM D1169 2011].

The field strength dependence can be explained considering ion generation and ion drift processes. Ions can be generated in two ways: In the bulk of the liquid or at interfaces (e.g. metal electrode and liquid) [Alj et al. 1985]. At low field strength ions are transported under the force of the electric field to the counter electrode. They are accumulated and are not or only partly neutralized [Liebschner 2009; Liebschner et al. 2009]. The field strength is not high enough to inject a significant number of electrons into the liquid. The higher the field strength, the faster the ion drift process (drift velocity). The viscosity of the liquid has to be considered as well. At higher field strength, more ions are accumulated in front of the counter electrodes and a new layer with the opposite charge in respect to the electrode charge is built up. These accumulated ions are no longer contributing to the conduction current through the liquid. At field strength between 1 – 3 kV/mm, a conductivity minimum is reached. Beyond this conduction minimum generation of new charge carriers leads to an increase in conductivity [Theoleyre and Tobazéon 1985]. For detailed discussions see [Alj et al. 1985; Lewis 1994; Pontiga and Castellanos 1996]. Fig. 7 (right) confirms the conductivity dependence on the electric field strength published in [Wahlström 1976].

4.4 Aging

In fig. 8 (middle) the conductivity of another mineral oil (oil type 3.1) is depicted for the same measurement conditions as in fig. 6. This oil has a higher initial and a higher steady-state conductivity than oil type 1.3, fig. 8 (left). The time dependence and the temperature dependence of both oils are obvious. The transit times of oil type 3.1 are slightly longer than the transit times of oil type 1.3 and for both oils the transit times are temperature-dependent. The shape of the PDC curve correlates to a change in the insulating properties of the oil [Schober et al. 2012 CMD].

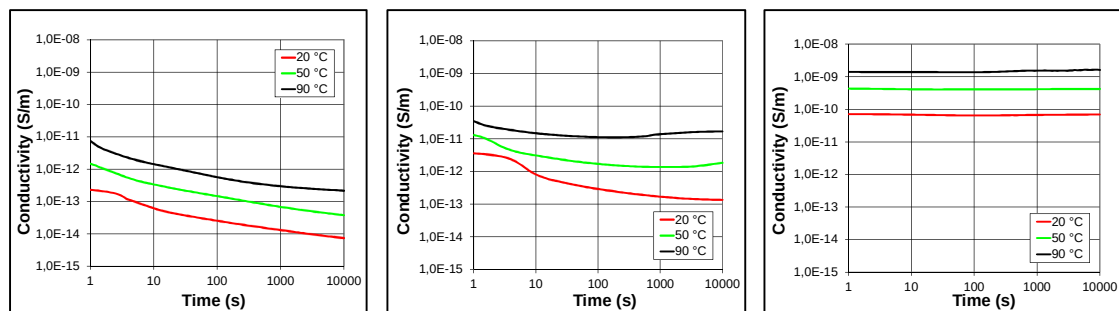


Fig. 8. Conductivity as a function of time and temperature: Oil Type 1.3 (left), oil type 3.1, a more conductive oil than oil type 1.3 (middle) and oil type 5.1, a heavily aged mineral oil (right)

Furthermore, dissipation factor measurements for the different oils were performed with a Schering Bridge at 20 °C and 90 °C, Table 3. The dissipation factor $\tan \delta$ for oil type 3.1 at 20 °C is low, but at 90 °C it is appreciable higher.

Oil Type	Oil Type 1.3	Oil Type 3.1	Oil Type 5.1
Dissipation factor at 20 °C	$0.1 \cdot 10^{-3}$	$0.9 \cdot 10^{-3}$	$14.0 \cdot 10^{-3}$
Dissipation factor at 90 °C	$10.0 \cdot 10^{-3}$	$20.0 \cdot 10^{-3}$	$260.0 \cdot 10^{-3}$

Table 3: Dissipation factors measured with a Schering Bridge for three mineral oils

Furthermore, the DC step response current of a heavily aged oil sample (oil type 5.1) is measured and the conductivity is calculated, see fig. 8 (right). This particular oil sample was taken from a shunt reactor in service for more than 21 years. Initial and steady-state conductivity are extremely high, almost $1 \cdot 10^{-10}$ S/m at 20 °C. The conductivity in this case does not decay with time. Probably conductive ageing by-products, e.g. acids, dominate the conduction behavior of this oil and mask the ion drift processes. The dielectric dissipation factor $\tan \delta$ measured at 20 °C is high and even higher at 90 °C, Table 3.

Thus, a condition assessment of the insulating oil can be based on conductivity measurements according to the PDC method. The shapes of the curves differ very much between new and unused oils, fig. 8. The decomposition products of the oil together with by-products of cellulose degradation result in enhancement of oil conductivity and in dielectric losses [Küchler et al. 2007]. After all, the PDC measuring method seems to be a good way to determine the conductivity of insulating oils as a tool for design engineering, for design review stages and for condition assessment throughout the lifecycle of oil filled HVDC power apparatuses.

5 CONDUCTIVITY RATIOS

On the one hand, the value of the steady-state conductivity of oil is required for assessing the electric DC field. On the other hand, this measurement is time consuming (several hours) and therefore the question arises whether an extrapolation from measurements with short energization times is possible. That would be the case if a firm relationship between short and long duration measurements exists. This relationship will be discussed in this chapter.

The time dependence of oil conductivity has been discussed and explained in terms of physics. The initial conductivity is generally higher than the steady-state conductivity.

In order to look for relationships between these conductivities, three conductivity ratios are calculated, using measurements with short durations ($t = 1$ s, $t = 60$ s) and long durations ($t = 3\,600$ s, $t = 10\,800$ s):

$$V01 = \frac{\sigma(t = 1 \text{ s})}{\sigma(t = 10\,800 \text{ s})}, \quad V60 = \frac{\sigma(t = 60 \text{ s})}{\sigma(t = 10\,800 \text{ s})}, \quad V3600 = \frac{\sigma(t = 3\,600 \text{ s})}{\sigma(t = 10\,800 \text{ s})}, \quad (13), (14), (15)$$

V01 relates the short duration conductivity as defined by IEC 61620 (and measured here by the PDC method) to the approximate steady-state conductivity. V60 links the suggested measurements at 60 s (IEC 60247 and ASTM D1169) to the approximate steady-state values. V3600 is a compromise for determining the steady-state conductivity with a reduced time of energization which is currently discussed in CIGRÉ Joint Working Group A2/D1.41 [JWG A2/D1.41 2013].

Lots of oil types and batches have been investigated at different temperatures and field strengths and the conductivity ratios have been calculated. The conductivity ratios V01, V60 and V3600 are plotted as function of temperature for various mineral oil types and at a field strength of 1 kV/mm. The water content of the measured oils was below 5 ppm if not otherwise specified.

Note: The different curves, e.g. for oil type 1.1 in fig. 9, belong to different samples of the same oil type.

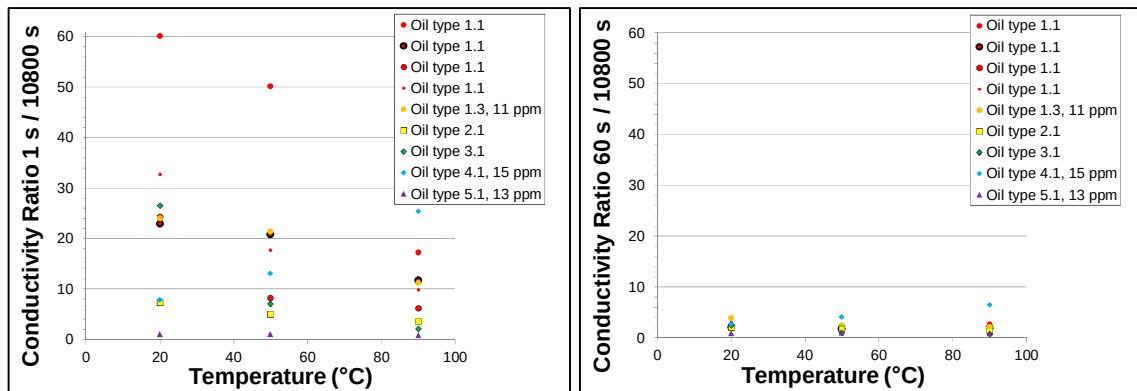


Fig. 9. Conductivity ratios (V01 left, V60 right) as function of temperature at 1 kV/mm.
Water content of the measured oils was below 5 ppm if not otherwise specified

In fig. 9 it can be seen that the short-term conductivities at 1 s are in most cases more than one order of magnitude higher than the steady-state values. Moreover, the conductivity ratios are smaller for increased temperature. In contrast, the 60 s conductivity values are significantly closer to the steady-state values and do not vary that much with temperature. All ratios are between one and seven. A ratio of V3600 would come close to one. That means that a conductivity measurement of one hour energization time yields results that are close to the steady-state condition, e.g. to the conditions in a converter transformer, see fig. 10.

Furthermore, the dependences of the ratios on the electrical field strength and on the steady-state conductivity (low and high conductive oils) have been investigated [Schober et al. 2012 CIGRÉ] and are depicted below. For a more detailed consideration, only V60 and V3600 are plotted here, fig. 10. Note that the scaling of the y-axis has been changed in comparison with fig. 9 in order to differentiate the oil types and parameter dependences more clearly.

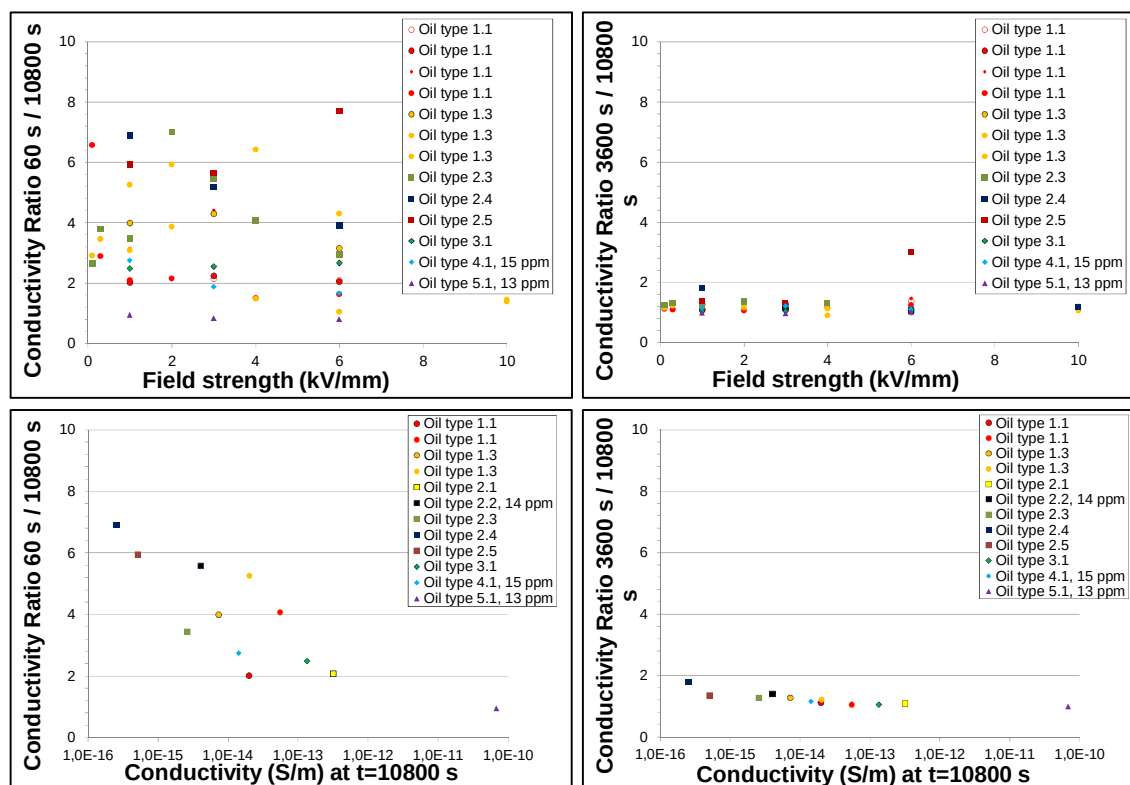


Fig. 10. Conductivity ratios (V60 left and V3600 right) as function of field strength at 20 °C (top) and as function of the steady-state conductivity at 20 °C and 1 kV/mm (bottom).
Water content of the measured oils was below 5 ppm if not otherwise specified.

The dependence on field strength resembles the temperature dependence (fig. 9) and the ratios decrease distinctly with increasing oil conductivity (more conductive oil types). The conductivity ratios differ not only with oil type, they vary also within the same oil type from batch to batch, see for instance the different samples of oil type 1.1.

The conductivity of oil type 5.1 exhibits nearly no time dependence, fig. 8 right, and the conductivity ratio does not depend on temperature or field strength. The conductivity of that heavily aged oil is very high due to aging products and the above mentioned parameter dependences are obviously negligible.

Since there are many different and significant individual deviations for different types and batches of oil, it has unfortunately to be concluded that there is no chance to establish a firm relationship between short-term and long-term conductivities.

6 CONCLUSION

For DC applications, conductivities of insulating materials are important quantities for determination of electric field distributions. Yet, conductivity of insulating liquids in HVDC converter transformers, e.g. mineral oils, is not constant but depends on various parameters and parameter combinations. These parameter influences have to be considered.

In order to find procedures for oil conductivity measurements, the time dependence of the conductivity has to be regarded for condition assessment throughout the lifecycle of HVDC components as well as for design and for design review stages. Short-term conductivities can be one to two orders of magnitude above steady-state values that are relevant for test and service operation. Moreover, temperature influences (Arrhenius law) and field strength influences (bath tub curve) have to be kept in mind. The dependences of oil conductivity on the mentioned parameters lead to the necessity of measuring oil conductivity in dependence on these parameters. Therefore, conductivities have to be measured at field strengths above the comparatively low field strengths according to standards.

When calculating conductivity ratios, there are significant differences for different types of oil and even for different batches of the same type of oil. It has to be concluded that there is no chance to establish a relationship between short-term and long-term conductivities. The dependences of oil conductivity ratios on different parameters are not clear enough for any mathematical extrapolation. Measuring methods at short energization times and low field strengths according to standards don't consider the HVDC transformer service and test stresses.

Using PDC measurements the relevant parameter dependences of oil conductivity can be investigated. For that purpose long-lasting measurements under different temperatures and field strengths have to be done. Afterwards all important information is available for the design of insulation systems. Both the shape of the curves and the steady-state conductivity values can serve as aging indicators of insulation system and can therefore support a condition assessment.

REFERENCES

- ALFF, J.J., DER HOUHANESSIAN, V., ZAENGL, W.S. AND KACHLER, A.J. 2000. A Novel, Compact Instrument for the Measurement and Evaluation of Relaxation Currents Conceived for On-Site Diagnosis on Electric Power Apparatus. *IEEE Symposium on Electrical Insulation*, Anaheim, USA
- Alj, A., DENAT, A., GOSSE, J.P., GOSSE, B., AND NAKAMURA, I. 1985. Creation of Charge Carriers in Nonpolar Liquids. *IEEE Transaction on Electrical Insulation*, Vol. 20, No. 2
- ASTM D1169-11. 2011. Standard Test Method for Specific Resistance (Resistivity) of Electrical Insulating Liquids
- BARTNIKAS, R. 1994. Electrical Insulating Liquids. *Engineering Dielectrics*, volume III, ASTM Publicatio
- BENNETT, M.G., DHALIWAL, N.S. AND LEIRBUKT, A. 2010. A Survey of the Reliability of HVDC Systems throughout the World during 2007-2008. *CIGRÉ 2010 Report B4-209* plus addendum presented to B4 AG04
- CIGRÉ JOINT WORKING GROUP A2/D1.41 (CONVENOR KÜCHLER, A). 2010-2013. HVDC transformer insulation – Oil conductivity
- DAHINDEN, V., SCHULTZ, K. AND KÜCHLER, A. 1998. Function of Solid Insulation in Transformers. *Transform 98*, München, Germany
- DENAT, A. 2011. Conduction and breakdown initiation in dielectric liquids. *IEEE 17th International Conference on Dielectric Liquids*, Trondheim, Norway, 1-11
- DER HOUHANESSIAN, V. 1998. Measurement and Analysis of Dielectric Response in Oil-Paper Insulation Systems. PhD Thesis, ETH Zürich, Switzerland
- DIKAREV, B.N., ROMANETS, R.G. AND KARASEV, G.G. 2005. The Peculiarities of Transient Currents in Dielectric Liquids. *IEEE International Conference on Dielectric Liquids*, Coimbra, Portugal, 21-24
- GÄFVERT, U., JAKSTS, A., TÖRNKVIST C. AND WALFRIDSSON, L. 1992. Electrical Field Distribution in Transformer Oil. *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, Vol. 27, No. 3, 647-660
- HESSEN, P. AND LAMPE, W. 1971. Insulating problems in H.V.D.C.-converter transformers. *Direct Current*, Vol. 2, No. 1, 30-44
- HINRICHSSEN, V. AND KÜCHLER, A. 2011. Grundlagen der Feldsteuerung (Übersichtsbeitrag). *Feldsteuernde Isoliersysteme*, ETG-Fachbericht 131, VDE Verlag, Berlin Offenbach, Germany
- HJORTSTAM, O., SCHIESSLING, J. AND SERDYUK, Y. 2012. Measurements of ion mobility in transformer oil: Evaluation in terms of ion drift. *2012 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, Montréal, Canada, 495-498
- IEC 60247. 2004-02. Insulating liquids – Measurement of relative permittivity, dielectric dissipation factor ($\tan \delta$) and d.c. resistivity
- IEC 61620. 1998-11. Insulating liquids – Determination of dielectric dissipation factor by measurement of the conductance and capacitance – Test method
- KÜCHLER, A., HÜLLMANDEL, F., HOPPE, J., JAHNEL, D., KRAUSE, CH., PIOVAN, U. AND KOCH, N. 2003. Impact of dielectric material responses on the performance of HVDC power transformer insulations. *13th International Symposium on High Voltage Engineering*, Delft, Netherlands

- KÜCHLER, A., HÜLLMANDEL, F., BÖHM, K. AND LIEBSCHNER, M. 2007. Parameters Determining the Dielectric Properties of Oil Impregnated Pressboard and Presspaper in AC and DC Power Transformer Applications. *ISH 07 International Symposium on High Voltage Engineering*, Ljubljana, Slovenia
- KÜCHLER, A., 2009. Hochspannungstechnik. 3th edition. *Springer Verlag*, Dordrecht Heidelberg London New York.
- KÜCHLER, A. AND BÄRSCH, R. 2010. Beanspruchungen und elektrisches Verhalten von Isoliersystemen bei Gleich- und Mischfeldbeanspruchung. *ETG-Fachtagung Isoliersysteme bei Gleich- und Mischfeldbeanspruchung*, Köln
- KÜCHLER, A., LIEBSCHNER, M., REUMANN, A., KRAUSE, CH., PIOVAN, U., HEINRICH, B., FRITSCHKE, R., HOPPE, J., LANGENS, A. AND TITZE, J. 2010. Evaluation of conductivities and dielectric properties for highly stressed HVDC insulating materials. International Paper, CIGRÉ Session 2010, Paris
- KÜCHLER, A. 2012. Elektrische Beanspruchungen von Isolierwerkstoffen und -systemen für die Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ). *RCC Fachtagung Werkstoffe für die Hochspannungsgleichstromübertragung*, Berlin
- LEWIS, T.J. 1994. Basic Electrical Processes in Dielectric Liquids. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol. 1, No. 4, 630-643
- LIEBSCHNER, M. 2009. Interaktion von Ölspalten und fester Isolation in HVDC-Barriersystemen. PhD thesis, Dept. of El. Eng. and Info. Tech., TU Ilmenau, Ilmenau, Germany
- LIEBSCHNER, M., KÜCHLER, A., KRAUSE, CH., HEINRICH, B. AND BERGER, F. 2009. Interaction of Oil Ducts and Solid Insulation in HVDC Barrier Systems. *16th International Symposium on High Voltage Engineering*, Cape Town, South Africa
- LINDROTH, A., HARRISON, T.H., FOGELBERG, T., KENNEDY, W.N. ET AL. (CIGRÉ JWG 12/14.10). 1994. The Relationship between Test and Service Stresses as a Function of Resistivity Ratio for HVDC Converter Transformers and Smoothing Reactors. *ELECTRA*, No. 157, 33-57
- MOSER, H.P. 1979. Transformerboard. Rapperswil, Switzerland: Scientia Electica / H. Weidmann AG, 42-55
- MOSER, H.P. AND DAHINDEN, V. 1999. Transformerboard II, 2nd edition. Rapperswil, Switzerland: H. Weidmann AG, 53-76
- NOVOTNY, V. AND HOPPER, M.A. 1979. Transient Conduction of Weakly Dissociating Species in Dielectric Liquids. *Journal of The Electrochemical Society*, Vol.126, No. 6, 925-929
- PONTIGA, F. AND CASTELLANOS, A. 1996. The Effect of Field-enhanced Injection and Dissociation on the Conduction of Highly-insulating Liquids. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol. 3, No. 6, 792-799
- SARAVOLAC, M. ET AL. (JWG A2/B4.28). 2010. HVDC Converter Transformers: Design Review, Test Procedures, Ageing Evaluation and Reliability in Service / Guidelines for Conducting Design Reviews for HVDC Converter Transformers. *CIGRÉ Technical brochure 406-407*, Electra No. 248, 53-61
- SCHOBER, F., KÜCHLER, A., ZINK, M.H., LIEBSCHNER, M. AND KRAUSE, CH. 2012. Diagnosis of HVDC Insulation Systems by use of Oil-conductivity Measuring Methods. *IEEE International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis*, Bali, Indonesien, 250-253
- SCHOBER, F., KÜCHLER, A., LIEBSCHNER, M. AND KRAUSE, CH. 2012. Oil-conductivity Measuring Methods for the Condition Assessment of HVDC Insulation Systems. *CIGRÉ Canada Conference on Technology and Innovation for the Evolving Power Grid*, Montreal, Canada
- TAKAHASHI, E., TSUTSUMI, Y., OKUYAMA, K. AND OGATA, F. 2010. Partial Discharge Characteristics of Oil-Immersed Insulation Systems Under DC, Combined AC-DC and DC Reversed Polarity Voltage. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. 95, No. 1

- THEOLEYRE, S. AND TOBAZÉON, R. 1985. Ion injection by metallic electrodes in highly polar liquids of controlled conductivity. *IEEE Transaction on Electrical Insulation*, Vol. EI-20, No. 2, 213-220
- WAHLSTRÖM, B. (WG 12.02). 1976. Voltage Tests on Transformers and Smoothing Reactors for HVDC Transmission. *ELECTRA*, No. 46, 19-38
- WHITEHEAD, J.B. 1931. The Conductivity of Insulating Oils-II. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Vol. 50, Issue 2, 692-698
- YANG, L., GUBANSKI, S.M., SERDYUK, Y.V. AND SCHIESSLING, J. 2012. Dielectric Properties of Transformer Oils for HVDC Applications. *IEEE Transaction on Dielectrics and Electrical Insulation*

Ermittlung der Widerstandsverluste in einem Energiesseekabel mittels FEM

STURM SEBASTIAN, PAULUS JOHANNES, KEMPKE JOACHIM;
Hochschule für angewandte Wissenschaften, Würzburg- Schweinfurt
Schweinfurt

Es werden die in Schirmung und Mantelung (Armierungsdrähte) auftretenden Verluste in einem Energiesseekabel mit einem Leiterquerschnitt von 1200 mm^2 mittels FEM simuliert und den nach IEC 60287-1-1 kalkulierten gegenübergestellt. Dabei wird zunächst die Kalkulation der Verluste nach IEC Norm aufgezeigt, anschließend der Aufbau und die relevanten Stoffeigenschaften des Simulationsmodells erläutert. Die anhand der FEM Simulation berechneten Verluste sind im Gesamten um etwa 25 % geringer als nach IEC Norm. In Armierungsdrähten betragen die berechneten Verluste lediglich ein Drittel der nach IEC Norm kalkulierten.

Kategorie und Themenbeschreibung: Electromobility and Energy Engineering

Zusätzliche Schlüsselwörter: FEM Simulation, Energiesseekabel, Widerstandsverluste, Mantelverluste, IEC 60287-1-1

1 EINLEITUNG

Energiesseekabel dienen z.B. zur Anbindung von Offshore Windkraftanlagen an das Stromnetz auf dem Festland. Große Mengen an elektrischer Energie müssen bei möglichst geringen Verlusten und hoher Systemsicherheit transportiert werden. Die elektrische Energie wird dabei mit hoher elektrischer Spannung transportiert. Dadurch ergeben sich besondere Anforderungen an die im Kabel verbauten Isolationsmaterialien zur Beherrschung der elektrischen Feldstärken.

Die im Kabel auftretenden Verluste verursachen eine Erwärmung der Komponenten. Die maximal zulässigen Temperaturen für Isolationsmaterialien, die in der IEC 60502-2 [3] angegeben sind, dürfen nicht überschritten werden. Bei zunehmender Temperatur (Grenztemperatur für den im betrachteten Kabel verwendeten Kunststoff - XLPE 90°C) zersetzen sich die verwendeten Kunststoffe und damit verlieren diese ihre elektrische Festigkeit. Das Kabel kann dann durch einen Durchschlag ausfallen. Um die maximal mögliche Übertragungsleistung eines Energiesseekabels abschätzen zu können, müssen neben den thermischen Eigenschaften die auftretenden Verluste bekannt sein.

In dieser Arbeit werden für ein dreidrahtiges Wechselstromkabel mit Leiterquerschnitten von 1200 mm^2 je Leiter die Wirbelstromverluste in den metallischen Komponenten mit einer FEM Simulation berechnet. Überprüft wird die Größenordnung der nach IEC 60287-1-1 berechneten Verluste in den Armierungsdrähten des Energiesseekabels. Dabei werden ebenfalls die Schirm- und Leiterverluste mit berücksichtigt.

Adressen der Autoren:

Sturm Sebastian, Paulus Johannes, Kempkes Joachim,
Hochschule für angewandte Wissenschaften, Würzburg-Schweinfurt

Die Erlaubnis zur Kopie in digitaler Form oder Papierform eines Teils oder aller dieser Arbeit für persönlichen oder pädagogischen Gebrauch wird ohne Gebühr zur Verfügung gestellt. Voraussetzung ist, dass die Kopien nicht zum Profit oder kommerziellen Vorteil gemacht werden und diese Mitteilung auf der ersten Seite oder dem Einstiegsbild als vollständiges Zitat erscheint. Copyrights für Komponenten dieser Arbeit durch Andere als FHWS müssen beachtet werden. Die Wiederverwendung unter Namensnennung ist gestattet. Es andererseits zu kopieren, zu veröffentlichen, auf anderen Servern zu verteilen oder eine Komponente dieser Arbeit in anderen Werken zu verwenden, bedarf der vorherigen ausdrücklichen Erlaubnis.

2 ENERGIESEEKABEL ZUR ÜBERTRAGUNG VON ELEKTRISCHER LEISTUNG

2.1 Aufbau des Energiesseekabels

Erläutert werden in erster Linie die für diese Arbeit relevanten Komponenten des Energiesseekabels. Das in dieser Arbeit untersuchte Energiesseekabel besteht aus drei Milliken-Leitern (1) die jeweils von vernetztem Polyethylen - XLPE (2) umgeben sind. Diese wiederum sind mit einer Schirmung aus Blei (6) umfasst. Zwischen den drei Leiterpaketen befinden sich Fülldrähte aus Polyethylene und Datenkabel. (8 und 9). Die verseilten Leiter werden durch Armierungsdrähte (11) aus Stahl umgeben. Der Aufbau des betrachteten Energiesseekabels ist in Abbildung 5 dargestellt.

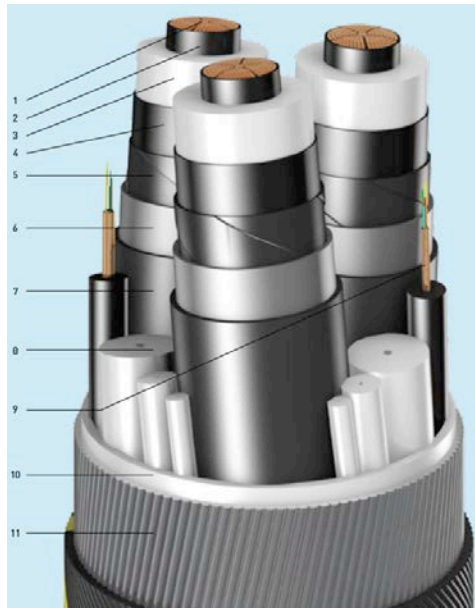


Abbildung 5 Aufbau eines Energiesseekabels (Bild: © Norddeutsche Seekabelwerke GmbH) mit Milliken-Leitern und einem Kabelquerschnitt von 1200 mm²

2.2 Verluste in einem dreiadrigen Energiesseekabel nach IEC 60287-1-1

Mit der IEC Norm können die Verluste in Energiesseekabeln abgeschätzt werden. In dieser Arbeit werden die in der IEC 60287-1-1 zu Grunde liegenden Verluste in den metallischen Komponenten eines Energiesseekabels mittels FEM überprüft. Zunächst wird die Verlustberechnung nach IEC Norm für das betrachtete Energiesseekabel erläutert. Zuerst wird der elektrische Widerstand der Leiter unter der Berücksichtigung des Einflusses von Skin- und Proximity Effekt ermittelt. Dazu wird der Gleichstromwiderstand des Leiters mit Faktoren nach [1] erhöht.

$$R = R' \cdot (1 + y_s + y_p) \quad [1]$$

Die Faktoren (y_s und y_p) werden durch folgende Formeln gebildet. [2] und [3]

$y_s = \frac{x_s^4}{192 + 0,8 \cdot x_s^4} \quad [2]$	$y_p = \frac{x_p^4}{192 + 0,8 \cdot x_p^4} \cdot \left(\frac{d_c}{s}\right)^2 \cdot 2,9 \cdot \left[0,312 \cdot \left(\frac{d_c}{s}\right)^2 + \frac{1,18}{\frac{x_p^4}{192 + 0,8 \cdot x_p^4} + 0,27} \right] \quad [3]$
$x_s^2 = \frac{8\pi f}{R'} \cdot 10^{-7} k_s$	$x_p^2 = \frac{8\pi f}{R'} \cdot 10^{-7} k_p$

R	=	Wechselstromwiderstand der Leiter (Ω)
R'	=	Gleichstromwiderstand (Ω)
y_s	=	Verlustfaktor zur Berücksichtigung des Skineffekts (-)
y_p	=	Verlustfaktor zur Berücksichtigung des Proximity Effekts (-)
k_s	=	Verlustfaktor Skineffekt (-)
k_p	=	Verlustfaktor Proximity Effekt (-)
d_c	=	Äquivalenzdurchmesser des Leiters (mm)
s	=	Abstand zwischen den Leiterachsen (mm)
x_p	=	Faktor zur Kalkulation des Proximity Effekts (-) 0,37 für Milliken-Leiter
x_s	=	Faktor zur Kalkulation des Skineffekts (-) 0,435 für Milliken-Leiter
f	=	Frequenz (Hz)

Zur Berechnung der Verluste in den Armierungsdrähten und der Bleischirmung werden Verlustfaktoren gebildet. Die Formeln [4] und [5] zur Berechnung dieser Verlustfaktoren sind im Folgenden dargestellt.

Widerstandsverluste in der Armierung λ_2	Widerstandsverluste im Schirm λ_1
$\lambda_2 = 1,23 \cdot \frac{R_A}{R} \cdot \left(\frac{2c}{d_A}\right)^2 \cdot \frac{1}{\left(\frac{2,77 \cdot R_A \cdot 10^6}{\omega}\right)^2 + 1} \quad [4]$	$\lambda_1 = \frac{R_S}{R} \cdot \frac{1}{\left(\frac{R_S}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot 10^{-7} \ln\left(\frac{2s}{d}\right)}\right)^2 + 1} \quad [5]$

λ_1	=	Verhältnis der Verluste in der Schirmung zu den Verlusten in den Leitern (-)
λ_2	=	Verhältnis der Verluste in der Armierung zu den Verlusten in den Leitern (-)
R_S	=	Gleichstromwiderstand der Schirmung (Ω)
d_A	=	Durchmesser der Armierung (mm)
c	=	Abstand zwischen den Achsen der Leiter und der Achse des Kabels (mm)
d	=	Mittlerer Durchmesser der Schirmung (mm)
R_A	=	Gleichstromwiderstand der Armierung (Ω)
ω	=	Kreisfrequenz (1/s)

Die Verluste in der Armierung und im Schirm ergeben sich nach den Gleichungen. [6] und [7]

$$\lambda_2 = \frac{P_A}{P_L} \quad [6] \qquad \lambda_1 = \frac{P_S}{P_L} \quad [7]$$

P_A	=	Verluste in der Armierung (W)
P_S	=	Verluste in der Schirmung (W)
P_L	=	Verluste in allen Leitern des Energiesekabels (W)

Die anhand dieser Formeln abgeschätzten Verluste pro Meter Kabellänge (W/m) sind in Abbildung 6 für einen Leiterstrom von 1000 A effektiv dargestellt.

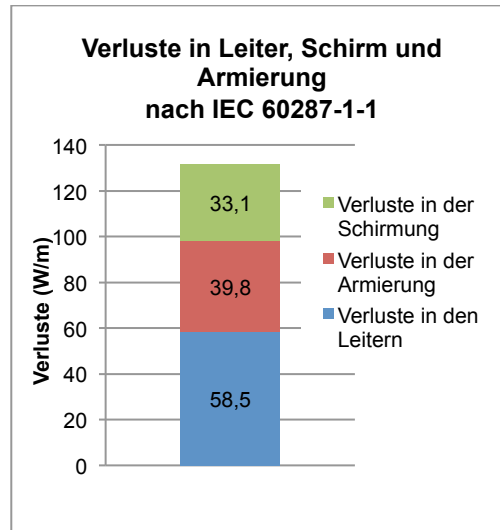


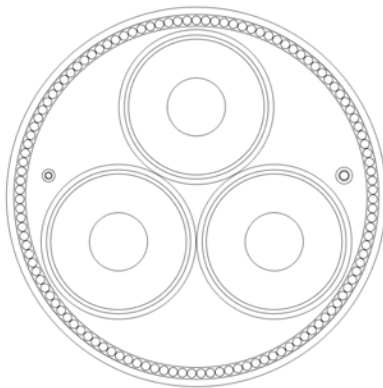
Abbildung 6 Nach IEC 60287-1-1 kalkulierte Verluste in Schirm, Armierung und Leitern in einem Energiesseekabel mit einem Leiterquerschnitt von 1200 mm²

Für Energiesseekabel mit einem Leiterquerschnitt von 1200 mm² sind die Verluste im Mantel und der Schirmung größer als in den Leitern. Vergleicht man die Werte mit einem Energiesseekabel mit einem Leiterquerschnitt von 285 mm² und einem transportiertem Strom von 300 A (dann sind die Leiterverluste jeweils gleich) ergeben sich nach IEC Norm Schirm- und Armierungsverluste von 0,3 und 3,5 W/m. Die abgeschätzten Verluste für ein Kabel mit 1200 mm² Leiterquerschnitt erscheinen somit relativ hoch.

3 FEM SIMULATIONSMODELL

3.1 Aufbau des Simulationsmodells

Das FEM Simulationsmodell ist eine vereinfachte zweidimensionale Abbildung des Energiesseekabels. Die für die Simulation nicht relevanten Gebiete werden nicht abgebildet, um den Rechenaufwand der Simulation möglichst zu begrenzen. Den drei Leitern wird jeweils ein Strom von 1000 A (effektiv) mit der für Drehstrom üblichen Phasenverschiebung von 120 ° bei einer Frequenz von 50 Hz eingeprägt. In Abbildung 7 ist der geometrische Aufbau der Simulation sowie die relevanten Stoffwerte dargestellt.



Stoffwerte	Elektrische Leitfähigkeit σ (S/m)	Magnetische Permeabilität μ_r
Leiter (90 °C)	4,55 bzw. $5,5 \cdot 10^7$	1
Schirm (80 °C)	$3,77 \cdot 10^6$	1
Armierung (60 °C)	$4,95 \cdot 10^6$	300

Abbildung 7 Geometrischer Aufbau des Simulationsmodells

Mit dem Energiesekabel wird ein ausreichend großer Raum simuliert um die Ausbreitung der magnetischen und elektrischen Felder nicht zu stören. Die zur Berechnung verwendeten Stoffwerte ergeben sich bei der maximal zulässigen Temperatur. Die verwendeten elektrischen Leitfähigkeiten für Leiter (Kupfer) und Schirm (Blei) ergeben sich bei den Maximaltemperaturen von 90 °C am Leiter und 80 °C am Schirm. Bei den Armierungsdrähten wird von einer Temperatur von 60 °C ausgegangen.

In der Realität treten geringere Leiterverluste wegen des verwendeten Milliken-Leiters auf. Dieser kann aufgrund der Komplexität in der Simulation nicht berücksichtigt werden. Der Milliken-Leiter besteht aus einzelnen Kupferdrähten welche in sechs Segmente unterteilt sind. Innerhalb dieser Segmente sind die Kupferdrähte verseilt. Dadurch wird der Einfluss des Skineffektes auf die Verluste im Leiter reduziert. Die im Simulationsmodell berechneten Verluste in den Leitern müssen daher größer sein als in der Realität. Hier wird sich wie folgt beholfen: Die Leitfähigkeit der Leiter wird erhöht um die Auswirkung des Milliken-Aufbaus auf die Verluste nachzustellen. Dieser Faktor wird mit Hilfe der IEC 60287-1-1 gebildet. Dazu wird der Widerstand eines Rundleiters unter gleichen Umständen berechnet. Das Verhältnis der äquivalenten Leitfähigkeit eines Milliken-Leiters zu einem Rundleiter beträgt 1,2. Die äquivalente elektrische Leitfähigkeit eines Millikenleiters ist also um 20 % höher als die eines Rundleiters. Um diesen Faktor wird die elektrische Leitfähigkeit der Leiter im Simulationsmodell erhöht. (Siehe Abbildung 7 Leitfähigkeit Kupfer $4,55 \cdot 10^7$ (S/m) für Kupfer bei 90 °C und $5,5 \cdot 10^7$ (S/m) um den Einfluss des Milliken-Leiters zu berücksichtigen)

3.2 Berechnungsergebnisse der FEM Simulation

Im Folgenden werden die berechneten Verluste dargestellt und erläutert. Abbildung 8 zeigt das Simulationsergebnis als graphische Oberfläche.

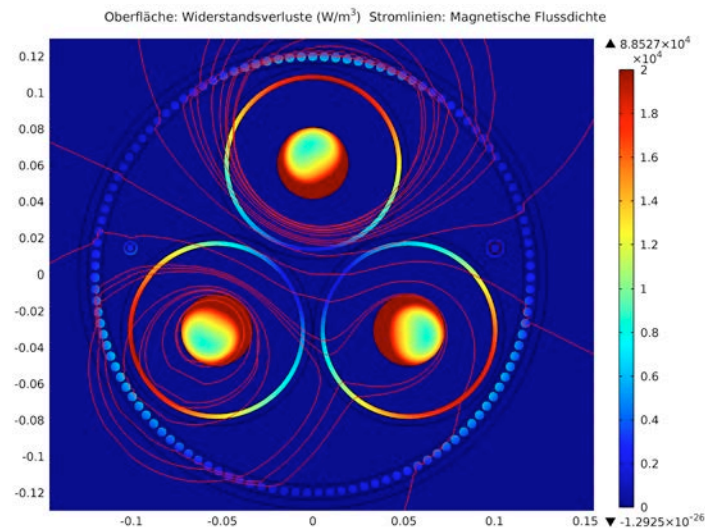


Abbildung 8 Verluste in den metallischen Komponenten des betrachteten Energiesseekabels und die magnetische Flussdichte als Feldlinien

Rot dargestellt sind Bereiche mit hohen Verlusten (bis zu knapp $1 \cdot 10^5 \text{ W/m}^3$), in blauen Bereichen (Außerhalb der Leiter und teilweise in den Armierungsdrähten) treten geringe oder gar keine Verluste auf. Die magnetische Flussdichte ist durch die Feldlinien dargestellt. Der magnetische Fluss verdichtet sich in der Mitte des Leiters. Die auf den ersten Blick ungleichmäßige Flussdichte kommt durch den Phasenversatz des Stroms in den drei Leitern zu Stande. Synchron zu den sinusförmigen und phasenverschobenen Strömen in den Leitern „laufen“ die eingeschnürten Feldlinien in der Kabelmitte um.

Die Aufteilung der Verluste in den drei Leitern sind auf Skin- und Proximity Effekte zurückzuführen. Der Skineffekt sorgt für eine Stromverdrängung in den Leitern zum Rand hin. Der Proximity Effekt verstärkt, bzw. schwächt diese Verdrängung ab. Wie in der Abbildung zu sehen, verstärkt der Proximity Effekt die Stromverdrängung in den zur Mitte hin gerichteten Bereichen der Leiter. Die Verluste im Schirm verteilen sich ebenfalls nicht gleichmäßig. In den Randbereichen sind die Verluste höher als in der Mitte der Anordnung. Die gegenseitige Abschwächung der Magnetfelder verursacht hier geringere Verluste. Die ungleichmäßige Verteilung in den Armierungsdrähten folgt aus dem Abstandsgesetz. Das Magnetfeld um den Leiter nimmt mit der Beziehung $1/r$ ab.

Die berechneten Verluste sind neben den nach IEC 60287-1-1 kalkulierten in Abbildung 9 dargestellt.

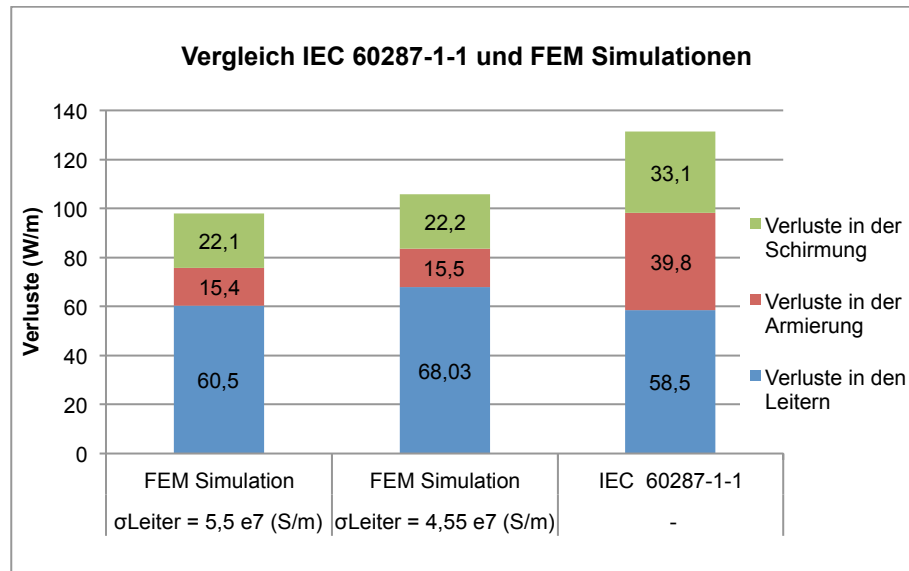


Abbildung 9 Vergleich der nach IEC 60287-1-1 kalkulierten und mittels FEM berechneten Verluste

Der Betrag der Verluste in den Leitern hat nur einen marginalen Einfluss auf die Verluste in Schirmung und Armierung. Die mittels FEM berechneten Verluste sind deutlich geringer als nach IEC 60287-1-1. Die Armierungsverluste betragen lediglich ein Drittel, die Schirmverluste in etwa zwei Drittel der Verluste nach Norm. Die Gesamtverluste sind je nach verwendeter elektrischer Leitfähigkeit der Leiter um 25 bis 19 % geringer.

4 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

Die in dieser Arbeit mit FEM berechneten Verluste für ein Energiesseekabel sind deutlich geringer als wie sie nach IEC 60287-1-1 üblicherweise kalkuliert werden. Berücksichtigt man den Millikenaufbau, indem man eine größere elektrische Leitfähigkeit der Leiter als äquivalente Leitfähigkeit einsetzt, ergeben sich geringere Leiter- und Gesamtverluste. Ein Einfluss auf die Schirm- und Armierungsverluste ist dabei fast nicht zu beobachten. Dieser Sachverhalt erscheint einleuchtend, da die induzierten Verluste neben weiteren, unveränderten Parametern von der magnetischen Feldstärke und diese von der Stromstärke des Leiterstroms abhängig sind.

In [1] wird darauf hingewiesen, dass die in der IEC Norm verwendeten Formeln zur Abschätzung der Verluste als „gute Näherung“ für Leiterquerschnitte von weniger als 400 mm^2 zu sehen sind. In der aktuellen IEC Norm ist dieser Hinweis jedoch nicht zu finden. Die naheliegende Vermutung, dass die Berechnungsgleichungen für größere Leiterquerschnitte nicht mehr stimmen, spiegelt sich in den Berechnungsergebnissen wieder.

Die Auswirkungen weiterer wichtiger Einflussgrößen sind in zukünftigen Betrachtungen zu untersuchen. In dieser Arbeit wurde unterstellt, dass die einzelnen Armierungsdrähte nicht in Kontakt stehen. Die Armierungsdrähte sind in Bitumen eingebettet, welches die Armierungsdrähte untereinander isoliert. Dies kann jedoch in der Realität nicht immer sichergestellt werden. Stehen

mehrere Drähte in Kontakt, vergrößern sich die Wirbelstromverluste. (Vergleiche hierzu die geblechte Ausführung von Transformatorkernen zur Reduzierung der Wirbelstromverluste)

Weiteres Optimierungspotential steckt in der Auswahl der Stahlsorte. Je nach Materialart ändern sich die elektrische Leitfähigkeit und die magnetische Permeabilität. Allgemein sind die Wirbelstromverluste umso geringer, je niedriger die elektrische Leitfähigkeit eines Materials ist. Die magnetische Permeabilität hat ebenfalls Einfluss auf die Wirbelstromverluste. Hier kann mittels Parameterstudien ein optimaler Werkstoff ermittelt werden.

Zwischen den auftretenden Verlusten und der sich einstellenden Temperatur besteht eine Kopplung. Die Leiterverluste steigen mit zunehmender Temperatur wegen des größer werdenden elektrischen Widerstandes. In Schirmung und Armierung hingegen werden die Verluste durch Wirbelströme mit zunehmender Temperatur geringer. Zur exakten Bestimmung der auftretenden Verluste muss daher der Temperaturverlauf im Kabel bekannt sein.

REFERENZEN

- [1] BRAKELMANN, H. 2005. Belastbarkeiten der Energiekabel – Berechnungsmethoden und Parameteranalysen –
VDE-Verlag ISBN 3-8007-1406-X
- [2] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION IEC, 2001-11 Publication 60287-1-1, "Electric cables - calculation of
the current rating - current rating equations (100 % load factor) and calculation of losses - general"
- [3] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION IEC, 2005-03 Publication 60502-2,

Nichtlineare Berechnung von permanentmagneterregten Gleichstrommotoren mit konzentrierten Wicklungen

CHRISTOPH WOLZ, JOACHIM KEMPKE, ANSGAR ACKVA
Technologie-Transfer-Zentrum der Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt

UWE SCHÄFER
Technische Universität Berlin, Institut für Energie- und Automatisierungstechnik, Fachgebiet Elektrische Antriebe

Steigende Anforderungen an Hilfsantriebe im Automotive-Bereich verlangen im Hinblick auf Energie- und Kosteneffizienz innovative Berechnungsmethoden des magnetischen Kreises. Der magnetische Kreis moderner Permanentmagnet-Gleichstrommotoren kleiner Leistung weist ein signifikantes Sättigungsverhalten auf. Er ist derart ausgelegt, dass die von den Permanentmagneten erzeugten magnetischen Feldstärken nicht wie üblich dominieren, sondern die bestromten Ankerspulen vergleichbare Feldstärken erzeugen. Lineare Berechnungen mit konstanten Permeabilitäten bzw. Induktivitäten führen zu nicht mehr akzeptablen Ungenauigkeiten. Mittels transients FEM-Simulationen ist es möglich die jeweiligen Flüsse in den Zahnspulen in Abhängigkeit von der Ankerposition und den Spulenströmen zu bestimmen. Für kurze Motorlängen sind grundsätzlich 3D-FEM-Berechnungen nötig. Es wurde ein Modellansatz gefunden, mit dem der Einsatz von 3D-FEM-Rechnungen stark reduziert und die Überlagerung der Flüsse in jedem Zahn zuverlässig und schnell beschrieben werden können. Dadurch kann die Rechen- und Entwicklungszeit erheblich reduziert werden.

Kategorie und Themenbeschreibung: Electromobility and Energy Engineering

Zusätzliche Schlüsselwörter: nichtlinearer magnetischer Kreis, Überlagerung magnetischer Felder, Modellbildung.

1 EINLEITUNG

In dieser Arbeit werden ausschließlich permanenterregte Kommutator-Gleichstrommotoren mit Einzelzahnwicklungen untersucht. Die Magnete sind im Gehäuse, die Spulen im Anker verbaut.

Für die Auslegung und Optimierung der Motoren wird ein Simulationsmodell gesucht, mit welchem es möglich ist, das dynamische Verhalten der physikalischen Größen zu berechnen. Kommutatormaschinen mit hoher Leistungsdichte und kosteneffizienter Auslegung weisen ein ausgesprochen nichtlineares Verhalten in beinahe allen physikalischen Domänen auf. Für eine anwendernahe Modellierung ist sowohl eine genaue, als auch eine mit überschaubarem Rechenaufwand verbundene Strategie zu verfolgen.

Adressen der Autoren: C. Wolz¹*, J. Kempkes¹, A. Ackva¹, U. Schäfer²

¹Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt, D-97421 Schweinfurt, Bundesrepublik Deutschland.

²Technische Universität Berlin, Institut für Energie- und Automatisierungstechnik, Fachgebiet Elektrische Antriebe, Einsteinufer 11, D-10587 Berlin, Bundesrepublik Deutschland.

*christoph.wolz@fhws.de

Die Erlaubnis zur Kopie in digitaler Form oder Papierform eines Teils oder aller dieser Arbeit für persönlichen oder pädagogischen Gebrauch wird ohne Gebühr zur Verfügung gestellt. Voraussetzung ist, dass die Kopien nicht zum Profit oder kommerziellen Vorteil gemacht werden und diese Mitteilung auf der ersten Seite oder dem Einstiegsbild als vollständiges Zitat erscheint. Copyrights für Komponenten dieser Arbeit durch Andere als FHWS müssen beachtet werden. Die Wiederverwendung unter Namensnennung ist gestattet. Es andererseits zu kopieren, zu veröffentlichen, auf anderen Servern zu verteilen oder eine Komponente dieser Arbeit in anderen Werken zu verwenden, bedarf der vorherigen ausdrücklichen Erlaubnis.

Aufgrund der hier betrachteten geometrisch kurzen Motoren, deren Verhältnis von Paketdurchmesser zu –länge ca. den Faktor sechs beträgt, ist eine zweidimensionale FEM-Simulation zu ungenau. Zudem wird bei einer 2D-Simulation der Wickelkopf nicht berücksichtigt. Die mittlere Wicklungslänge wird durch den Wickelkopf maßgeblich bestimmt. Deshalb wird für die Analyse des magnetischen Kreises der Motor dreidimensional berechnet.

Kernthema dieser Arbeit ist die nichtlineare Überlagerung von Erreger- und Ankerfeld. Der im folgenden Kapitel beschriebene Ansatz wurde in ein Motormodell implementiert und experimentell verifiziert.

2 ANSATZ

Die stromabhängige Induktivität einer Spule im magnetischen Kreis wird i.A. durch eine Ψ -I-Kennlinie dargestellt (siehe Bild 1). Für hohe Stromwerte ist die Ankerfeldstärke im Vergleich zur Erregerfeldstärke nicht zu vernachlässigen. Das Superpositionsprinzip für die Überlagerung der durch Anker und Erreger verursachten magnetischen Flussverkettungen ist daher nicht mehr anwendbar.

Der grundsätzliche Ansatz besteht nun darin, den Magneten durch eine Ersatzspule zu beschreiben. Der von den Permanentmagneten erzeugte Fluss ψ_A^{mag} wird mittels der inversen Ψ -I-Kennlinie in einen Ersatzstrom $\tilde{i}_A^{mag}$ transformiert. Dieser würde in einer Spule mit der gleichen Windungszahl wie die Ankerspule den gleichen Fluss erzeugen. Im nächsten Schritt wird der Ersatzstrom zum eigentlichen Spulenstrom i_A^{coil} addiert. Anschließend wird der Ersatzgesamtstrom $\tilde{i}_A$ über die Ψ -I-Kennlinie in den Gesamtfluss ψ_A zurück transformiert. Der Zusammenhang ist in Bild 2 als Blockdiagramm dargestellt und in den Gleichungen (1) – (4) mit Berücksichtigung der Abhängigkeit vom Anker-Drehwinkel α mathematisch ausgedrückt.

$$\psi_A^{mag} = f_1(\alpha) \quad (1)$$

$$\tilde{i}_A^{mag} = f_2^{-1}(\psi_A^{mag}) = f_2^{-1}[f_1(\alpha)] \quad (2)$$

$$\tilde{i}_A = \tilde{i}_A^{mag} + i_A^{coil} \quad (3)$$

$$\psi_A = f_2(\tilde{i}_A) = f_2\{f_2^{-1}[f_1(\alpha)] + i_A^{coil}\} = f(\alpha, i_A^{coil}) \quad (4)$$

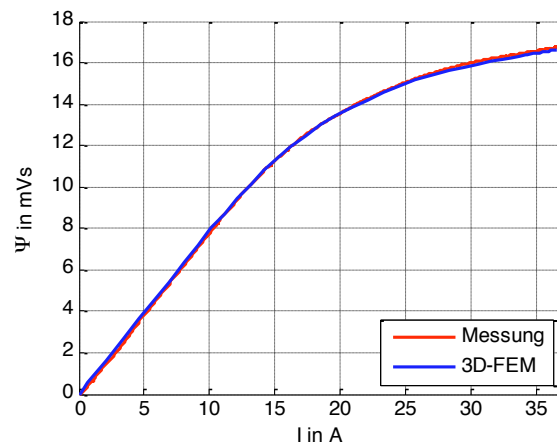


Bild 1: Ψ -I-Kennlinie für eine Spule im magnetischen Kreis mit Luftspalt.

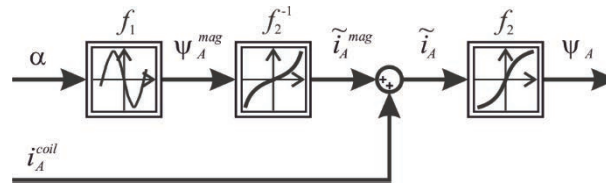


Bild 2: Berechnung der durch Erreger und Anker verursachten magnetischen Flussverketzung einer Spule mittels der in Bild 1 gezeigten Ψ -I-Kennlinie. Die mit einer Tilde versehenen Ströme sind virtuelle Größen.

3 MODELLBESCHREIBUNG

Man unterscheidet zwischen verhaltensorientierten Modellen, welche die wesentlichen Funktionen eines Gesamtsystems abbilden, und strukturorientierten Modellen, die durch eine sehr hohe Detailtiefe ausgezeichnet sind (vgl. 0). Letztere haben den Nachteil, dass ein sehr hoher Rechenaufwand in Kauf genommen werden muss.

Für die Berechnung der transienten Verläufe von Strom und Spannung in bzw. an den einzelnen Spulen und der Zuleitung wurde ein modularer Aufbau gewählt. Durch eine geschickte Kombination aus verhaltens- und strukturorientierter Simulation kann trotz einer stark verkürzten Rechenzeit eine hohe Genauigkeit gewährleistet werden.

Eingebettet in ein MATLAB/Simulink®-Modell werden die konservativen Signale mit dem internen Schaltungs-Simulator Simscape® berechnet (siehe Bild 3). Hier werden die Spannungsquellen und die jeweiligen Spulenverschaltungstopologien infolge der aktuellen Bürstenpositionen abgebildet. Die Ansteuerung der Spannungsquelle und die vom Drehwinkel abhängige Kontaktierung der Kommutatorlamellen mit den Bürsten sind die Eingangssignale des physikalischen Modells.

Es verbleibt noch die Ansteuerung der induzierten Spannung in jeder Spule. Sie ergibt sich aus der zeitlichen Änderung der magnetischen Flussverketzung. Diese wiederum hängt zum einen von den Durchflutungsquellen aus Permanentmagnet und Spulenstrom ab, zum anderen von der Remanenz des magnetischen Kreises. Die Berechnung der von den beiden magnetischen Durchflutungsquellen erzeugten Gesamtflussverketzung stellt das Kernthema dieser Arbeit dar und ist gemäß Bild 2 in Simulink implementiert.

Die Analyse des magnetischen Kreises auf Strukturebene wird in einem eigenen Teilmodul vorgenommen. Mittels der Finite-Elemente-Methode (FEM) wird einmalig die Flussverketzung abhängig von Permeabilität und Geometrie der Materialien berechnet.

Die von den Magneten erzeugte Flussverketzung in der jeweiligen Spule ist, je nach Stellung des Zahns zum Magneten, vom Drehwinkel abhängig. In Bild 4 ist der aus einer 3D-FEM-Simulation berechnete Verlauf bzgl. des Winkels α aufgetragen. Die Simulation wurde durch eine Messung verifiziert. Hierbei wurde die induzierte Spannung an einem Zahn bei einer konstanten Drehzahl und ohne Eingangsspannung gemessen und anschließend mathematisch integriert. Die etwas kleinere Amplitude der Messung ist dadurch zu begründen, dass u.a. während des Fertigungsprozesses die Magneten nicht ideal radial orientiert wurden. Schwankungen in der Remanenzflussdichte und Koerzitivfeldstärke konnten in Messungen beobachtet werden (siehe 0). Auch Höhenunterschiede der verbauten Dauermagnete wirken sich proportional auf den erzeugten Fluss aus. Lagetoleranzen der Magnete im Gehäuse sind an verschobenen Nulldurchgängen erkennbar. Das gemessene Ergebnis stellt die Funktion f_1 gemäß Gleichung (1) dar und ist in Form einer Lookup-Tabelle hinterlegt.

Des Weiteren ist die Induktivität des magnetischen Kreises zu bestimmen. Allgemein beschreibt sie das Vermögen eines stromführenden Leiters, einen magnetischen Fluss zu erzeugen. Je nach Auslegung geht der magnetische Kreis lokal in Sättigung. D.h. die Permeabilität im Material nimmt an diesen Stellen ab. Eine zusätzliche Stromerhöhung führt nicht mehr im selben Ausmaß

zu einer größeren Flussverkettung. Es ergibt sich eine nichtlineare Charakteristik. Die Ψ - i -Kennlinie (siehe Bild 1) wird aus einer weiteren FEM-Simulation gewonnen und in der Lookup Tabelle f_2 abgespeichert.

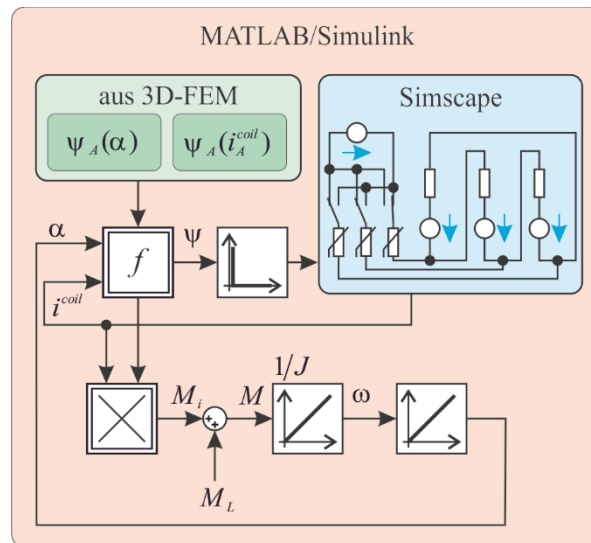


Bild 3: Struktur des Motormodells. Mit Kennlinien aus FEM-Simulationen werden die Flussverkettungen der Spulen berechnet. Das elektrische Netzwerk wird mit einem Schaltungssimulator nachgebildet. Im unteren Bereich ist die Berechnung von Drehmoment, Drehzahl und Drehwinkel aus Strom und Flussverkettung dargestellt.

3.1 Induktive Kopplung

Im Motormodell wird jede Spule als eigenständiges System betrachtet und als Eintor modelliert. Abhängig von der Kommutatorposition wird diese mit der Eingangsspannung beaufschlagt, sodass der Spulenstrom fließt. Das Spulenmodell besteht aus einem temperaturabhängigen ohmschen Widerstand und einer Induktionsspannungsquelle. Durch eine Flussänderung im Zahn bzw. abhängig von Drehzahl und Stromänderung wird in der Spule eine Spannung induziert, die ihrer Ursache entgegenwirkt. In Bild 5 ist die Struktur für eine Spule gezeigt. Gemäß des Wickelschemas und der Verschaltung am Kommutator ergeben mehrere Spulen das elektrische Netzwerk des Motors.

Der mit der Spule umwickelte Zahn ist zusammen mit den benachbarten Zähnen Teil eines Magnetkreises. Die Feldlinien schließen sich über Luftspalt und Gehäusejoch. Die Reluktanz berechnet sich aus der Permeabilität und der Geometrie der verwendeten Materialien nach:

$$R_M = \frac{\Theta}{\Phi} = \frac{l}{\mu_0 \mu_r A} \quad (5)$$

Die relative Permeabilität des Magnetmaterials entspricht fast der des Vakuums, sodass die Reluktanz des Magnetkreises durch das Einbringen eines Magneten in den Luftspalt nahezu unverändert bleibt.

Die Induktivität verknüpft den elektrischen und den magnetischen Kreis. Die Änderung der Flussverkettung einer Spule induziert eine Spannung, sodass ein Strom fließt. Dieser erzeugt wiederum einen magnetischen Fluss. Die Topologie der Spulenverschaltung von kleinen Gleichstrommaschinen mit konzentrierten Wicklungen ist meist ringförmig. Abhängig von der

Kommutatorstellung fließt durch mehrere Spulen derselbe Strom. Durch diese Bedingung wirkt sich eine Flussänderung in einer Spule auch auf die anderen Spulen aus. Die Variation eines Spulenstroms beeinflusst direkt die Ströme der anderen Spulen und damit auch deren Flussverkettungen. Dieser geschlossene Kreis realisiert die Koppelinduktivität zwischen zwei Spulen.

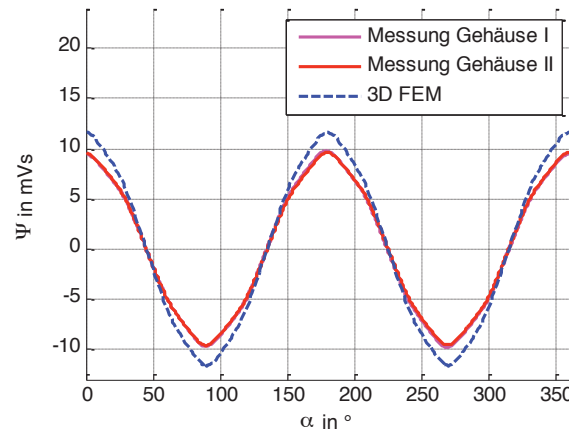


Bild 4: Flussverkettung der Magneten in einer Spule in Abhängigkeit des Drehwinkels.

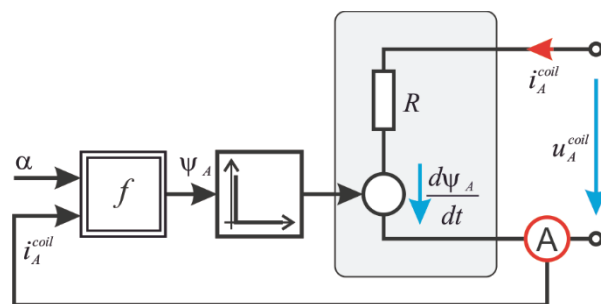


Bild 5: Struktur des Motormodells für eine Spule zur Berechnung der transienten Verläufe von Spulenstrom und -spannung sowie der Flussverkettung. Die Übertragungsfunktion f ist in Bild 2 dargestellt.

3.2 Nichtlineare Überlagerung von magnetischen Durchflutungsquellen

Die Berechnung eines induktiv gekoppelten elektrischen Netzwerkes mittels eines Schaltungssimulators erfordert als Eingangssignale die magnetischen Größen. Für jede Spule ist daher die Induktionsspannung bzw. die transiente Flussverkettung zu ermitteln.

Neben der Kopplung der Spulen sind als weitere Durchflutungsquellen die Permanentmagnete zu untersuchen. Sie erzeugen einen zusätzlichen Fluss im magnetischen Kreis und beeinflussen nichtlinear die Induktivität der Spulen.

Der oben gemachte Ansatz beruht darauf, den Magneten als weitere Spule im magnetischen Kreis zu sehen. Die an der Magnethöhe anliegende magnetische Quellspannung wird in einen äquivalenten Ersatzstrom abgebildet (gekennzeichnet durch eine Tilde).

$$\Theta = \oint_C \vec{H} d\vec{s} = \iint_A \vec{J} \cdot d\vec{A} \quad (6)$$

$$\Theta^{mag} = H^{mag} \cdot h^{mag} = N \cdot \tilde{I}_A^{mag} \quad (7)$$

Im Gegensatz zum magnetischen Kreis können die Ströme im elektrischen Kreis linear überlagert werden. Der zur Durchflutung des Magneten äquivalente Ersatzstrom wird mit dem Spulenstrom addiert. Der eingebrachte Magnet wirkt folglich wie eine Erhöhung des Spulenstroms.

Aufgrund des nichtlinearen Zusammenhangs zwischen Flussverkettung und Spulenstrom verringert sich folglich die Induktivität. Das Material ist durch den Magneten bereits vorgesättigt. Der Spulenstrom hat nicht mehr das gleiche Vermögen einen Fluss zu generieren wie ohne Magnet.

Der Effekt ist sehr anschaulich an der Ψ -I-Kennlinie zu erklären. Die Ψ -I-Kennlinie wird gemessen, indem man die induzierte Spannung einer eigenen Messspule, welche über den zu messenden Zahn gewickelt wird, misst und anschließend integriert. Dazu wird ein Spannungssprung auf zwei benachbarte Lamellen gegeben. Gleichzeitig wird der Spulenstrom aufgezeichnet. Wenn der Zahn zwischen zwei Magneten in der Pollücke steht erhält man durch Messung bzw. FEM-Simulation die Kennlinien in Bild 1. Es ist kein Einfluss von den Magneten sichtbar. Steht der Zahn unter einem Magnet verschiebt sich die Ordinate nach links. Bei Spulenstrom gleich Null führt die Spule bereits den Fluss des Magnets (siehe

Bild 6). Anschließend wird die Flussverkettung an der Ψ -I-Kennlinie in einen äquivalenten Ersatzstrom abgebildet. Verschiebt man die Kennlinie um diesen Wert nach rechts, liegt sie beinahe deckungsgleich auf der in der Pollücke simulierten Kennlinie. D.h. die Charakteristik des magnetischen Kreises bleibt erhalten, nur der Startwert ändert sich. Das Vorgehen der Transformation f_2 bzw. f_2^{-1} aus Bild 2 wurde somit durch Simulation und Messung verifiziert.

4 VERIFIKATION DES MOTORMODELLS

Für die Verifikation des Motormodells wurde ein Prüfstand aufgebaut, um neben Motorstrom und -spannung auch die Größen an den Spulen des rotierenden Ankers zu messen. Hierbei besteht die Herausforderung darin, durch das Messverfahren das Gesamtsystem möglichst wenig zu beeinflussen. Um keine zusätzlichen Messwiderstände in den niederohmigen Ankerkreis integrieren zu müssen, wurde eine berührungslose Strommessung mittels einer Strommesszange eingesetzt.

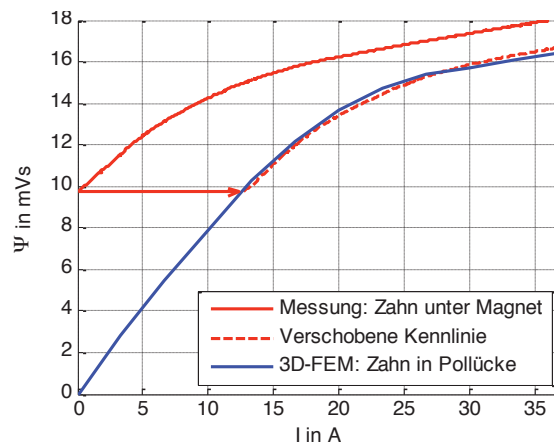


Bild 6: Auswirkung des Flusses eines Permanentmagneten auf die Ψ -I-Kennlinie einer Spule im magnetischen Kreis. Die Kennlinie lässt sich waagrecht auf die in der Pollücke simulierten Kennlinie verschieben.

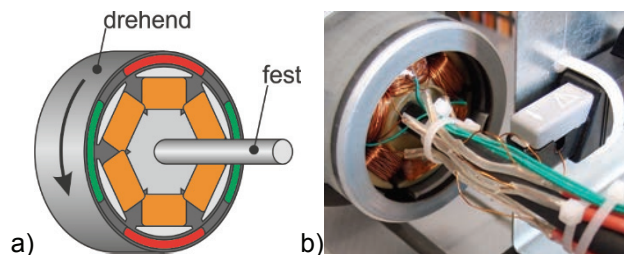


Bild 7: a) Stehendes Bezugssystem für die Messung der Ankersignale. b) Messung der Spulenströme mittels Strommesszange. Die Spulen sind temperaturüberwacht.

Um Spulenstrom und –spannung einfach messen zu können wurden die Bezugssysteme von Anker und Magnetgehäuse getauscht. Das Gehäuse mit Bürstensystem dreht sich um den stillstehenden Anker mit Kommutator (siehe Bild 7). Die Spannungsversorgung des Bürstensystems wird über ein zusätzliches Schleifringsystem bereitgestellt. Ein drehzahl- bzw. drehmoment geregelter Antrieb belastet den Prüfling in definierten Arbeitspunkten.

Über herausgezogene Windungen der Ankerspulen lässt sich nun mit einer Messzange der jeweilige Spulenstrom erfassen. Die Lamellenpotentiale werden an den Windingenden abgegriffen.

In Bild 8 sind die Ergebnisse aus der Simulation des Motormodells im Vergleich zu den Messergebnissen am Motorprüfstand zu sehen. Während des Kommutierungsvorgangs, wenn eine Bürste von einer Lamelle zur nächsten wechselt, treten große Stromänderungen auf. Sie führen ebenfalls zu steilen Gradienten in der Flussverkettung. Deren Differentiation führt schließlich zu der induzierten Spannung U_{ind} im oberen Diagramm. Hier sind große Spannungsüberhöhungen an den Übergängen sichtbar.

Die Verläufe von Messung und Simulation sind nahezu deckungsgleich. Aufgrund der hohen Ströme und der dadurch starken Wärmeentwicklung an den Spulen wurde der Widerstand in der Simulation der Betriebstemperatur angepasst. Ansonsten wurde lediglich der Spannungsabfall an der Zuleitung und dem zusätzliche Schleifringsystem in der Simulation korrigiert.

Im Bild 8 unten ist zum Vergleich die Flussverkettung bei Leerlauf zusätzlich mit eingezeichnet. Der Fluss wird hier ausschließlich von den Magneten erzeugt. Deutlich zu erkennen ist die Verschiebung des Nulldurchgangs bei Belastung (Ankerrückwirkung). Der Fluss wird nun aus der Überlagerung der Durchflutungen von Magneten und Spulen generiert. Mit steigendem Motorstrom wird das Ankerfeld stärker und führt zu einer Drehung der Achse des Luftspaltfeldes. Dadurch kommt es zu einer zunehmenden Verschiebung der neutralen Zone in der Polücke. Das sich hier nun ausbildende Feld induziert zusätzliche Spannungsanteile in den kommutierenden Spulen, welche die Stromwendung behindern (vgl. 0).

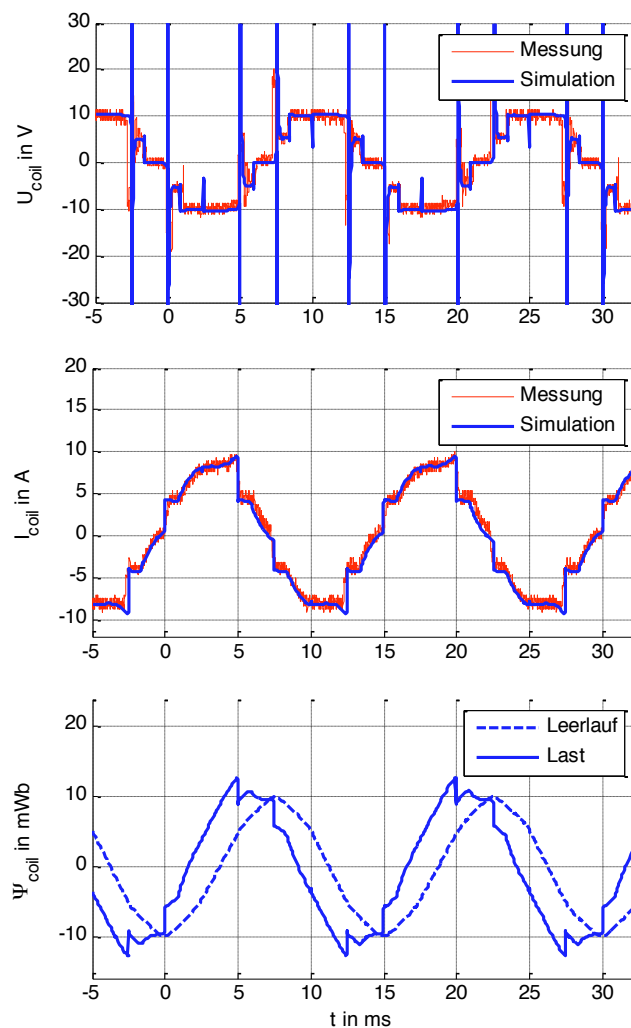


Bild 8: Vergleich zwischen den Ergebnissen aus Simulation des Motormodells und Messung am Motorprüfstand. Die Eingangsspannung beträgt 12 VDC und die Drehzahl konstant 2000 U/min. Im obersten Graph ist die Spannung zwischen zwei Lamellen und im mittleren Graph der Spulenstrom dargestellt. Im unteren Bild ist die simulierte Flussverkettung einmal für Leerlauf und einmal mit der vorgegebenen Drehzahl aufgetragen.

Für Gleichstrommotoren kleiner Leistung ist es üblich die Ankerrückwirkung durch Verschieben der Bürstenbrücke bzgl. der Magneten zu kompensieren, sodass während der Kommutierung die Änderung der Flussverkettung möglichst Null ist.

Mit dem vorgestellten Motormodell ist es jetzt möglich, den Verschaltungswinkel in relativ kurzer Zeit zu optimieren. Wohingegen die 3D-FEM-Simulationen für die Analyse des magnetischen Kreises mehrere Stunden benötigen, dauert ein Simulationsdurchgang beim hier beschriebenen Motormodell wenige Sekunden.

Es sind auch dynamische Simulationen möglich, wie z.B. der Hochlauf eines Motors. In Bild 9 ist der gemessene Motorstrom im Vergleich zum berechneten Verlauf beim Einschalten aufgetragen.

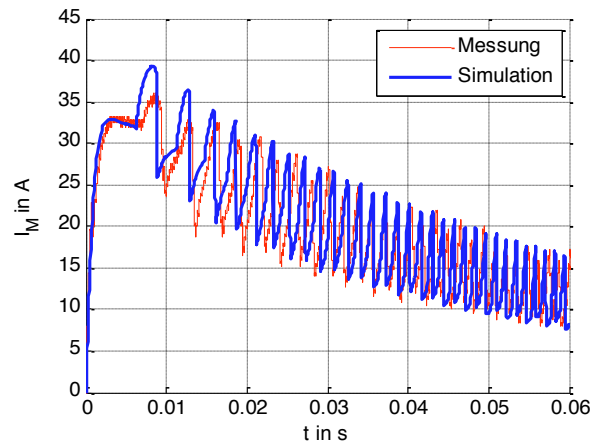


Bild 9: Motorstrom bei Hochlauf des Motors aus dem Stillstand ohne Last bei 12 VDC Eingangsspannung.

5 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

Der Vergleich der Ergebnisse aus Simulation und Messung am Motorprüfstand zeigt, dass der vorgeschlagene Simulations-Workflow offensichtlich zu richtigen Resultaten führt. Es wurde die Idee verfolgt, die Durchflutung der Magneten als Ströme zu interpretieren und diese dann auf die Spulenströme zu addieren. Durch eine geschlossene Simulations- und Messkette konnte die Vorgehensweise bereits an den Zwischenergebnissen bestätigt werden – das Verschieben der Ψ -I-Kennlinie um den Durchflutungsstrom des Magneten ist bei der untersuchten Motorvariante zulässig.

Der Workflow für die Entwicklung des Motormodells soll an weiteren Motorvarianten mit Einzelzahnwicklungen untersucht werden, um das Vorgehen zusätzlich zu validieren. Bisher wurden Streuflüsse zwischen den Spulen vernachlässigt. Die Auswirkungen werden bereits experimentell analysiert. Ferner ist die Berechnung der Kraft bzw. des Drehmoments zu optimieren. Inwieweit die Einflüsse von Bürstenfeuer und die Bürsten-Kommutator-Übergangswiderstände innerhalb des vorgestellten Modells modellierbar sind muss noch geklärt werden. Evtl. sind bei letztgenannten Themen detailliertere Modelle auf Strukturebene nötig.

REFERENZEN

HEIDRICH, T.: KOMMUTIERUNGSBERECHNUNG VON PERMANENTMAGNETERREGTEN KOMMUTATORMOTOREN KLEINER LEISTUNG. DISSERTATION, TECHNISCHE UNIVERSITÄT ILMENAU, 2011.

KRASSER, B.: OPTIMIERTE AUSLEGUNG EINER MODULAREN DAUERMAGNETMASCHINE FÜR EIN AUTARKES HYBRIDFAHRZEUG. DISSERTATION, TECHNISCHE UNIVERSITÄT MÜNCHEN, 2000.

WEBER, C.: ENTWICKLUNG EINES GEKOPPELTEN DYNAMISCHEN SIMULATIONSMODELLS FÜR GLEICHSTROMMOTOREN. MASTERARBEIT, HOCHSCHULE FÜR ANGEWANDTE WISSENSCHAFTEN WÜRZBURG-SCHWEINFURT, 2013.

Vergleich der Multitouch-Steuerung mit berührungslosen Gesten

FABIAN WEYERSTALL, MELANIE SAUL

Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt,
Würzburg

Mit der wachsenden Verbreitung von Multitouch-Displays ist diese Form der Mensch-Computer-Interaktion heutzutage kaum mehr wegzudenken. Aufgrund des effizienten und intuitiven Bedienkomforts der Multitouch-Steuerung werden deren Nachteile häufig außer Acht. Diese Arbeit beschäftigt sich daher mit dem Vergleich zwischen der Multitouch- und Raumgestensteuerung am Beispiel eines Infoboards als Anwendungsfall. Anhand von Beobachtungen und Befragungen der Benutzer werden diese Gestensteuerungen mit dem Fokus auf Benutzerfreundlichkeit miteinander verglichen.

Kategorie und Themenbeschreibung: Interaction Design

Zusätzliche Schlüsselwörter: multitouch, multi-touch, Kinect, gesturecontroll, gesture, User Interface, Input Device, tactile, touch, HCI, collaboration, tangible user interface, selecting, zooming, moving, sliding, slides, navigation, usability, interaction technique

1 EINLEITUNG

In unserer technisierten Gesellschaft gewinnen Computersysteme und die effiziente Kommunikation mit diesen zunehmend an Bedeutung [Lipacis 2010]. Da die Interaktion mit Maschinen alltäglich geworden ist, liegt das Augenmerk auf einer möglichst einfachen und intuitiven Bedienung, um dem Anwender eine möglichst optimale Steuerung seiner Arbeitsabläufe zu ermöglichen [Dix et al. 2004]. Mit der wachsenden Verbreitung von Multitouch-Displays entstand eine neue Form der Mensch-Computer-Interaktion, die heutzutage kaum mehr wegzudenken ist [Balazs 2012]. Trotz der weiten Verbreitung weist die Multitouch-Steuerung Nachteile wie die schlechte Hygiene oder die zwingende räumliche Nähe zum Gerät auf. Mit der Kinect von Microsoft ist erstmals eine kostengünstige Hardware verfügbar, welche es erlaubt eine 3D-Gestensteuerung ohne direkten Kontakt zu einem Display leistungsfähig umzusetzen. Es stellt sich daher die Frage, ob mit dieser berührungslosen Gestensteuerung im Gegensatz zur Multitouch-Steuerung eine Optimierung der Bedienerfreundlichkeit erreicht werden kann. Anhand von Benutzerbeobachtungen und Befragungen werden deshalb im Folgenden am Beispiel eines Infoboards als Anwendungsfall diese Gestensteuerungen miteinander hinsichtlich der Benutzerfreundlichkeit verglichen.

Adressen der Autoren: F. Weyerstall, M. Saul,
Hochschule für angewandte Wissenschaften Würzburg-Schweinfurt, Würzburg,
Deutschland,
www.fhws.de

Die Erlaubnis zur Kopie in digitaler Form oder Papierform eines Teils oder aller dieser Arbeit für persönlichen oder pädagogischen Gebrauch wird ohne Gebühr zur Verfügung gestellt. Voraussetzung ist, dass die Kopien nicht zum Profit oder kommerziellen Vorteil gemacht werden und diese Mitteilung auf der ersten Seite oder dem Einstiegsbild als vollständiges Zitat erscheint. Copyrights für Komponenten dieser Arbeit durch Andere als FHWS müssen beachtet werden. Die Wiederverwendung unter Namensnennung ist gestattet. Es andererseits zu kopieren, zu veröffentlichen, auf anderen Servern zu verteilen oder eine Komponente dieser Arbeit in anderen Werken zu verwenden, bedarf der vorherigen ausdrücklichen Erlaubnis.

2 THEORETISCHE GRUNDLAGEN

Beiden Interaktionsformen ist gemeinsam, dass sie auf Gesten basieren. Eine Geste ist eine Handlung in Form einer Körperbewegung, die eine Botschaft mitteilt [Hummels et al. 1998]. Damit ist sie von unbeabsichtigten Bewegungen, die der Ausführung einer Geste ähneln, zu trennen [Pavlovic et al. 1997]. Gesten, die für Geräte wie Smartphones, Tablets und Computer ausgelegt sind, werden als Ereignisse bezeichnet. Um diese zu unterscheiden, werden sie in Ereignisprofilen beschrieben. Während die Gebärdensprache einen sprachlichen Ausdruck ermöglicht und somit eine natürliche Sprache darstellt, basiert die Gestensteuerung im Bereich der Mensch-Computer-Interaktion auf einer kommandobasierten Eingabe. Damit stellen Gesten Befehle dar, die aufgrund des vom System bekannten Befehlssatzes verstanden werden [Dorau 2011].

Für eine optimale Nutzung von Gesten zur Steuerung durch computergestützte Programmstrukturen sind diese intuitiv und selbsterklärend zu gestalten. Denn der Mensch kommuniziert in jeder Sekunde seines Lebens durch Mimik und Gestik - er kennt diese Art der Kommunikation, auch wenn sie meist unbewusst abläuft. Ziel ist es folglich, diese Tatsache zu nutzen und durch die Interaktion mit einem Gerät über eine intuitive Steuerung ohne Lernaufwand ein barrierefreies und angenehmes Arbeiten zu garantieren [Knapp et al. 2010].

Dennoch sind viele Gesten, die wir heute bei der Steuerung über Touchscreens oder der Interaktion durch Raumgesten verwenden, erlernt. So scrollt beispielsweise der Nutzer von Apple-Produkten in die andere Richtung als der Nutzer von Windows-Produkten. Der Hersteller des Geräts hat folglich einen Einfluss auf das Erlernen von verwendeten Gesten, auch wenn die Gesten an sich sehr ähnlich zueinander sind. Folglich erscheinen derartige Gesten nur intuitiv, da sie auf dem alltäglichen Erfahrungsschatz eines Menschen beruhen und, streng genommen, Teil eines Lernprozesses waren [Le Hong et al. 2010]. Der Mensch ist daran gewöhnt, den Zustand eines Gegenstandes durch Anfassen zu verändern, wie das Aufheben eines Blatt Papiers. Auch die Beeinflussung eines Objekts durch Antippen ist geläufig. So erscheint das Antippen des Bildschirms, der „Tap“, mit einem bestimmten Ziel der Interaktion als nicht erlernt, sondern intuitiv, wenngleich die Verknüpfung des Antippens und die daraus resultierende Veränderung des Zustands eines Objekts in jungen Jahren erst hergestellt bzw. erlernt wurden.

Während beide Interaktionsformen auf Gesten basieren, unterscheiden sie sich bspw. hinsichtlich der auf die Eingabe folgendes Feedback. Diese Rückmeldung ist für den Nutzer wichtig, um nachvollziehen zu können, ob und was gerade passiert. Eine Rückmeldung auf eine Eingabe kann sowohl visuell, haptisch (über Vibration) oder auch akustisch gegeben werden. Da sich der Mensch meist optisch, bevorzugt in Verbindung mit seinem Tastsinn, orientiert, spricht vor allem eine Kombination dieser Möglichkeiten, also das multimodale Feedback, den Menschen unbewusst an und gibt ihm somit die optimalste Rückmeldung bezüglich seines Tuns [o. V. 2012]. Bei der 3D-Steuerung steht der Anwender hingegen frei im Raum und steuert die Anwendung berührungslos, was folglich ein haptisches Feedback, das den Tastsinn des Menschen anspricht, nicht ermöglicht. Die Gesten des Anwenders werden hierbei durch eine Kamera mit Tiefensensor aufgenommen und im Anschluss verarbeitet. Ein Feedback erhält der Anwender so lediglich visuell durch Veränderungen auf dem Bildschirm oder akustisch über einen Ton, jedoch nicht physisch.

Andererseits lassen sich diese Steuerungsformen dadurch unterscheiden, dass die Multitouch-Steuerung auf einer berührungssensitiven Oberfläche basiert und die räumliche Gestensteuerung hingegen gänzlich berührungslos ist. Hinsichtlich der hygienischen Aspekte haben Raumgesten im Gegensatz zur Multitouch-Steuerung einen signifikanten Vorteil, gerade für öffentliche Zwecke. Zwar gibt es bereits bakterienhemmende Touchscreens, diese sind aber teuer und werden zurzeit nur in der Medizin- und Lebensmittelindustrie sowie in der Pharmaindustrie verwendet [Schutzrecht 2007].

Der Vergleich von Multitouch und Raumgesten gestaltet sich vielfältig. Diese Arbeit fokussiert auf die Optimierung bezüglich der Usability, welche wie folgt definiert ist: „Gebrauchstauglichkeit befasst sich damit, inwieweit Benutzer der Produkte in der Lage sind, effektiv, effizient und zufriedenstellend bestimmte Ziele in einem gegebenen Nutzungskontext (Benutzer, Arbeitsaufgabe und Arbeitsumgebung) zu erreichen [DIN EN ISO 9241-1 2002].“ Der damit verbundene Nutzungskontext umfasst folglich sowohl Benutzer, Arbeitsaufgaben, Arbeitsmittel als auch die physische und soziale Umgebung, in der das Produkt eingesetzt wird und ist schließlich entscheidend für die Gebrauchstauglichkeit der Anwendung hinsichtlich jedes einzelnen individuellen Nutzers [Herczeg 2009]. Um dem nachzukommen, müssen die verwendeten Grundgesten intuitiv, leicht erlernbar und verständlich sein.

Sylvia LeHong et al. veröffentlichten hierzu eine Studie, deren Kern sich mit den kulturellen Unterschieden und Gemeinsamkeiten bei der gestenbasierten Bedienung von Multitouch-Oberflächen befasst. Im Verlauf der Studie wurden 9.520 Gesten der Probanden zur Bedienung von Multitouch-Oberflächen erhoben und anschließend analysiert. 340 Probanden aus insgesamt 9 Ländern waren Teil dieser Studie und führten 28 unterschiedliche Gesten/Aktionen aus. Dabei wurden kaum kulturelle Unterschiede festgestellt. Lediglich die chinesischen Nutzer bildeten eine Ausnahme, indem diese häufiger symbolische Gesten als die Probanden anderer Länder verwendeten. Die größten Unterschiede zwischen den Probanden entstanden hierbei laut der Studie bei Aktionen wie „weiter“, „zurück“, „nach oben scrollen“ und „nach unten scrollen“. Es liegt nahe, dass diese Varianz nicht durch kulturelle Unterschiede zustande kommt, sondern auf unterschiedlichen Erfahrungen der Probanden je nach Hersteller der Geräte. Denn Unterschiede zwischen Experten und unerfahrenen Nutzern gab es kaum. Sie alle ordneten intuitiv bestimmte Gesten bestimmten Aktionen zu [Le Hong et al. 2010].

Von diesen 28 verwendeten Gesten werden im folgenden Versuchsaufbau die fünf gängigsten, und am unterschiedlichsten verwendeten Gesten getestet, da diese größtmöglichen Aufschluss über Einfachheit und Bedienkomfort geben. Diese sind die Gesten für die Aktionen Vor und Zurück, Verkleinern und Vergrößern sowie Verschieben.

Diese Gesten werden in ihrer Ausführung durch die Testpersonen unter standardisierten Bedingungen beobachtet. Während dieser Beobachtungen erfolgte eine Messung, die den Zeitaufwand jeder einzelnen Geste dokumentiert. Da Bedienerfreundlichkeit jedoch nicht nur durch Geschwindigkeit und Schnelligkeit bei der Durchführung der jeweiligen Geste erreicht wird, sondern auch die subjektive Empfindung des Probanden bezüglich der Intuitivität und des Komforts relevant ist, wurden diese zusätzlich einer Befragung unterzogen. Der Versuchsaufbau wurde annähernd unter Laborbedingungen durchgeführt, um Störfaktoren und andere Ablenkungen zu kontrollieren. Dazu wurde ein isolierter Raum der Hochschule verwendet.

3 BENUTZERBEOBACHTUNG UND -BEFRAGUNG

Um ein repräsentatives Ergebnis zu erhalten, stellt sich die Frage, ob eine Klassifizierung der Probanden vorgenommen werden soll. Zühlke beschreibt diesbezüglich neben Erfahrungsstand, Lebensstil und –kontext auch die Arbeitsweise der Nutzer und geschlechtsspezifische Differenzierungsmerkmale [Zühlke 2012]. Diese Merkmale müssen jedoch individuell auf die Aufgabenstellung zugeschnitten werden. Da im Vergleich von Multitouch-Steuerung und berührungslosen Gesten nicht ein spezifischer Teil der Bevölkerung mit bestimmten Vorlieben, Interessen und Bedürfnissen die Zielgruppe darstellt, sondern die breite Masse, ist hier eine Klassifizierung nicht von Nöten. Ein weiterer Aspekt bestätigt diese Annahme, denn die Ausführung der Multitouch-Gesten lässt sich nicht nach Anfängern und Fortgeschrittenen unterscheiden [Le Hong et al. 2010]. Analog wird deshalb davon ausgegangen, dass dieser Unterschied zwischen erfahrenen und unerfahrenen Anwendern der berührungslosen Gesten ebenfalls nicht existent ist, da die Unterschiede dieser beiden Steuerungssysteme letztlich nur marginal ausfallen. Die Auswahl der Probanden erfolgt dabei aber dennoch unter Beachtung der

Vorgaben empirischer Forschung zufällig, um keine Eingrenzung des Nutzerpools vorzunehmen und somit ein repräsentatives Ergebnis zu gewährleisten. Von allen Probanden wurde trotzdem die Erfahrung im Umgang mit dem jeweiligen Steuerungssystem, das Geschlecht sowie das Alter in bestimmten Staffeln erfasst, um rückwirkend etwaige Schlussfolgerungen auf diesen Angaben treffen zu können.

Die Testpersonen führen schließlich die einzelnen Multitouch- und berührungslosen Gesten in jeweils einer von acht PowerPoint-Präsentationsfolien aus. Diese laufen gemäß der standardisierten Versuchsbedingungen immer nach dem gleichen Muster ab. Jeder Foliensatz dient dazu, eine einzelne Geste mehrmals in Folge abzufragen und diese mithilfe einer Stoppuhr in einen zeitlichen Kontext zu setzen. Das wiederholte Ausführen der jeweiligen Geste dient dazu, die dafür benötigte Zeit exakt zu stoppen, da die Zeitspanne zum Durchführen einer einzelnen Geste andernfalls zu kurz für eine genaue Messung ausfällt. Die Präsentationsfolien enthalten dabei nicht wie in Präsentationen normalerweise üblich Informationen, sondern wurden allein zu dem Zweck entworfen, die jeweilige Geste in ihrer Geschwindigkeit und Exaktheit zu erfassen. Jede Aufgabe ist dabei vom Probanden ein zweites Mal zu lösen, um auch einen Lerneffekt in die Ergebnisauswertung mit einfließen zu lassen. Denn vor jedem ersten Lösen der Aufgabe, wird der Testperson noch einmal erklärt, was zu tun ist. Der Versuchsleiter führt dem Probanden also vor dem ersten Durchlauf jede einzelne Geste einmal vor. Im darauf folgenden zweiten Durchlauf muss dieser die Aufgabe dann selbstständig erfüllen und die Gesten ohne eine weitere Erklärung ausführen. Da der Erfolg und die Motivation bei den Probanden deutlich höher ist, wenn sie wissen, warum sie etwas tun, wird der Anwendungsfall eines Infoboards verwendet und die Gesten anhand dessen Funktionen vorgeführt. Beim ersten Foliensatz, der die „Swipe-Geste Vorwärts“ testet, muss der Proband die jeweils fünf Seiten in Leserichtung umblättern. Beim zweiten Foliensatz, in dem die „Swipe-Geste Rückwärts“ ausgeführt werden soll, werden diese fünf Seiten in umgekehrter Weise gegen den Lesefluss umgeblättert. Anschließend wird der Proband zur „Zoom-Geste“ aufgefordert. Hierbei soll der Proband die in drei unterschiedlich gekennzeichneten Markierungen in jeweils drei Zoom-Schritten erreichen. Bei der „Move-Geste“ muss der gezoomte Bildausschnitt dann von der Testperson vom linken bis zum rechten Bildrand verschoben werden. Abschließend werden die Probanden dann dazu befragt, welche einzelnen Gesten für sie im direkten Vergleich von Multitouch- und berührungslosen Gesten intuitiver waren.

Ermittelt wird folglich die interessierende Zeitdauer pro Geste auf Grundlage einer Stichprobe in Kombination mit einer Befragung der Probanden [Wübbenhorst 2013]. Die Antworten bezüglich der gestellten Fragen werden dabei aus dem mündlichen Gespräch protokolliert um eine angenehme Arbeitsatmosphäre zu schaffen. Auch die Zeitspanne bei der Ausführung der Gesten wird lediglich mit einer Stoppuhr gestoppt, da die meisten Menschen vor einer Kamera angespannter und verkrampfter agieren.

4 ERGEBNISSE DER DATENERHEBUNG

Erhoben wurde insgesamt eine Anzahl von 782 Gesten, die der folgenden Auswertung zugrunde liegen. Diese Zahl entsteht dadurch, dass pro Präsentation zum Testen der Swipe-Geste jeweils fünf Gesten, pro Test der Zoom-Geste jeweils drei, sowie zum Erfassen der Verschiebegeste jeweils eine Geste ausgeführt werden mussten. Darüber hinaus wurde wie bereits beschrieben jeder Durchlauf zwei Mal durchgeführt. In den nachfolgenden Statistiken wird deshalb im Folgenden das arithmetische Mittel der jeweils benötigten Zeit aller neun vollständig getesteten Probanden gebildet. In Abbildung 1 wird dabei die Zeit zum Durchlaufen jeweils einer Präsentation mit einer wie oben beschriebenen Anzahl an gleichförmigen Gesten abgebildet. In Abbildung 2 steht diese zeitliche Komponente in Relation zu einer einzeln ausgeführten Geste, indem das arithmetische Mittel für die jeweilige Geste aufgrund der in Abbildung 1 getroffenen Gesamtauswertung gebildet wird. Somit ist hier der jeweilige Zeitbedarf der einzelnen Gesten

beim ersten Durchlauf des Swipe Rechts, Swipe Links, Zoom In, Zoom Out und der Verschiebegeste in Relation zum zweiten Versuch dargestellt. Natürlich wird dabei zwischen Multitouch- und berührungslosen Gesten differenziert um einen Vergleich erreichen zu können.

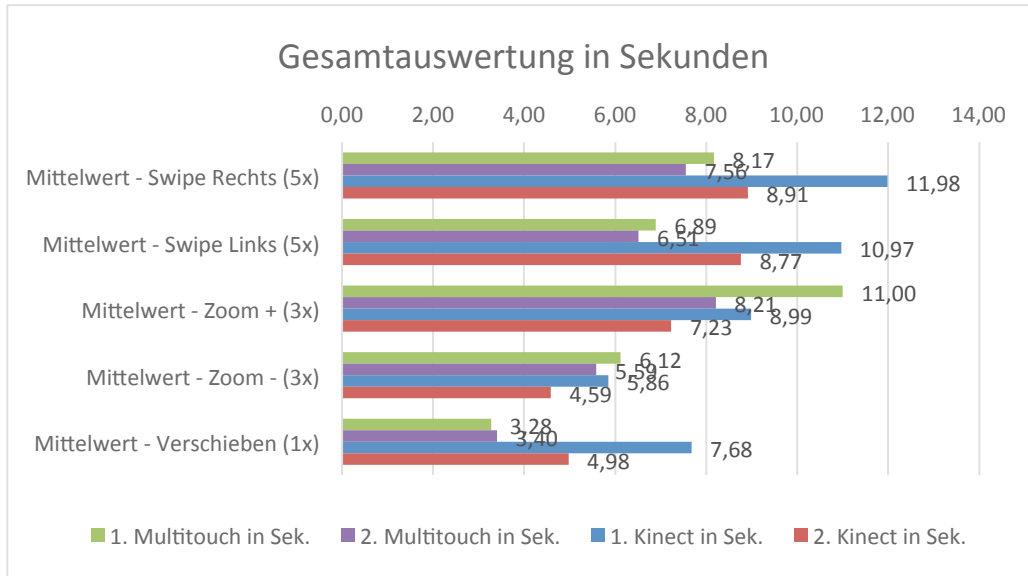


Abb. 1: Gesamtauswertung in Sekunden (Eigene Darstellung).

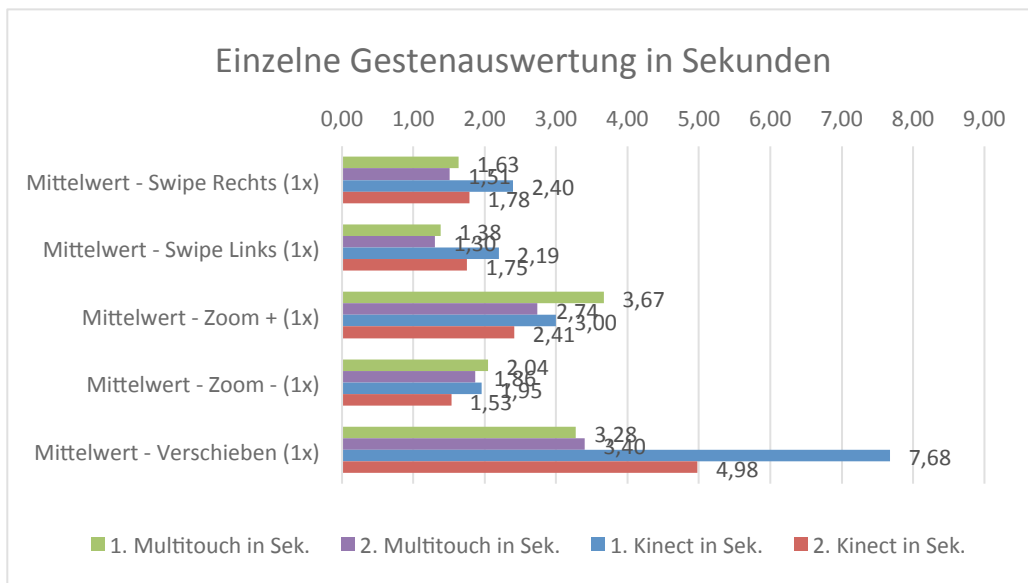


Abb. 2: Einzelne Gesamtauswertung in Sekunden (Eigene Darstellung).

Im Durchschnitt haben sich die Probanden folglich bei der Multitouch-Gestensteuerung beim Swipe Rechts sowie beim Swipe Links um 0,1 Sekunden, beim Zoom Out um 0,2 Sekunden und beim Zoom In um 0,9 Sekunden verbessert. Lediglich bei der Verschiebe-Geste verschlechterte sich die Zeit um 0,1 Sekunden. Dieses Phänomen resultiert allerdings daraus, dass die

Testpersonen beim ersten Durchlauf bereits so schnell waren, dass sie ihre eigene Zeit im zweiten Durchlauf nur sehr schwer hätten schlagen können. Ein Lerneffekt entfällt aufgrund der Geschwindigkeit bei der Verschiebe-Geste über die Multitouch-Steuerung also völlig.

Bei den berührungslosen Gesten haben sich die Probanden, wie in Abbildung 2 zu erkennen ist, durchweg verbessert. So waren die Testpersonen im zweiten Durchlauf verglichen mit dem vorangegangenen ersten beim Swipe Rechts sowie dem Zoom In 0,6 Sekunden, beim Swipe Links und dem Zoom Out 0,4 Sekunden und beim Verschieben sogar 2,7 Sekunden schneller.

Bei der Auswertung der erhobenen Daten innerhalb der Befragung gaben die Testpersonen nachfolgend aufgeführte Antworten. So nannten 92 Prozent der Probanden auf die Frage, was ihnen bei der Ausführung einer Geste wichtig ist, die intuitive Bedienung und Schnelligkeit. Für 83 Prozent von ihnen ist darüber hinaus die Fehlererkennung bedeutsam. 75 Prozent wollen die Anwendung über das Steuerungssystem außerdem sicher kontrollieren. Lediglich für 58 Prozent der Probanden war dabei die Entfernung zum Gerät wichtig. Am auffälligsten ist jedoch zu erwähnen, dass für alle Probanden, also 100 Prozent, die sichere Erkennung der einzelnen Gesten bedeutsam ist. Keine der Testpersonen konnte daraufhin weitere wichtige Aspekte, die außerhalb des Antwortkatalogs der sechs gegebenen Antwortmöglichkeiten lagen, nennen.

Bezüglich der Hygiene bevorzugten allerdings wieder alle Probanden die berührungslosen Gesten vor den Multitouch-Gesten. 67 Prozent gaben außerdem diesem Steuerungssystem vor allem an öffentlich zugänglichen Infoboards den Vorrang. 33 Prozent bevorzugten jedoch trotz der höheren Keimbelastung die Multitouch-Steuerung. Die verwendete Kontrollfrage erbrachte mit 75 zu 25 Prozent zu Gunsten der berührungslosen Geste ein ähnliches Ergebnis.

Die Frage, welches Steuerungssystem in seiner Gesamtheit angenehmer erschien, wurde von 67 Prozent der Testpersonen mit dem der berührungslosen Gesten beantwortet. Diese würden es auch an nicht öffentlichen Plätzen bevorzugen. Der Verwendung eines Infoboards im Allgemeinen waren mit 92 Prozent sogar fast alle Probanden zugeneigt. Darüber hinaus konnten sich 75 Prozent zukünftig ein Steuerungskonzept über vorstellen.

Im direkten Vergleich der beiden Steuerungssysteme, fanden 58 Prozent der Testpersonen sowohl die Swipe-Geste als auch die Verschiebe-Geste der Multitouch-Bedienung intuitiver. 67 Prozent der Probanden befanden jedoch die Zoom-Geste der berührungslosen Steuerung für angenehmer und würden diese bevorzugt nutzen. 92 Prozent würden beides im Zusammenspiel benutzen um dann individuell die bevorzugten Gesten beider Steuerungssysteme nutzen zu können.

5 FAZIT

Die Ergebnisse der Datenerhebung sind Basis der nachfolgenden Schlussfolgerungen. So konnte trotz der Studie von Le Hong, die in der Ausführung der Gesten keinen Unterschied zwischen Anfängern und Fortgeschrittenen feststellen konnte, heraus gearbeitet werden, dass durchaus ein Lerneffekt bei der Steuerung sowohl mit Multitouch- als auch berührungslosen Gesten besteht. Dieser bezieht sich nicht auf die Verständlichkeit der verwendeten Gesten, sondern auf eine Steigerung der Geschwindigkeit mit der die einzelnen Gesten ausgeführt werden. So hat sich bei allen Probanden die Zeitspanne zum Ausführen der Gesten mit Ausnahme der Multitouch-Verschiebe-Geste verkürzt. Der Lernerfolg, hier die Steigerung der Geschwindigkeit in der Ausführung der Gesten, ist bei berührungslosen Gesten deutlich größer. Multitouch-Gesten werden jedoch bis auf die Zoom-Geste von den Testpersonen innerhalb einer kürzeren Zeitspanne durchgeführt [siehe Abb. 2]. Als Ursache hierfür ist zu nennen, dass 90% der Probanden angegeben hatten, dass sie bereits Multitouch-Erfahrung besitzen, während durchweg alle Testpersonen mit der berührungslosen Gestensteuerung noch nicht vertraut waren. Es ist also davon auszugehen, dass bei einem höheren Anteil an Probanden, die bereits Erfahrung in der Steuerung mit berührungslosen Gesten besitzen, auch das Ergebnis deutlich homogener aus-

gefallen wäre. Denn bei Probanden, deren Erfahrungsniveau für beide Steuerungssysteme annähernd gleich war, glichen sich die Zeitspannen, in denen die jeweiligen Gesten ausgeführt wurden, fast immer an. Die Abweichung bei der Multitouch-Verschiebe-Geste, die im zweiten Durchlauf nicht schneller ausgeführt wurde als im ersten, lässt sich mit diesem nicht vorhandenen Lerneffekt ebenfalls erklären. Denn diese Geste ist so einfach und schnell durchzuführen, dass die Zeit der Probanden beim ersten Durchlauf von diesen im zweiten Durchlauf nicht mehr geschlagen werden konnte. Bereits zu Beginn benötigten die Testpersonen lediglich ca. 3 Sekunden, was ein derartig schnelles Ergebnis darstellt, das kaum mehr verbessert werden kann. Die Geschwindigkeit der Ausführung der jeweiligen Gesten vergleichend kann also festgehalten werden, dass sich bei mehrmaliger Wiederholung und einem Lerneffekt durch diese vermehrte Übung die gleichen zeitlichen Ergebnisse bei berührungslosen Gesten einstellen werden wie bei Multitouch-Gesten.

Auf Grundlage der Befragung kann außerdem festgehalten werden, dass sich ein Steuerungssystem, egal ob berührungslos oder mit Multitouch-Gesten, selbstständig je nach Vorlieben des Nutzers anzupassen hat, um eine möglichst hohe Bedienerfreundlichkeit zu gewährleisten. Folglich scheint für den Nutzer vor allem eine Kombination der beiden Steuerungssysteme die Anforderungen an höchste Bedienerfreundlichkeit erfüllen zu können, da er hierbei individuell zwischen den einzelnen Gesten wählen kann. Eine zwingende Benutzung nur eines Gestensystems, das diese Freiheit des Nutzers einschränkt, ist folglich nicht zielführend, wenn das System von der breiten Masse erfolgreich verwendet werden soll. Da die Möglichkeiten der berührungslosen Steuerungssysteme durch deren aktuell geringe Präsenz und Verbreitung noch nicht bei der breiten Masse bekannt sind, muss zuerst eine Grundlage geschaffen werden, um dieses Bewusstsein für die Möglichkeiten der Steuerung bei ihnen zu wecken. Dies ist beispielsweise über die berührungslose Gestensteuerung eines Fernsehers geschehen, den einige Hersteller bereits auf dem Markt zu etablieren. Diese Systeme geben dem Nutzer einen ersten Einblick in die berührungslosen Steuerungssysteme, da diese auf jeden Fall zukunftsweisenden Charakter haben, wie die durchgeführte Befragung zeigt. Es ist davon auszugehen, dass die berührungslosen Gesten künftig ein fester Bestandteil der Mensch-Computer-Interaktion sein werden und vor allem im öffentlichen Bereich die Multitouch-Steuerungen um vielfältige Möglichkeiten bereichern werden. Je ausgereifter und genauer die Gestenerkennung dabei zukünftig ist, desto genauer kann das Steuerungssystem Fehler des Nutzers erkennen und diese eigenständig kompensieren, was einen für den Anwender wichtigen Aspekt darstellt mit dem künftig der Komfort bei der Bedienung von Computersystemen erhöht wird.

REFERENZEN

- BALAZS. 2012. 365 Millionen iOS Geräte weltweit bisher verkauft. [http://techfokus.de/ 365-millionen-ios-gerate-weltweit-bisher-verkauft-1120578](http://techfokus.de/365-millionen-ios-gerate-weltweit-bisher-verkauft-1120578). Abgerufen am 13.10.2012.
- DIN EN ISO 9241-1. 2002. Ergonomische Anforderungen für Bürotätigkeiten mit Bildschirmgeräten, Teil 1: Allgemeine Einführung. o. O.
- DIX, A., FINLAY, J., ABOARD, G.D. UND BEALE, R. 2004. Human-Computer-Interaction. 3. Auflage. Harlow.
- DORAU, R. 2011. Emotionales Interaktionsdesign: Gesten und Mimik interaktiver Systeme. Berlin/Heidelberg.
- HERCZEG, M. 2009. Software-Ergonomie - Theorien, Modelle und Kriterien für gebrauchstaugliche interaktive Computersysteme. 3. Auflage. München.
- HUMMELS, C. UND STAPPERS, P. J. 1998. Meaningful Gestures for Human Computer Interaction: Beyond Hand Postures. *Automatic Face and Gesture Recognition Proceedings Third IEEE International Conference*. S. 591-596.
- KNAPP, M. UND HALL, J. 2010. Nonverbal Communication in human Interaction. Belmont/ Wadsworth.
- LE HONG, S., BIESTERFELD J. (2010): Weltweit berührt: Studie zur Untersuchung kultureller Unterschiede und Gemeinsamkeiten bei der gestenbasierten Bedienung von Multitouch-Oberflächen, <http://www.uid.com/de/aktuelles/publikationen/le-hong-s-biesterfeldt-j-weltweit-beruehrt-studie-zur-untersuchung-kultureller-unterschiede-und-gemeinsamkeiten-bei-der-gestenbasierten-bedienung-von-multitouch-oberflaechen.html>, abgerufen am 12.12.2012.
- LIPACIS, M. 2010. New Computing Cycle Characteristics – Internet Trends. <http://www.slideshare.net/CMSummit/ms-internet-13.trends060710final>. Abgerufen am 05.10.2012.
- O. V. 2012. The problems of lack of standardization for touch interaction design. <http://www.neoinsight.com/newsletter/1201.html>. Abgerufen am 03.01.2013.
- PAVLOVIC, V. I., SHARMA, R. UND HUANG, T. S. 1997. Visual Interpretation of Hand Gestures for Human-Computer Interaction: A Review. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*. S. 677-695.
- SCHUTZRECHT US2007/0026089A1 .2007. Hu. Chun-Min.
- WÜBBENHORST, P./KAMPS, P. (2013): Datenerhebung, <http://wirtschaftslexikon.gabler.de/Archiv/903/datenerhebung-v10.html>, abgerufen am 18.01.2013.
- ZÜHLKE, D. (2012): Nutzergerechte Entwicklung von Mensch-Maschine-Systemen, 2. Auflage, Berlin/Heidelberg.