

INHALTSÜBERSICHT

1.	VORWORT	2
2.	PERSONELLE BESETZUNG DES INSTITUTS	6
3.	LEHRE.....	8
	3.1. VORLESUNGEN.....	8
	3.2. PRAKTIKA.....	11
	3.3. EXKURSIONEN	12
	3.4. STUDIEN- UND DIPLOMARBEITEN	12
4.	PROMOTIONEN	13
5.	FORSCHUNGSARBEITEN	36
6.	VERÖFFENTLICHUNGEN	90
7.	MITARBEIT IN FACHGREMIEN / VORTRÄGE.....	94
8.	EREIGNISSE UND KONTAKTE	96
9.	PRÜF- UND MESSEINRICHTUNGEN	98
10.	LAGEPLAN	99

1. VORWORT

Liebe Freunde des Institutes für Energieübertragung und Hochspannungstechnik,

selten brachte ein Jahr so wichtige Veränderungen für das Institut wie das Vergangene. Im Beisein des Dekans der Fakultät für Informatik, Elektrotechnik und Informationstechnik wechselte am 1. Juli mit einigen kurzen Ansprachen und einer „Schlüsselübergabe“ die Leitung des Instituts von Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Kurt Feser auf Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen. Der Abschied aus der Industrie ist Prof. Tenbohlen nicht leicht gefallen. Aber dieses Institut verfügt über eine hervorragende Ausstattung und das Team, das notwendig ist und es ermöglicht, die sehr anwendungsbezogene und praxisnahe Arbeit, die am Institut geleistet wurde, erfolgreich fortzusetzen. Deshalb werden unsere wissenschaftlichen Arbeiten auch weiterhin in engem Kontakt mit der Industrie entstehen. Neben dem Hauptschwerpunkt der Diagnostik elektrischer Betriebsmittel werden auch zukünftig die Forschungsgebiete Hochspannungsprüf- und -messmethoden, gasförmige Isolierstoffe und elektromagnetische Verträglichkeit intensiv weitergeführt.

Die Zahl der Studienanfänger in der Elektrotechnik hat sich mit etwas über 200 auf dem Niveau des letzten Jahres stabilisiert. Erfreulicherweise haben sich dieses Jahr noch einmal deutlich mehr Studierende entschlossen, das Modell „Energiesysteme“ im 5. Semester zu wählen und damit auch unsere Hauptvorlesungen „Energienetze“ und „Hochspannungstechnik“ zu hören. Die Anzahl der Hörer betrug hier fast 25% der Studierenden des 5. Semesters. Dieser Anstieg wird sich sicherlich in den nächsten Jahren auch bei der Zahl der Studien- und Diplomarbeiter auswirken, die als motivierte Mitarbeiter an unseren Forschungsprojekten mitwirken.

Im Sommersemester hat Herr Dipl.-Ing. Scherer von der EnBW Transportnetze AG, Stuttgart, als Nachfolger von Herrn Prof. Dr.-Ing. E. Hagenmeyer zum ersten Mal die Vorlesung „Energiewirtschaft in Verbundsystemen“ gelesen. Wir möchten Herrn Scherer auch an dieser Stelle für die Bereitschaft danken, dieses Thema aus der Praxissicht darzustellen, und wünschen ihm viel Erfolg und Freude mit unseren Studenten.

In wissenschaftlicher Sicht können wir auf ein erfolgreiches Jahr zurückblicken. Drei abgeschlossene Dissertationen (Dr.-Ing. Thomas Klein, Dr.-Ing. Lutz Müller, Dr.-Ing. Christoph Keller) sowie mehr als 30 Veröffentlichungen dokumentieren eindrucksvoll unsere Aktivitäten. Die hervorragende wissenschaftliche Qualität der Dissertation von Dr.-Ing. Christoph Keller wurde von der Anton- und Klara Röser-Stiftung mit einem Preis ausgezeichnet. In diesem Jahr waren wir unter anderem mit zwei Berichten zur CIGRE-Konferenz in Paris beteiligt. Das nächste Jahr wird wieder ein Internationales Symposium Hochspannungstechnik bringen, das diesmal in Peking, China, stattfindet. Wir haben dazu mehrere Beiträge anmelden können.

Im Frühjahr haben wir zusammen mit der Firma MICAFIL aus Zürich ein internationales Symposium in der Filderhalle in Leinfelden durchgeführt. Diese im 2-

jährigen Turnus durchgeführte Veranstaltung zum Thema „Werterhaltung von Isolationsystemen in Transformatoren und Kabeln“ ist mittlerweile im Kalender der Konferenzen so etabliert, dass wir wieder etwa 200 Teilnehmer aus den Bereichen Energieversorger, Hersteller und Universitäten in Stuttgart begrüßen durften. An 2 Tagen wurden die neuesten Entwicklungen in der Diagnose von elektrischen Betriebsmitteln vorgestellt und lebhaft diskutiert. Wir werden dieses erfolgreiche Stuttgarter Diagnostik-Symposium auch 2006 am 15./16.3. wieder im gleichen Rahmen durchführen. Um den sehr praxisnahen und vor allem unabhängigen Charakter dieser Veranstaltung zu sichern, ist es uns gelungen, alle großen deutschen Transformatorenhersteller als Unterstützung für diese Veranstaltung zu gewinnen.

Im kommenden Jahr wird das Institut wieder Gastgeber einiger wichtiger Veranstaltungen sein, auf die wir an dieser Stelle gerne hinweisen möchten.

Am 1./2.3. wird in Zusammenarbeit mit dem VDE ein Seminar zum Thema „Moderne Diagnoseverfahren für Leistungstransformatoren“ stattfinden. In diesem Seminar soll nach einer theoretischen Einführung in die Diagnose von Leistungstransformatoren anhand von praktischen Versuchen in unseren Labors durch die Teilnehmer die Handhabung und Interpretation von Teilentladungsmessung, Übertragungsfunktionsbestimmung und dielektrischer Diagnostik erlernt werden. Weitere Informationen zu dieser Veranstaltung können Sie auf unserer Homepage oder unter www.vde.com/weiterbildung finden.

Am 23.6. möchten wir mit allen Freunden, Förderern und Ehemaligen des Institutes das Jubiläum 50 Jahre Hochspannungstechnik an der Universität Stuttgart feiern. Nach Vorträgen zu den aktuellen Forschungsgebieten des Instituts werden alle Gäste die Möglichkeit haben, die Labors zu besichtigen und bei einer Hocketse in der Hochspannungshalle zu diskutieren und Erinnerungen auszutauschen. Flankiert wird dieses Ereignis zum einen durch das DFG-Kolloquium im Schwerpunktprogramm „Zustandsbewertung von Betriebsmitteln und Anlagen der elektrischen Energieversorgung“ am 22./23.06 und durch ein Arbeitstreffen des K124 am 24.06.

Allen unseren Freunden möchten wir an dieser Stelle recht herzlich für Ihre Anregungen und Ihre Hilfe danken. Unser besonderer Dank gilt der Deutschen Forschungsgemeinschaft und jenen Firmen, die uns durch Aufträge und Spenden unterstützt haben. Wir hoffen, dass dieser Jahresbericht auch dazu beiträgt, die bestehenden Kooperationen auszubauen und neue Kontakte zu knüpfen.

Für das kommende Jahr wünschen wir Ihnen Gesundheit, Glück und alles Gute, auch im Namen aller Mitarbeiter des Instituts.

Stuttgart, im Januar 2005

Prof. Kurt Feser

Prof. Stefan Tenbohlen

PREFACE

Dear Friends!

2004 was an important date in our institute's history. On July 1st Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen succeeded Prof. Dr.-Ing. Dr. h. c. Kurt Feser as head of the Institute of Power Transmission and High Voltage Technology.

Leaving the fascinating work in industry was not quite easy for Prof. Tenbohlen. But he took over the new tasks in Stuttgart deeply convinced that our motivated scientific staff and excellent equipment will enable him to continue the ambitious work of Prof. Feser as well as his close and successful collaboration with our industrial partners.

During the coming years the institute's main research activities "High-Voltage Test and Measurement Techniques", "Gaseous Insulation" and "Electromagnetic Compatibility" and of course "Diagnostics of Equipment in Power Systems" will be continued and intensified.

In October 2004 we recorded more than 200 new students at our faculty, a number comparable to the beginners in 2003. An increasing number of main diploma students decided to choose the model "Electric Power Systems", which includes our lectures "Electrical Power Systems" and "High Voltage Technology". As a result, about 25% of all 5th semester students take part in these two courses. This is an excellent basis to recruit in the following years motivated people for our scientific staff.

Starting with the summer term Ulrich Scherer from the German utility EnBW took over from Professor Hagenmeyer the lecture "Power Economics in Interconnected Power Systems". We wish him all the best for his lectures and look forward to a close and long lasting cooperation.

As a result of our successful scientific work more than 30 papers and conference publications have been written, among others we gave two presentations at the CI-GRE-Conference in Paris. At the moment we are finishing our contributions to this year's International Symposium on High Voltage Technology in China.

Three persons, Dr. Thomas Klein, Dr. Lutz Mueller and Dr. Christoph Keller, submitted and defended successfully their doctoral thesis. Dr. Keller received an award of the "Anton- und Klara Röser"-foundation for the outstanding scientific standard of his thesis.

In March 2004 we organized once again with Micafil, Switzerland, an international conference on "Preservation of Insulation Systems in Transformers and Cables". This two days symposium is established in Stuttgart since many years and was attended by some 200 participants from utilities, manufacturers and universities. New developments and results were presented and strongly discussed. The next Symposium

in Stuttgart will take place in the middle of March 2006. We are glad to announce that the conference will be sponsored by all important German manufacturers of power transformers.

In 2005 we are planning the following highlights, giving us the welcome possibility to present our scientific work:

In close cooperation with VDE we will carry out on March 1st and 2nd a course on “Modern Diagnostics for Power Transformers”. After a theoretical introduction the participants will achieve experimental knowledge in the field of measurement and interpretation of partial discharges, transfer function and dielectric diagnostics. For more information please contact our homepage or see www.vde.com/weiterbildung.

On June 23rd we invite all friends, partners and former staff members to celebrate with us the golden jubilee of “50 Years High Voltage Technology at the Stuttgart University”. After hearing presentations and visiting the laboratories we plan to conclude this interesting day with a relaxed come together with beer and barbecue.

Our sincere thanks we would like to send to all our friends and partners who have contributed in many ways to our success. Special thanks to the Deutsche Forschungsgemeinschaft as well as to our industry partners for their support. One aim of this annual report is to even improve our good relationships with our friends and naturally to contact new partners.

With all the best for a peaceful, healthy and successful year 2005!

Stuttgart, January 2005

Prof. Kurt Feser

Prof. Stefan Tenbohlen

2. PERSONELLE BESETZUNG DES INSTITUTS

e-mail:	Telefon / phone:
vorname.nachname@ieh.uni-stuttgart.de	+49 (0)711-
firstname.surname@ieh.uni-stuttgart.de	

Institutsleiter /		
Head of Insttute:	Prof. Dr.-Ing. Stefan TENBOHLEN (ab 1.7.2004)	-685-7871
Prof. im Ruhestand:	Prof. i. R. Dr.-Ing. Dr. h. c. Kurt FESER	-685-7875

Honorarprofessoren und Lehrbeauftragte:

Prof. Dr.-Ing. Heinz BRÜDERLIN (entpflichtet)
*Ehemaliger Vorsitzender des Vorstandes der
Technischen Werke Stuttgart AG*

Prof. Dr.-Ing. Peter F. HEIDINGER (entpflichtet)
*Ehemaliger Vorsitzender des Vorstandes der
Energie-Versorgung Schwaben AG*

Prof. Dr.-Ing. Ernst HAGENMEYER (entpflichtet)
*Ehemaliges Mitglied des Vorstandes der
Energie-Versorgung Schwaben AG*

Dipl.-Ing. Ulrich SCHERER
EnBW Transportnetze AG
u.scherer@enbw.com

-128-2437

Oberingenieure: Dr.-Ing. Wolfgang KÖHLER -341 2075
(Leiter des Hochspannungslabors Nellingen-Zinsholz)
Dr.-Ing. Ulrich SCHÄRLI -685-7878

Wissenschaftliche Mitarbeiter /		
Scientific Staff:	Dipl.-Ing. Enzo CARDILLO	-685-7869
	Dr.-Ing. Arkadi GRÜNER (bis 30.6.2004)	-685-7814
	M. Sc. Tammam HAYDER	-685-7868
	Dipl.-Ing. Stefan HOEK	-685-7858
	Dr.-Ing. Christoph KELLER (bis 31.3.2004)	
	Dr.-Ing. Thomas KLEIN (bis 31.3.2004)	
	Dipl.-Ing. Maik KOCH	-685-7857

Dipl.-Ing. Martin KULL	-341 2075
Dipl.-Ing. Sacha MARKALOUS	-685-8061
Dr.-Ing. Lutz MÜLLER (bis 30.6.2004)	
Dipl.-Ing. Jozsef OSZTERMAYER	-685-7868
M. Sc. Rummiya VILAITHONG (ab 1.6.2004)	-685-7857
Dipl.-Ing. Andreas WEINLÄDER	-685-7839
Dipl.-Ing. René WIMMER	-685-7867
Dipl.-Ing. Michael ZERRER	-341 2075

Sekretariat /

Secretary:	Nicole SCHÄRLI	-685-7870
	<i>(Institutsteil Stuttgart-Vaihingen)</i>	
	Renate KINSKI	-341 2075
	<i>(Hochspannungslabor Nellingen-Zinsholz)</i>	
	Hermine LWOWSKI	-685-7876

Technische Angestellte /

Technical Staff:	Erwin BECK, <i>Mechanikermeister</i>	-685-7836
	Marija BERGLEZ, <i>Raumpflegerin</i>	-341 2075
	Lucian GLASS, <i>Elektrotechnischer Assistent</i>	-685-7863
	Michael HERDTLE, <i>Mechaniker</i>	-341 2075
	Herbert KAUSSEN, <i>Elektrotechniker</i>	-341 2075
	Dieter MAJEWSKI, <i>Mechaniker</i>	-685-7847
	Hartmut RÖNISCH, <i>Elektrotechniker</i>	-685-7856
	Kurt SCHILL, <i>Meister und Zentralwerkstattleiter</i>	-685-7847
	Karl SOBING, <i>Elektromeister</i>	-341 2075

3. LEHRE

3.1. VORLESUNGEN

Prof. Dr.-Ing. S. TENBOHLEN

Einführung in die Energietechnik II

Sommersemester, 2 V, 1 S, für 4. Semester

- *Aufgabe und Bedeutung der elektrischen Energieversorgung*
- *Energieumwandlung in Kraftwerken*
- *Aufbau von Übertragungs- und Verteilnetzen*
- *Betriebsverhalten elektrischer Energieversorgungsnetze*
- *Kurzschlussströme und Kurzschlussstrombegrenzung*
- *Überspannungen und Isolationskoordination*
- *Sicherheitsfragen*

Prof. Dr.-Ing. S. TENBOHLEN

Hochspannungstechnik I

Wintersemester, 2 V, 2 S, für 5. Semester

- *Auftreten und Anwendung hoher Spannungen bzw. Ströme*
- *Einführung in die Hochspannungsversuchstechnik*
- *Grundlagen der Hochspannungsisoliertechnik*
- *Isolierstoffsysteme in Hochspannungsgeräten*

Prof. Dr.-Ing. K. FESER

Hochspannungstechnik II

Sommersemester, 2 V, 2 S, für 6. Semester

- *Schaltvorgänge und Schaltgeräte*
- *Die Blitzentladung*
- *Repräsentative Spannungsbeanspruchungen*
- *Darstellung von Wanderwellenvorgängen*
- *Begrenzung von Überspannungen*
- *Isolationsbemessung und Isolationskoordination*

Prof. Dr.-Ing. S. TENBOHLEN

Elektrische Energienetze I

Wintersemester, 2 V, 2 S, für 5. Semester

- *Aufgaben des elektrischen Energienetzes*
- *Einpolige Ersatzschaltungen der Betriebselemente für symmetrische Betriebsweise*
- *Energieübertragung über kurze Leitung*
- *Berechnung von Energieübertragungsanlagen und -netzen*
- *Betrieb elektrischer Energieversorgungsnetze*
- *Kurzschlussströme bei symmetrischem Kurzschluss*
- *Symmetrische Komponenten*
- *Einpoliger Erdschluss und Erdkurzschluss*

Prof. Dr.-Ing. K. FESER

Dr.-Ing. U. SCHÄRLI

Elektrische Energienetze II

Sommersemester, 2 V, 2 S, für 6. Semester

- *Kennwerte von Drehstrom-Freileitungen und Kabeln*
- *Einpoliger Erdschluss und Erdkurzschluss*
- *Lastflussberechnung*
- *Zustandserkennung - state estimation*
- *Netzurückwirkungen*
- *Probleme beim Parallelschalten von Teilnetzen*
- *Kippschwingungen im Netz*

Prof. Dr.-Ing. K. FESER

Dr.-Ing. W. KÖHLER

Hochspannungsprüf- und -messtechnik

Wintersemester, 2 V, für 7. Semester

- *Erzeugung hoher Prüfspannungen*
- *Erzeugung hoher Prüfströme*
- *Messung hoher Spannungen*
- *Messung hoher Ströme*
- *Zerstörungsfreie Hochspannungsmessungen*
- *Prüfvorgänge und statistische Auswerteverfahren*
- *Abmessungen, Erdung und Abschirmung in Hochspannungslaboratorien*

Prof. Dr.-Ing. K. FESER

Dr.-Ing. W. KÖHLER

Elektromagnetische Verträglichkeit

Sommersemester, 2 V, für 8. Semester

- *Einführung, Begriffsbestimmung*
- *EMV-Gesetz*
- *EMV-Umgebung*
- *Allgemeine Maßnahmen zur Sicherstellung der EMV*
- *Aktive Schutzmaßnahmen*
- *Nachweis der EMV*
- *Einwirkung auf biologische Systeme*
- *Beispiele zur Lösung von EMV-Problemen*

Dipl.-Ing. U. SCHERER

Energiewirtschaft in Verbundsystemen

Sommersemester, 2 V, für 8. Semester

- *Verbundbetrieb großer Netze*
- *Besonderheiten bei der Kupplung von Netzen*
- *Netzführung, Energie-Dispatching und Netzleittechnik*
- *Netzregelung in Verbundsystemen*
- *Elektrizitätswirtschaftliche Verfahren und Kostenfragen*
- *Stromhandel und Marktliberalisierung*
- *Energiewirtschaft bei Erdgas*

Prof. Dr.-Ing. K. FESER

Dr.-Ing. U. SCHÄRLI, Dr.-Ing. W. REBIZANT

Schutz- und Leittechnik für Hochspannungsnetze

Wintersemester, 2 V, für 7. Semester

- *Leittechnik und Stationsleittechnik*
- *Messwandler*
- *Grundlagen der Schutztechnik*
- *Anwendung der Schutzprinzipien*
- *Analoge und digitale Signalaufbereitung*
- *Digitale Messalgorithmen*
- *Entscheidungsmethoden und Logik*
- *Künstliche Intelligenz für Schutzzwecke*
- *Monitoring und Diagnose von Betriebsmitteln*
- *Asset Management*

3.2. PRAKTIKA

Dr.-Ing. U. SCHÄRLI

Elektrotechnisches Grundlagenpraktikum

Dieses Praktikum ist Pflicht für die Studierenden des Studiengangs Elektrotechnik und Informationstechnik im 1., 2. und 4. Semester. Auch Studierende der Informatik mit Nebenfach Elektrotechnik nehmen teil. Die insgesamt etwa 50 Versuche wurden von den elektrotechnischen Instituten der Fakultät Informatik, Elektrotechnik und Informationstechnik speziell für dieses Grundlagenpraktikum entwickelt und eingerichtet. Herr Dr. Schärli hat im Auftrag der Fakultät die Gesamtorganisation des Grundlagenpraktikums übernommen.

Die Versuche und Veranstaltungen unseres Instituts sind:

- *Sicherheitsseminar*
- *Schutzmaßnahmen I (Personen- und Sachschutz) nach DIN VDE 0100*
- *Schutzmaßnahmen II*
- *Entladungen bei hohen Spannungen*
- *Erzeugung und Messung von Stoßspannungen*

Dr.-Ing. W. KÖHLER

Fachpraktikum Hochspannungstechnik

Das Fachpraktikum Hochspannungstechnik wird vom IEH für Studierende im Hauptdiplom in der Regel nur im Sommersemester angeboten. Jeder Versuch wird von einer kleinen Gruppe (i.d.R. drei Studierende) an einem Dienstag- bzw. Donnerstagnachmittag bearbeitet.

Zur Zeit werden 8 Versuche angeboten, aus denen 7 ausgewählt werden können:

Versuch 1: Erzeugung und Messung hoher Wechselspannungen

Versuch 2: Erzeugung und Anwendung hoher Stoßspannungen

Versuch 3: Netzschutz in Hochspannungsnetzen: Digitaler Schutz

Versuch 4: Elektrisches Feld: Messmethoden, Berechnungsmöglichkeiten (am PC)

Versuch 5: Wanderwellenvorgänge: Experiment und Simulation

Versuch 6: Stoßvorgänge an Transformatoren

Versuch 7: Gasentladungen und Isolierstoffe

Versuch 8: Elektromagnetische Verträglichkeit: Grundlagen der EMV-Messtechnik

3.3. EXKURSIONEN

1. Juni 2004, ganztägig

Besichtigung der beiden Blöcke des Kernkraftwerks Philippsburg mit ausführlicher Diskussion aktueller Fragen zur Energiepolitik und -versorgung

22. Juni 2004, ganztägig

EnBW, Heilbronn: 700-MW-Steinkohle-Heizkraftwerk mit Rauchgasentschwefelungs- und -entstickungsanlagen

EnBW, Heilbronn: 123-kV-SF₆-Schaltanlage

EnBW, Pulverdingen: 400-kV-Freiluftschaltanlage

3.4. STUDIEN- UND DIPLOMARBEITEN

Abgeschlossene Diplomarbeiten vom 31.10.03 bis 31.10.04:

Name	Thema
Borrelli, Daniele	Aufbau und Programmierung eines FPGA-basierten Mess- und Überwachungssystems
Rauwolf, Andreas	Monitoringsystem für Teilentladungen in gasisolierten Schaltanlagen: MOTEGIS
Müller, Steffen	Simulation unterschiedlicher EMV-Emissionsmessverfahren für KFZ-Komponenten
Ertl, Harald	Messung und Analyse von Teilentladungssignalen im UHF-Bereich, im ölgefüllten Transformatorkessel und Kopplung mit akustischer Methode
Spieler, Markus	Diagnostik an Öl-Papier-Dielektrika durch Relaxationsstrommessungen

Abgeschlossene Studienarbeiten vom 31.10.03 bis 31.10.04:

Name	Thema
Schuldt, Holger	Software zur laufzeitorientierten Ortung von Teilentladungen
Demistoklis, Merella	Untersuchung der elektromagnetischen Abstrahlung von Teilentladungen in Öl im UHF-Bereich
Braun, Martin	Environment External Costs of Power Generation by Renewable Energies
Feile, Florian	Hochfrequente TE-Messung an der GIS
Fischer, Markus	Machbarkeitsstudie: Fuzzy-logische Online-Zustandsbewertung elektrischer Betriebsmittel für ein funktionsübergreifendes Asset-Management
Langnaese, Yvo	Zusammenhang zwischen Oberschwingungsgehalt im Leckstrom und der Verlustleistung bei impulsbelasteten Metalloxidvaristoren
Mozer, Stefan	Erweiterung an einem EMV-Messsystem

4. PROMOTIONEN

▪ **Schnelle EMV-Emissionsmessung im Zeitbereich**

Dipl.-Ing. Christoph Keller

Hauptberichter:	Prof. Dr.-Ing. Dr. h. c. K. Feser
Mitberichter:	Prof. Dr.-Ing. B. Yang
Tag der mündlichen Prüfung:	29.04.2004

Unter Elektromagnetischer Verträglichkeit (EMV) versteht man die störungsfreie Koexistenz von Sendern und Empfängern elektromagnetischer Energie [Schwab, 1990]. Die Begriffe Sender und Empfänger gehen in diesem Zusammenhang weit über die konventionelle Definition aus dem Bereich der Kommunikationstechnik hinaus und bezeichnen alle – auch unbeabsichtigte – Sender und Empfänger elektromagnetischer Signale. Zur Sicherstellung der EMV werden vom Gesetzgeber Störfestigkeitsprüfungen und Emissionsmessungen vorgeschrieben.

Emissionsmessungen müssen, wie in den Normen festgelegt, im Frequenzbereich beispielsweise mit Hilfe eines Messempfängers durchgeführt werden. Diese Messmethode weist jedoch zwei Nachteile auf:

- Aufgrund der Funktionsweise des Messempfängers dauert eine Emissionsmessung relativ lange. Der Zeitbedarf für eine Einzelmessung liegt je nach Wahl der Parameter im Bereich von einigen Minuten bis zu Stunden.
- Da der Messempfänger vergleichsweise viel kostet, ist es für Entwicklungslabore oder -abteilungen nicht rentabel, ein solches Gerät für entwicklungsbegleitende Emissionsmessungen zu kaufen.

Um diese Nachteile zu überwinden, wurde die Emissionsmessung im Zeitbereich entwickelt. Hierbei werden mit einem Digitaloszilloskop einige kurze Ausschnitte aus dem Messsignal aufgezeichnet und daraus mit Hilfe verschiedener Algorithmen ein zum Messempfänger vergleichbares Spektrum berechnet. Mit dieser Messmethode reduziert sich die Messzeit einer Einzelmessung auf einige Sekunden. Außerdem kann dieses Messsystem aufgrund der Tatsache, dass Digitaloszilloskope in den meisten Entwicklungslaboren schon vorhanden sind, mit nur geringen Kosten in Betrieb genommen werden. Im Falle einer Neuanschaffung eines Digitaloszilloskops kann dieses im Gegensatz zu einem Messempfänger auch anderweitig als universelles Messgerät verwendet werden.

In der vorliegenden Arbeit wird das Emissions-Messsystem im Zeitbereich FEMIT (Fast Emission Measurement in Time Domain) beschrieben. Ziel dieser Arbeit ist die Nachbildung des Messempfängers, um diesen ergänzen oder sogar ersetzen zu

können. Dazu werden in der Arbeit einerseits die Funktionsweise des Messempfängers analysiert und andererseits alle erforderlichen systemtheoretischen Grundlagen für die Berechnung eines Spektrums betrachtet.

Da die Algorithmen des Messsystems grundlegend auf der Unterscheidung von schmal- und breitbandigen Signalen basieren, werden die zu diesem Themenkomplex gehörigen Phänomene diskutiert und insbesondere der Übergang von Schmal- zu Breitbandigkeit untersucht. Die Analyse des Messsignals ist entsprechend unterteilt in zwei Grundalgorithmen, auf denen alle Messungen beruhen: den Grundalgorithmus für Schmalbandsignale und denjenigen für Breitbandsignale. Für beide Algorithmen wird die optimale Wahl der Messparameter, der Messzeit und der Abtastfrequenz beschrieben. Auf diese Weise wird sichergestellt, dass vorgeschriebene Randbedingungen, wie beispielsweise eine ausreichende Auflösung, eingehalten werden.

Messsignale bestehen nicht nur aus schmal- oder breitbandigen Signalen, sondern aus beliebigen Kombinationen derselben. Das Messprinzip bei FEMIT besteht aus separaten Messungen von charakteristischen Ausschnitten des Messsignals. Die ununterbrochene Messung des Signals und die Berechnung des Spektrums, welche insbesondere bei komplexen Signalen die Ermittlung des Spektrums vereinfachen würde, ist hinsichtlich Rechengeschwindigkeit und Speicherbedarf mit handelsüblicher Hardware nicht realisierbar.

Mit Hilfe der Grundalgorithmen werden aus Ausschnitten die entsprechenden Teilspektren ermittelt. Das Gesamtspektrum wird durch Überlagerung dieser Teilspektren gewonnen. Die Berechnung der Überlagerungen wird für alle prinzipiell möglichen Kombinationen sowie für jeden der drei gängigen Detektoren des Messempfängers, dem Spitzenwert-, Quasi-Spitzenwert- und Mittelwertdetektor, hergeleitet. Für sämtliche Kombinationen werden Vergleichsmessungen zwischen FEMIT und dem Messempfänger vorgestellt, die an unterschiedlichsten Prüflingen durchgeführt worden sind.

Ein praktischer Teil rundet die vorgestellte Theorie ab und geht auf die für den Anwender interessanten Aspekte ein. Hier wird die erforderliche Hard- und Software beschrieben. Sowohl die Genauigkeit des Messsystems als auch dessen Grenzen, wie beispielsweise das Rauschen, werden ausführlich diskutiert. Des Weiteren werden die möglichen Anwendungen beschrieben und die erreichbare Reduktion der Messzeit analysiert, die in der Größenordnung von Faktor 10 bis 100 liegt.

■ **Fast Emission Measurement in Time Domain**

Dipl.-Ing. Christoph Keller

The Electromagnetic Compatibility (EMC) defines the extent to which a piece of hardware will tolerate electrical interference from other equipment, and to which extent it will interfere with other equipment. There are strict legal EMC requirements for the sale of any electrical or electronic hardware. To ensure that the electromagnetic emission of a device does not exceed the limits defined in standards, emission measurements are required.

These emission measurements for the EMC check of a device must be carried out according to the standards in the frequency domain with a measuring receiver for example. It is necessary to execute a frequency sweep and to measure the emission at each frequency. This method has the disadvantage that the measurement takes quite a long time (from several minutes up to one or more hours) depending on the selection of the parameters. Since a time consuming measurement is a cause for high costs, it is profitable to look for possibilities to shorten the time of measurement without the loss of quality.

Therefore, the measurement in the time domain would provide a good possibility to save time. Instead of measuring in the frequency domain with a measuring receiver, several single shots are recorded with a digital oscilloscope. From these data a comparable spectrum can be calculated by using the discrete Fourier transform (DFT) and several correction and superposition algorithms. In this paper the time domain measuring system FEMIT (Fast Emission Measurement In Time Domain) is described.

Principle of the fast emission measurement in time domain

With the current state of the art in technology, it is not possible to record the time domain signal in the required frequency ranges continuously and to reproduce the measuring receiver by digital filters because of the computing time and memory limitations. Moreover, in order to become an interesting alternative to the measuring receiver the measuring system should not be expensive.

As a result, only single, comparatively short measurements can be recorded. In spite of this fact, it is important to record those clippings of the time signal which contain the characteristic parts thereof to be able to calculate the spectrum correctly.

To be able to calculate the spectrum despite this fact correctly, it is a matter of recording those clippings of the time signal which contain the characteristic parts of the signal. The required spectrum is calculated from the corresponding spectra of these time signals by several superposition algorithms.

Narrowband and broadband differentiation

The signal types occurring during an emission measurement can be divided into narrowband and broadband signals. Belonging to the narrowband signals are sinusoidal oscillations of a discrete frequency and periodic pulses with a repetition frequency larger than the system bandwidth. Periodic pulses with a lower repetition frequency and non-periodic pulses are to be classified as broadband signals.

A distinct differentiation of the two signal types mentioned is necessary in FEMIT, as these have to be dealt with using different algorithms. The reason for this is that the linearity applicable to narrowband signals is no longer valid for broadband signals because the detectors of the measuring receiver attenuate broadband signals non-linearly.

Basic algorithm for narrowband signals

To measure a narrowband signal a measurement is recorded with the oscilloscope and converted to a spectrum using the DFT. A correction of the leakage and picket fence effect is made by using window functions such as the hamming and flat top window. These measures are necessary for the correct reproduction of narrowband peaks which are located between frequency points of the DFT.

Two parameters must be selected for the time domain measurement: sampling frequency and measuring time (length of a clipping). The sampling frequency should correspond to at least the twofold, better the fourfold maximum desired frequency, in order to avoid aliasing errors. The measuring time influences the frequency resolution of the spectrum. Based on the requirement that the frequency resolution of FEMIT must be equal to or better than the one of the measuring receiver, the optimum measurement time can be calculated. This time also depends on the selected window function. For measurements in band C and D, for example, 10 μ s is selected.

Basic algorithm for broadband signals

For broadband spectra the non-linear attenuation of the detectors must be taken into consideration, i.e., the peak-detector, the quasi-peak-detector and the average-detector. The attenuations are a function of the repetition frequency of the pulse that generates the broadband spectrum and are shown in the pulse response curves. To simulate this effect in FEMIT, the pulse response curves of a time domain measurement have to be investigated. From the difference of the pulse response curves results a correction curve for FEMIT. This curve depends on the detector chosen, the repetition frequency of the pulse, the system bandwidth and the measuring time.

To measure a broadband spectrum the pulse is recorded and converted into a spectrum. This spectrum is corrected for all frequencies by the correction factor shown in the correction curve.

Superposition of narrowband spectra

Often, the amplitude of a narrowband signal is not stable, e.g. due to a poor stabilized or weak power supply. If the period of the fluctuation is larger than the measuring time, the result of FEMIT depends on the phase of the modulation signal. For peak- and quasi-peak-measurements the maximum possible result corresponds to the result of the measuring receiver. The result of the average detector approaches the average result of the FEMIT measurements.

The more single measurements are used to determine the spectrum, the more the calculated result approaches the result of the measuring receiver. Statistical considerations show that the superposition of three to five spectra results in satisfactory accuracy.

Superposition of narrowband and broadband spectra

If the signal consists of a narrowband and a broadband part the superposition of the two corresponding spectra has to be determined. The level of the resulting spectrum is always higher than the highest level of the single spectra, due to the effect of constructive interference. For each detector, an equation for the calculation of the superposition as a function of the two single levels is given.

Superposition of broadband spectra

A signal can be composed of different broadband signals. For analysing this type of spectrum, one sample impulse of each pulse train has to be recorded. The single spectra are calculated and corrected according to their pulse repetition frequency as described in the basic algorithm. From these spectra the superposition is calculated. The algorithm for the superposition depends on the detector.

Measurement procedures

As the number of measurements and the way of calculating the spectrum depends on the signal and on the demanded accuracy of the result, several measurement procedures are defined in FEMIT. The quickest procedure is applicable to stable narrowband signals and consists of just one measurement. Here, no superposition is necessary. The most extensive procedure is based on several measurements and is used for stochastic signals, such as brush discharge of a motor.

Superposition of stochastic signals

Typically, a stochastic signal consists of pulses of different amplitudes. As the higher pulses in the signal usually have a lower repetition frequency than the lower ones, and different repetition frequencies mean different attenuations due to the correction curves, the pulses of signals have to be divided into groups of similar amplitudes. It is useful to define approximately five amplitude ranges, respectively, five trigger levels. For each range the average pulse repetition frequency is determined. Then, for each range the spectrum of a measurement of this range is attenuated according to

the corresponding correction value. Now, the superposition of these spectra is calculated as described in the previous paragraph.

Signal detection

Signal detection must be carried out in order to determine the correct measuring procedure. There are two possibilities: the signal can be analysed “manually” or automatically. With “manual” recognition the user her/himself must analyze how the signal is composed and select the corresponding procedure. An easier way, however, is provided by automatic signal recognition. The automatic detection is based on counting the trigger events for several trigger levels. From these data the composition of the signal can be analysed. However, it is often faster to select the procedure manually, since, especially for repeated measurements of the same device, the right procedure has already been established.

Frequency response correction

A frequency response correction must always be made as a final processing procedure. Frequency-dependent factors such as the antenna factor curve, cable attenuation, anti-aliasing low-pass filter etc. are considered here. The frequency response correction curve can be measured as well as calculated, if all transfer functions are available. In the first case a sinusoidal signal for various frequencies is first fed to the measuring receiver as a reference measurement, and then to FEMIT. The difference in the measuring results then corresponds to the frequency response correction curve.

Hard- and software of FEMIT

The central device for FEMIT is a digital oscilloscope. The maximum sampling frequency should be 4 GS/s for measurements up to 1 GHz (band D). To avoid aliasing errors, a low-pass filter is needed. Depending on the level of the signal, it can be necessary to use a preamplifier with an amplification of 20 dB to 25 dB. The measuring data of the oscilloscope are transmitted via the GBIB bus to the PC where the spectrum is calculated by the program FEMIT. This program selects, depending on the frequency range, the correct parameters for the measurement and uses the described algorithms to determine the spectrum.

Accuracy of measurement

The accuracy comprises three aspects: the accuracy depending on the devices, the algorithms and the signal itself. The measuring errors of the devices are lower than 1 dB and are, therefore, negligible in terms of the total accuracy attained.

Using the DFT gives a mathematically perfect correlation between frequency and time domain representation. Thus, there is complete correspondence with stable narrowband signals. A regular pulse can also be correctly measured for all detectors. It is only when the superposition of several spectra is calculated that errors, caused by approximations in the algorithms, can occur up to approximately 1 dB.

The measuring signal itself influences the accuracy of the result. In principal there can be two causes for this:

- The signals are often not constant, but rather subjected to a certain degree of fluctuation. As the FEMIT system is only able to calculate the spectrum on the basis of a few random sample measurements, such fluctuations can lead to deviations from the measuring receiver measurement.
- With FEMIT two to three different pulses can be measured and calculated in addition to the narrowband part. Errors can occur if more pulses, all dominating the spectrum in various frequency ranges, are present.

In summary it can be established that, above all, the type of measuring signal itself is crucial for the accuracy of the result. The maximum deviations typically occurring in practice from the referenced measuring receiver measurement are lower than 1 dB to 2 dB for narrowband signals, lower than 2 dB to 4 dB for pulses and lower than 5 dB to 6 dB for stochastic signals.

Noise and signal-to-noise-ratio

The theoretically attainable maximum signal-to-noise ratio (SNR) is obtained from the bit width of the digital oscilloscope and the number of points used for the Fourier transform. For number of points used in FEMIT, this maximum SNR amounts, in theory, to approximately 95 dB. In practice, the obtained SNR is lower due to various effects. For example, the dynamic range of the oscilloscope usually cannot be used completely and the noise factor of the preamplifier and the internal amplifiers of the oscilloscope reduce the SNR by adding additional noise. The typically obtained SNR is, depending on the parameters, in the range of 50 dB to 75 dB.

The minimum noise level of the spectrum is located at 15 dB μ V to 25 dB μ V. With a preamplifier this level decreases depending on the amplification.

Time reduction

The entire measuring process including calculation lasts 5 s to 40 s, depending on the desired accuracy and type of measuring signal. Compared with the measuring time of the measuring receiver, this system offers a time advantage by a factor of around 10 to 100!

The calculation of the spectrum takes just 1% to 3% of the total time. Over half of the total time currently needed is required for the transmission of data from the oscilloscope to the PC. With an integration of the software into the measuring device, which is technically possible, the measuring time would be significantly reduced.

Applications

A diverse range of applications is conceivable for the measuring system. It is particularly suitable for:

- Preliminary and overview measurements

- Measurements accompanying product development
- Determining the direction or area of the highest radiation
- Checking the effectiveness of interference suppression
- Measurement of transient phenomena (e.g. switching impulse)

Conclusion

With the FEMIT system EMC emission measurements can be carried out within several seconds, thus saving a considerable amount of time and expenses. The examination of all the important characteristics of the measuring system, such as accuracy, noise level and SNR, shows that FEMIT represents a worthwhile alternative for many applications. Especially, for smaller companies or development departments where it is not profitable to buy a measuring receiver. With an oscilloscope, which is usually already available, EMC emission measurements can be carried out with sufficient accuracy and sensitivity in approximately 1 % to 10 % of the time, in comparison to the use of a measuring receiver. The interest of the industry in the FEMIT system shows the potential of this measuring system and is an encouragement to present it to the standardization committees.

■ **Einflüsse auf das Energieaufnahmevermögen von Metalloxidableitern**

Dipl.-Ing. Thomas Klein

Hauptberichter:	Prof. Dr.-Ing. Dr. h. c. K. Feser
Mitberichter:	Prof. Dr. rer. nat. habil. J. H. Werner
Tag der mündlichen Prüfung:	04.02.2004

Metalloxidableiter bieten gegenüber den Schutzeinrichtungen mit Funkenstrecken bezüglich ihres Ansprechverhaltens erhebliche Vorteile. Im Überspannungsfall bricht die Spannung nicht zusammen, sondern stellt sich, entsprechend ihrer nichtlinearen Kennlinie, auf eine die Betriebsspannung übersteigende Restspannung ein. Bei energiereichen Überspannungsereignissen führt der dadurch entstehende hohe Energieumsatz im Ableiter zur starken Erwärmung der Keramik. Dies kann zur sofortigen mechanischen oder thermischen Zerstörung des Ableiters führen. Überspannungsereignisse mit geringerer Energie beeinflussen die elektrischen Eigenschaften der Metalloxidkeramik und nehmen so Einfluss auf sein Energieaufnahmevermögen bei zukünftigen Belastungen.

In der vorliegenden Arbeit wird hauptsächlich der zweite Fall, also die Schädigung des Ableiters durch Impulsströme untersucht, nicht dessen sofortige Zerstörung. Dies liegt hauptsächlich daran, dass die Energien der zur Verfügung stehenden Stoßstromanlagen nicht ausreichen, um Ableiter oder einzelne Varistorscheiben mit praxisrelevantem Durchmesser zu zerstören. Aber auch bei geringeren Energien treten mechanische Schädigungen in Form von Rissen in der Keramik auf. Die Ausprägung und ihr Einfluss auf den Weiterbetrieb des Ableiters hängen von der Impulsenergie sowie von der Stromsteilheit ab.

Wesentlich empfindlicher sind die elektrischen Kenndaten des Ableiters. Zur Auswertung dieser werden alle Varistorscheiben vor und nach ihrer Belastung mit einer vorgegebenen Referenzstromdichte, die im Betriebsbereich liegt, geprüft. Veränderungen der Kennlinie äußern sich durch Asymmetrie des Referenzstromes und durch Absinken bzw. Ansteigen der Spannung (Referenzspannung), die beim Fließen des Referenzstromes anliegt.

Durch Belastung mit Einzelimpulsen unterschiedlicher Form – 4/10, 8/20, 30/60 – werden die Einflüsse von Impulsenergie, Stromsteilheit und Amplitude untersucht. Mit zunehmender Stromsteilheit steigt die Asymmetrie des Referenzstromes und die Referenzspannung nimmt ab. Hohe Impulsenergien schwächen die entstandene Asymmetrie der Kennlinie ab. Dieser Effekt ist Regenerationsprozessen zuzuschreiben, die mit steigender Temperatur ausgeprägter werden. Bei der Referenzspannung kann dies nicht beobachtet werden. Diese sinkt mit steigender Impulsenergie ab.

Abhängig vom Anwendungsbereich gibt es Varistoren mit unterschiedlichen Feldstärken. Je größer diese ist, desto höher ist der Energieumsatz im Varistor bei vorgegebener Impulsstromdichte. Um die thermische Stabilität des Ableiters bei hohen Impulsenergien zu erhalten, müssen entsprechend größere Varistordurchmesser gewählt werden. Bezüglich der Veränderung elektrischer Kenndaten ist dieser Zusammenhang nicht gegeben. Das Absinken der Referenzspannung bei gleicher Impulsstromdichte reduziert sich mit zunehmender Feldstärke des Varistors. Geht man davon aus, dass Ableiter in der Praxis äußerst selten bis zu ihrer thermischen Stabilitätsgrenze belastet werden, sind mit der Wahl höherer Feldstärken Materialeinsparungen möglich.

Untersucht wird auch der Einfluss der Varistorgeometrie auf das Verhalten der elektrischen Kenndaten. Abhängigkeiten vom Durchmesser der Varistorscheibe, das heißt Sättigungserscheinungen, treten nicht auf. Die Höhe der Varistorscheibe spielt jedoch eine Rolle. Mit zunehmender Varistorhöhe sinkt die Referenzspannung stärker ab. Größere Stromsteilheiten verstärken den Effekt. Ursache dafür ist die Heizrate, was dem Temperaturgradient in der Keramik entspricht. Mit seinem Anstieg wachsen die thermomechanischen Spannungen, die zur Schädigung des Varistors führen. Bei geringer Höhe sind diese weniger kritisch.

Mit der Belastung der Varistoren durch multiple Impulse werden die in der Praxis auftretenden Beanspruchungen durch Folgeblitze nachgebildet. Die Impulssequenzen setzen sich aus maximal 6 Impulsen wählbarer Polarität und Impulsform zusammen. Ein Zusammenhang der elektrischen Kenngrößen der Varistoren mit den Zeitabständen zwischen den Impulsen kann nicht nachgewiesen werden. Die Belastung mit multiplen Impulsen ist für die Varistorkeramik aufgrund der gegenüber den Einzelimpulsen wesentlich niedrigeren Stromamplituden weniger kritisch. Der Varistor ist somit in der Lage, größere Energien aufzunehmen. Die damit verbundene hohe Keramiktemperatur unterstützt Regenerationsprozesse, die zur Erholung der Kennlinienveränderungen führen. Bei wechselnder Polarität des Stromes innerhalb einer Impulsfolge findet bei ausreichend hoher Keramiktemperatur eine Konditionierung statt, was zu einer Verbesserung des Kennlinienverlaufs gegenüber dem Neuzustand führt.

Während bei Beanspruchungen mit Einzelimpulsen die hohen Stromamplituden und Steilheiten die Varistoren schädigen, tritt bei multiplen Impulsen die dielektrische Belastbarkeit der Mantelfläche in den Vordergrund. Mit steigender Keramiktemperatur sind verstärkt Außenüberschläge zu beobachten. Durch den Einsatz von Materialien zur Ummantelung, deren Spannungsfestigkeit bei hohen Temperaturen weniger stark abnimmt, kann die Energieaufnahme gesteigert werden. Da die vollständige Aufheizung der Ummantelung auf die Keramiktemperatur einige 10 ms in Anspruch nimmt, treten bei Impulssequenzen mit kleinen Zeitabständen weniger Außenüberschläge auf.

Zum Verständnis der Funktionsweise von Metalloxidvaristoren werden der Aufbau der Zinkoxidkeramik und die Vorgänge an den Korngrenzen diskutiert. Bei der theoretischen Erklärung der Versuchsergebnisse wird der Einfluss der negativ geladenen Sauerstoffionen an den Korngrenzen immer wieder deutlich. Durch Bewegung dieser ins Korninnere sinkt die Nichtlinearität der Kennlinie und Asymmetrien treten auf. Beides lässt sich aus den Veränderungen an den Korngrenzbarrieren ableiten.

In Wechsellspannungsversuchen wird der Einfluss der Kennlinienveränderungen auf das Betriebsverhalten von Varistoren und vergossenen Ableitern untersucht. Vor allem der Einfluss auf die thermische Stabilität spielt eine zentrale Rolle. Neben den elektrischen Eigenschaften wird diese durch den geometrischen Aufbau und das Gehäusematerial bestimmt. Die Messergebnisse sind dadurch nicht auf andere Ableiteranordnungen übertragbar.

■ Influences on the Energy Absorption Capability of Metal-oxide Arresters

Dipl.-Ing. Thomas Klein

Surge arresters are used for overvoltage protection at all power system voltage levels. Depending on the origin, the overvoltages are characterised by high energy, long duration or a large steepness of the discharge current.

Because of the high non-linear current/voltage-characteristic of modern zinc-oxide varistors, a serial spark gap to prevent leakage current, as used in SiC arresters, is not necessary. But therefore it is important to detect mechanical and electrical damages of the ceramic. High energy injections caused by overvoltages can result in an immediate thermomechanical destruction of the varistor ceramic. But also surges with less energy may degrade the electrical characteristics, increase the power dissipation and thus reduce the energy absorption capability of the surge arrester. This point is mainly considered in the following. Therefore significant electrical characteristics have to be evaluated before and after the impulse stress. There are also superficial features, such as cracks on the surface of the varistor.

Microstructure of metal-oxide resistors

To understand the electric behaviour of varistors, the microstructure of the ceramic has to be explained, especially the effects at the grain boundaries.

The basic material for the metal-oxide resistor is pulverised zinc-oxide with about 10 additional doping elements. The powder is mixed in several processing steps and then compressed into disc-shaped blocks. By a sintering process, the block is further densified into a ceramic body. At the high sintering temperatures of about 1200 °C the adjacent powder particles are united and grow into large grains. This grain growth can be influenced by the temperature profile during the sintering process and by the

doping elements. While the ZnO grains have a high electrical conductivity, the non-linear behaviour of the resistor is caused by the boundaries between these grains. Each boundary represents a small varistor with a breakdown voltage of 3,5 V. Thus the whole ceramic is a network of micro-varistors connected together in series and parallel. The band diagram shows the varistor effect at the boundaries. The negative charged oxygen ions, fixed at the grain boundaries initiate a band bending as known from a double Schottky barrier. The shape of this potential barrier, that means height and width, is responsible for the V/I- characteristic and its non-linearity. Several studies have investigated the correlation between the electrical properties and the oxygen content of the grain boundaries. With decreasing oxygen coverage at the interfaces, the barrier height is reduced. This reduction is mainly the result of thermal ageing or even stronger due to electrical stresses such as high impulse currents.

Test samples and experimental procedure

For the experiments two impulse current generators are available. The first generator is for single impulses and has a stored energy of 80 kJ. With the second one impulse sequences consisting of six or less impulses can be generated. The total energy content is 150 kJ. The amplitude, the waveshape and the polarity of the current impulse can be changed within one sequence. The time delay between the impulse is adjustable. With both generators impulses of the waveshapes 4/10, 8/20 and 30/60 can be obtained, which are used for the tests. Depending on the residual voltage of the test sample, single pulses with amplitudes of 200 kA and multiple pulses with 60 kA can be generated. In spite of the high energy stored in the generators it is not possible to study arresters with a residual voltage higher than 40 kV. Therefore only single varistor disks with different heights and diameters are used. In order to avoid surface flashovers during the impulse stress the varistors and the electrodes are coated with thermo-shrinkable plastic tubes. A possibility to carry out the tests without these tubes is the use of field-controlled electrodes which reduce the electric field strength at the contact surfaces. This arrangement is mainly used for multiple pulses with lower current amplitudes.

To detect changes in the electrical characteristics, it is necessary to measure significant data before and after the impulse stress. On the one hand these data have to represent the actual state of the varistor, but they also have to be sensitive enough to detect little changes in the characteristics. Therefore a reference current at a voltage exceeding the operating voltage by 20 %, is measured. This level is called the reference voltage. Thus the resistive part of the current increases and the measurement becomes more sensitive to changes. Damages are then indicated by an increasing current if the reference voltage is kept constant or by a reduced voltage if the reference current is kept constant. Both methods are used. Because of the temperature dependence of this measurement, it is done at a constant temperature of 30 °C.

To investigate the effects of impulse stresses on the operational behaviour of the arrester, ac-measurements with new and damaged test samples are made. In a climatic chamber at constant ambient temperature the temperature development of varistors and silicone housed arresters is observed. The surface temperature of the ceramic is measured with an infrared thermometer.

Results of stresses with single impulses

First, the dependence of the electrical characteristics on the energy density and current density of the current impulses is shown. Starting at a constant value of the reference current, the reference voltage is dropping in a linear manner with increasing energy and current density of the impulse. This phenomenon also depends on the waveshape of the impulses. The measurements are done with 4/10, 8/20 and 30/60 impulses. It is shown, that with increasing current steepness the reference voltage drops stronger. Looking at the symmetry of the reference current, the asymmetry increases with the energy density of the impulse. After a certain maximum is obtained the asymmetry is reduced again. The energy density referring to this maximum is independent of the impulse waveshape, but it is more distinct at a higher current steepness.

To get more information about the cause of these changes, one cycle of the reference current is regarded. Thus the reducing effect of current impulses with high steepness and energy density on the nonlinearity factor α of the varistor becomes evident.

Also varistors with different electric field have been investigated. One of the main results was, that varistors with higher electric field strengths have a smaller reduction of the reference voltage. It also can be shown, that changes in the nonlinearity of the V/I-characteristic are stronger at lower field strengths.

Apart of these effects the geometric data of the varistor disk also has some influence on the behaviour of impulse stressed varistor characteristics. With increasing diameter there are no saturation effects detectable but with larger heights of the disk the reduction of the reference voltage becomes stronger. This fact depends on the current density and steepness of the stressing impulse. The reason for this is given by thermomechanical stresses in the ceramic. They increase with the current steepness and the height of the varistor.

Results of stresses with multiple current pulses

In this part of the investigations only impulses with the waveshape 4/10 are used. Generally the impulse sequences consist of 6 single pulses. The time delays between them vary, but they are constant within one sequence. It is important that they don't exceed the limitations given by the adiabatic heating of the varistor disk. Due to the lower amplitudes and current steepnesses, the energy input into the ceramic material is the critical factor.

Several tests showed, that there is only little influence of the time delays between the impulses on the change of the characteristics. But with longer delay times the probability of a surface flashover increases. The rate of surface flashovers can be influenced by the coating material. It depends on its flashover field strength and the corresponding temperature coefficient.

If the current polarities change within one sequence, the influence on the characteristic of the varistor is connected with their temporal order. The last impulses are dominating. Smaller changes are obtained with alternating polarity. Depending on the energy content of the impulse sequence, an improvement of the characteristic can be realised. The power loss reduces as a result of a slight rise of the nonlinearity and asymmetries, caused by preceding impulses disappear. The reason for these phenomena which do not occur at single pulse stresses is the heating of the ceramic during the impulse sequence.

The results of these investigations show, that multiple pulse stresses don't cause larger damages than single pulses. Changes produced by an impulse current are not intensified by following identical impulses. They are even attenuated by multiple pulses where the time delays are too short for a cooling down of the ceramic.

Mechanical damages of the ceramic

As mentioned in one of the first paragraphs, stresses with impulse currents can also cause mechanical damages in the ceramic. There are three different kinds of cracks on the surface of the varistor – azimuthal, radial and axial, while it is not possible to connect them with amplitude, current steepness or energy content of the different stresses. Generally, cracks become larger with increasing current steepness, but it is hardly possible to classify them into severe and uncritical ones.

Another possibility to evaluate the energy capability of varistors is to determine the limit of a mechanical destruction of the ceramic. This is the most significant feature, but it is impossible to destroy varistor disks of larger diameters with the used current generators.

Conclusions

Measurements with varistors of different manufacturers show, that the changes in their V/I-characteristic differ. They depend on the chemical compound and the manufacturing process. But the tendencies, like the reduction of the reference voltage or the increasing asymmetry are always the same.

For the service operation of surge arresters it is important to know the influence of these changes on their energy absorption capability. Therefore the temperature development of new and aged varistors and silicone sealed arresters are tested at their operating voltage.

With dropping reference voltage of the varistors, an increase of the ceramic temperature due to the larger power dissipation can be observed. But even with damages in the characteristic that cause a reduction of the reference voltage of more than 15 % the thermal stability of the varistor and the silicone housed arrester was not endangered. These measurements have been carried out for ambient temperatures of 20 °C and 40 °C.

Normally, arresters stressed by overvoltages are loaded with their operating voltage immediately after the surge. Because of their heating, the leakage current and the power dissipation is increased. Additionally, the discharge current causes a further increase of leakage current due to the damage of the characteristic and the reduction of the non-linearity.

Experiments demonstrate, that the combination of the high ceramic temperature and the operating ac-voltage reduces the pulse stress induced increase of the power dissipation so that the varistor recovers and cools down.

Measurements of the reference data before and after the impulse stress and finally after the ac test show this recovery process that improves the damaged V/I-characteristic.

For both set-ups, the varistor with its electrodes and also the silicone sealed arrester, there is a limit of the ceramic temperature, at which a further increase causes thermal instability. This limit is for both setups at 320 °C.

But this value is only valid for this special arrangement. Larger arresters with reduced thermal diffusion through the electrodes will have a lower limit.

■ **Untersuchung und Modellierung elektrostatischer Entladungen (ESD) von elektrisch isolierenden Oberflächen**

Dipl.-Ing. Lutz Müller

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. Dr. h. c. K. Feser

Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. habil. F. M. Landstorfer

Tag der mündlichen Prüfung: 01.06.2004

Durch den zunehmenden Einsatz von Kunststoffen beziehungsweise kunststoffbeschichteten Materialien treten in der Praxis verschiedene Probleme durch die Auf- und Entladung dieser Isolierstoffe auf. Zwischen der aufgeladenen Oberfläche und geerdeten Objekten, die sich in der Nähe befinden oder angenähert werden, können elektrostatische Entladungen (ESD) stattfinden. Diese führen einerseits zu einer ungewollten Beeinflussung empfindlicher Elektronik in Geräten und Sensoren und zum anderen stellen diese impulsförmigen Entladungen eine Gefahr der Entzündung von Gasgemischen dar.

Die Auf- und Entladung von Isolierstoff-Oberflächen ist abhängig von den klimatischen Umgebungsbedingungen, wie relativer Luftfeuchtigkeit und Temperatur. Deshalb wurde der gesamte entworfene Messaufbau in einer Klimakammer untergebracht. Die untersuchten Ausgangsparameter sind die Flächenladungsdichte bzw. das Oberflächenpotential, der Entladungsabstand und das verwendete Material sowie dessen Dicke. Es wurde von einer ebenen und sauberen Anordnung der aufgeladenen Fläche ausgegangen. Auf der Rückseite stehen die Isolierstoffe in direktem Kontakt mit einer geerdeten leitfähigen Platte, wodurch um Größenordnungen höhere Flächenladungsdichten möglich sind.

Abhängig von den Ausgangsparametern können zwei Entladungsarten auftreten, die Büschel- und die Gleitstielbüschel-Entladung. Mit den vor und nach der Entladung gemessenen Flächenladungsdichte-Verteilungen auf der Oberfläche kann die sich entladende Fläche und die entladene Ladungsmenge bestimmt werden. Bei der Büschelentladung wird nur ein begrenzter Teil der Oberfläche entladen. Die entladene Ladungsmenge in einer dreidimensionalen Darstellung bildet die Form eines Kegels, mit dem Fußpunkt der Entladung im Zentrum. Die Büschelentladung kann bei höherem Aufladungspotential eine Gleitstielbüschel-Entladung einleiten, bei der viele Entladungskanäle auf der Oberfläche entstehen, die sich radial vom Entladungspunkt fortbewegen, verzweigen und somit eine große Fläche entladen. Diese Darstellung wird auch als Lichtenbergfigur bezeichnet. Durch die wesentlich größere entladene Fläche als bei der Büschelentladung ist die entladene Ladungsmenge und damit die im Funkenkanal umgesetzte Energie bei der Gleitstielbüschel-Entladung, um Grö-

Benordnungen größer. Die entladene Ladungsmenge sowie die umgesetzte Energie können mit dem gemessenen Entladungsstrom-Impuls berechnet werden.

Ein für die Praxis wichtiger Wert ist der Betrag des Oberflächenpotentials, bei dem die Büschel- in die Gleitstielbüschel-Entladung übergeht. Dieser wurde in Abhängigkeit von dem Material und dessen Dicke ermittelt und durch eine Funktion approximiert. Mit Kenntnis dieses Grenzauf Ladungs-Potentials kann man abschätzen, ob eine Gleitstielbüschel-Entladung, die ein wesentlich höheres Gefährdungspotential als die Büschelentladung aufweist, auftreten kann oder nicht.

Für den Bereich der Büschelentladungen wurden, ausgehend von den durchgeführten Messungen, Funktionen approximiert, welche den Entladungskegel und den Entladungsstrom-Impuls als Funktion der Ausgangsparameter beschreiben. Auch wenn aus einer Reihe von Messbeispielen, die zu den angegebenen Beschreibungsformeln führten, keine Allgemeingültigkeit abgeleitet werden kann, so sind die Approximationsformeln in der Praxis doch ein gutes Mittel, um schnell und ohne Messung die sich entladende Fläche, die dazugehörige entladene Ladungsmenge und die zu erwartende umgesetzte Energie im Funkenkanal abzuschätzen. Parallel hierzu wurde ein PSpice-Modell entwickelt, welches ebenfalls die Bestimmung der umgesetzten Leistung bzw. Energie während der Entladung ermöglicht.

Im Gegensatz zu den Untersuchungen bei Büschelentladungen, bei denen Parameterstudien für einige Parameter durchgeführt wurden, ist bei der Gleitstielbüschel-Entladung das prinzipielle Verhalten am Beispielmateriale PVC in Abhängigkeit vom Parameter Flächenladungsdichte untersucht worden. Anhand von Messungen an einem Kanal und der Betrachtung der zeitlichen Ausbreitung der Entladungskanäle wurden Kenngrößen für die Gleitentladung abgeleitet. Diese sind die mittlere entladene Flächenladungsdichte, der mittlere Radius der entladenen Fläche und die gesamte entladene Ladungsmenge. Die Abhängigkeit dieser Größen vom Parameter Flächenladungsdichte wurde ermittelt und mit approximierten Funktionen angegeben. Mit diesen Vorkenntnissen wurde ein einfaches Modell abgeleitet, welches die Bestimmung des Entladungsstromes und damit die Abschätzung der im Funkenkanal umgesetzten Energie ermöglicht. Die radiale Entwicklung der Entladungskanäle und die Startzeiten der einzelnen Kanäle sind statistisch auftretende Größen, die die Form des Stromimpulses erheblich beeinflussen. Die Voraussage der genauen Form des Stromimpulses und damit der umgesetzten Energie einer speziellen Messung ist deshalb nicht möglich. Für eine Abschätzung der maximal möglichen umgesetzten Energie ist das Modell jedoch gut geeignet.

■ Investigation and Modelling of Electrostatic Discharges (ESD) on Insulating Surfaces

Dipl.-Ing. Lutz Müller

Due to the increasing use of plastics or plastic-coated materials different kinds of problems, like charging and discharging, can occur. Insulating surfaces are considerably charged by material separation, flowing liquids or electrical fields. For this reason discharges can develop between the charged surface and a near grounded conductive object. These transient gas discharges discharge the insulating surface in a locally limited surface area. The value of the area of the discharged surface is dependent on some physical parameters. This value defines the value of the transported charge and consequently the value of the dissipated power and energy in the discharge channel.

On the one hand, this electrostatic discharges (ESD) can influence sensitive devices and systems. On the other hand, these discharges represent a risk to generate an ignition of gas-air mixtures.

In this work, the specific aspect of the ESD, *the discharge of charged insulating surfaces* is investigated in detail. Two kinds of discharges can appear depending on the value of the surface charge density, the brush discharge and the surface discharge. For the investigation of these discharges, a measurement setup was designed. With this measurement setup, the surface charge density before and after the discharge and the discharge current can be acquired. The measured discharged charge density and the measured discharge current are analyzed for several physical parameters. For the evaluation of the ESD danger potential an easy model and an estimation of the discharge phenomena of insulating materials are derived. A criterion of the evaluation of the danger potential is the dissipated power or the energy during the discharge, respectively.

Measurement setup

The charging and discharging of insulating materials depend on the climatic conditions, like the relative humidity and the temperature. Therefore, the experimental arrangement is set up in a climatic chamber for constant climatic conditions. The conditions for all measurements are 25 % to 30 % of relative humidity and 21 °C of temperature.

All components are controlled by a PC using a program written in the computer language C. The test object and the probes are moved by a scanning system, consisting of three linear guides, driven by three stepping motors. The test object is situated on the x-axis and the probe of the electrostatic voltmeter is situated on the y-axis. With this arrangement a two-dimensional recording of the charge distribution is possible. The x-y-coordinates are determined by the pulses of the stepping motor.

The test objects, plates and foils, can be charged using the corona discharge. Therefore, high voltage, provided by a DC-high-voltage-generator, is connected to a line of corona needles. These needles are shifted over the complete surface in a distance of 5 mm, producing an uniform distribution of the surface charge.

The surface charge density distribution is calculated from the potential on the test surface, which can be measured using an electrostatic voltmeter. When the scan is completed, a grounded electrode is moved step by step or continuously in z-direction to the charged surface until a discharge occurs. The pulse of the discharge current is measured by a shunt using a 1 GHz digital oscilloscope. Then, the new charge distribution is acquired.

Finally, the measured data are analyzed. With the acquired charge distribution values before and after the discharge the transported charge and the area of the discharged surface can be calculated. Additionally, the transported charge can be determined from the current pulse.

The theoretical maximum value of the surface charge density is 2.7 nC/cm^2 for an one-sided charged layer. Due to a conductive layer on the back side the surface charge density can be much higher, because an electric double layer arises. Due to the higher charge density a higher danger potential is possible. Therefore, only this configuration is investigated. Furthermore, only negative surface charge density have been studied, because this charging has a higher danger potential.

Characterization of the brush discharge

Between a charged insulating surface and a near grounded conductive object with a radius of curvature of some millimeter a brush discharge can occur. Brush discharges depend on some physical parameters and occur especially for a lower value of the surface charge density. Here, a limited area around the discharge point is discharged. The difference between the measured charge density before and after the discharge is the *discharged charge density*. In a three-dimensional view, this charge density has got the shape of a cone. The discharge point corresponds to the peak of the cone.

Parameter studies and approximation of the brush discharge

For this discharge pattern, the measured discharged charge density and the measured discharge current were investigated by parameter studies for the basic parameters *initial charge density*, *dielectric constant*, *thickness of charged foil* and *discharge gap length*.

In a first step, the discharged surface charge density and the discharge current were approximated. These functions depend on especially defined parameters. In the case of the discharged surface charge density these parameters are the *width* and the *maximum height* of the cone. For the discharge current, the parameters are the

maximum value of the pulse, the time constant of rise time and the value of the transported charge.

In a second step, measurements were carried out in order to describe the especially defined parameters as a function of the basic parameters *initial charge density, dielectric constant, thickness of charged foil and discharge gap length*. Thus, the discharged surface charge density and the discharge current are described by the basic parameters.

By using the discharge current and the spark law of Rompe and Weizel, the dissipated power and the energy during the discharge can be calculated. Therefore, the estimation of the dissipated power and energy depending on the basic parameters and the evaluation of the danger potential is possible, without carrying out a measurement.

Modeling of the brush discharge

Parallel to the approximation of the brush discharge an easy PSpice model for the discharge phenomenon of insulating materials was developed. The basis therefore is the geometrical setup and the parameter studies on the discharged charge density and the measured discharge current. The setup consists of the insulating surface with a groundplane on the back side and a sphere, that is also connected to the ground potential. The insulating foil is represented by a capacitance. For the simulation, this capacitance is divided into several capacitances, which represent the different areas of the insulating surface. The spark gap is realized with a switch. This element can be interpreted as a time varying resistance. The cable between the sphere and the back side of the insulating surface is taken into consideration by an inductance.

The values of these elements are determined using the already mentioned parameter studies with the discharged charge density and the measured discharge current. The results are equations, which described the values of the elements depending on the basic parameters. With this model the estimation of the dissipated power and energy depending on the basic parameter is possible.

Transition from the brush discharge to the surface discharge

For a higher surface charge density, the discharge pattern changes from the brush discharge to the surface discharge. The start condition for a surface discharge can be a brush discharge. In the case of a brush discharge, a limited area around the discharge point is discharged. This discharge shorts the charged surface to the ground plane. At the boundary between the discharged and the still charged area a high tangential electric field strength on the surface arises. If the electric field strength is higher than a critical value a surface discharge can follow.

The decisive parameter for the development of surface discharges is the tangential electric field strength. Therefore, the tangential electric field strength along the sur-

face was investigated as a function of the *initial surface charge density*, the *foil thickness* and the *discharge length*. For the material PVC, a *critical value* of the tangential electric field strength in the range of 16 kV/cm to 20 kV/cm was determined.

Another important point is to find the value of the surface charge density or the surface potential, which defines the transition from the brush discharge to the surface discharge. For the determination of the *transition value*, measurements were carried out depending on the *thickness* and the *dielectric constant* of the foil. The initial surface potential was increased step by step until at least one small surface discharge channel occurred. The result is a function, which describes the transition value of the initial surface potential depending on the parameters.

Characterization of the surface discharge

When the tangential electric field strength reaches a critical value a surface discharge can follow a brush discharge. This is possible for values of the surface charge density that are higher than the transition value. The surface discharge discharges a much larger surface area than the brush discharge. Also, the value of the transported charge and consequently, the value of the dissipated power and energy in the spark gap is much higher.

The surface discharge channels start near the discharge point and move star-shaped radial outwards. With increasing distance from the discharge point the channels can branch themselves. Furthermore, the main channels can branch at points between the discharge point and the head of the main channels. These branches are rather short compared to the main channels. The paths of propagation on the surface are statistically distributed. In the past, this arising figure was referred to as a *lichtenberg figure*.

The discharge phenomena are investigated by the example of the material PVC. The comparison of the discharge current pulse for some measurements shows, that even with constant initial conditions the shape and the rise time of the current pulse *can be different*. The reason therefore is that the surface discharge channels start at different times. When the scattering of the inception time of the channels is low the rising pulse edge is smooth and steep. For high scattering of the inception time the rising edge is stepped and less steep. Therefore, the shape is defined through the statistical distribution of the inception time of the several discharge channels.

Therefore, it is very difficult and not necessary to simulate each single discharge channel. A simplification of the complex and statistical surface charge distribution is needed.

Characteristic quantity of the surface discharge

One possibility for a simplified approach to this problem is the use of the *average discharged surface charge density in an annulus* around the discharge point. To determine this density, the difference of the measured surface charge density before

and after the discharge is calculated. The result is the discharged surface charge density. From this density the average value within the area of the annulus is calculated. For the simulation, the so determined values of the average discharged surface charge density as a function of the radius of the annulus was approximated by functions.

Another characteristic quantity of the surface discharge are the transported charge and the average radius of the discharged surface area. These quantities can be derived from the average discharged surface charge density and were described by functions.

Modeling of the surface discharge

Two possible simulation models were investigated. In the case of the first model, the different inception time of the discharge channels was neglected and only *the radial propagation* of the discharge channels was considered. For the modeling of the surface discharge the model for the brush discharge was extended. The base for the simulation is the value of the average discharged surface charge density in an annulus. The rather slow and approximately linear rising edge of the surface discharge current can be explained by a continuous addition of surface elements, whereas one element represents one annulus. One element consists of a spark gap, a resistance and a capacitance. The selected step size for the annulus and the radius of the discharged surface area defines the necessary number of elements for the simulation. The parameters of the elements are defined using the geometrical setup and the average discharged surface charge density in an annulus.

For the second model, the radial propagation of the discharge channels was neglected and the *different inception time of the discharge channels* was considered. The base for this simulation was a typical discharge current of one discharge channel. This current was measured with a specific setup, which divided the surface in sectors. For this kind of model, the additional part consists of several elements which are connected in parallel. One element represents one discharge channel. Again, one element consists of a spark gap, a resistance and a capacitance. Here, the parameters of the elements were defined using the geometrical setup and the typical discharge current.

To verify these models two measurements with different current pulse shapes were simulated. The comparison of the simulated and the measured discharge current pulses show a good agreement. In the first case, the different pulse shapes are achieved by varying the start time of the elements of the annulus. In the second case, the start time of the channels was varied.

This simulation shows that the discharge current of the surface discharge can be reproduced with both models. But in practice a worst case consideration is interesting. Therefore, no specific values for the start time of the elements of the annulus and the

start time of the channels are used, but worst case conditions. In this configuration the estimation of the dissipated power and energy and the evaluation of the danger potential is possible.

Conclusion

In this work, the specific aspect of the electrostatic discharge (ESD), *the discharge of charged insulating surfaces* was considered. Therefore, the two kinds of discharges, the brush discharge and the surface discharge, were investigated in detail.

By using the approximated functions of the brush discharge the discharged surface charge density and the discharge current can be calculated depending on the basic parameters. The estimation of the dissipated power and energy and the evaluation of the danger potential is possible without carrying out a measurement. With the derived PSpice model for the brush discharge it is possible, too.

The value of the surface potential where the discharge pattern changes from the brush discharge to the surface discharge was determined. A function, that depends on some parameters, describes this transition value.

In the case of the surface discharge, the discharge phenomena are investigated by the example of the material PVC. Here, with both developed models the estimation of the dissipated power and energy and the evaluation of the danger potential is possible.

- **Effiziente Methoden zur Untersuchung der Wechselwirkung medizinischer Geräte bei Verkopplung über den menschlichen Körper**

Dipl.-Ing. Markus Schick

Hauptberichter:	Prof. Dr.-Ing. habil. F. M. Landstorfer
Mitberichter:	Prof. Dr.-Ing. Dr. h. c. K. Feser
Tag der mündlichen Prüfung:	03.11.2004

5. FORSCHUNGSARBEITEN

Das Institut befasst sich in seinen Forschungsarbeiten schwerpunktmäßig mit Themen, die zur Sicherstellung einer zuverlässigen Energieversorgung beitragen. Dabei werden hochspannungstechnische Aufgaben auf dem Gebiet der Isolationsfestigkeit genauso bearbeitet wie Themen, die den Einsatz der Informationstechnik in der Energieversorgung und in der Hochspannungstechnik betreffen. Ein besonderer Schwerpunkt der Forschungstätigkeit ist die Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) bei energietechnischen und elektronischen Systemen.

Arbeitsgebiet: Schutz und Überwachung von Betriebsmitteln

Der Betrieb der Übertragungsnetze über Bemessungsgrenzen und projektierte Lebensdauer der Betriebsmittel hinaus bedingt eine genauere Überwachung des Betriebszustandes, um die Versorgungssicherheit weiter zu gewährleisten (Life Cycle Management). So werden zum einen die für die einzelnen Betriebsmittel notwendigen Diagnoseverfahren entwickelt und verbessert, um z. B. die Restnutzungsdauer vorhersagen zu können. Zum anderen werden anlagenübergreifende Instandhaltungsstrategien entwickelt (Asset Management)

Weiterhin erfordert der vermehrte Einsatz von Mikrorechnern für den Schutz und die Überwachung von Betriebsmitteln die Entwicklung und Analyse von Algorithmen, die speziell auf die Digitaltechnik zugeschnitten sind. Am Institut wurden in den letzten Jahren adaptive Verfahren für den Schutz von Freileitungen, Kabeln und Transformatoren entwickelt. Momentan werden neuartige Methoden zur Überwachung von Transformatoren und SF₆-Anlagen entwickelt.

Als zusätzlicher Schwerpunkt in diesem Arbeitsgebiet werden Themen zur Isolationskoordination bearbeitet, z.B. der optimale Einsatz von Ableitern speziell bei sehr steilen Überspannungsvorgängen. Hierzu werden experimentelle Untersuchungen zum Ansprechverhalten von ZnO-Ableitern durchgeführt und Fragen der Lebensdauer dieses Ableitermaterials bei sehr steilen Vorgängen untersucht.

Arbeitsgebiet: Hochspannungsprüf- und -messmethoden

Am Institut werden moderne Messmethoden zur Erfassung hoher Stoßspannungen und schnellveränderlicher elektromagnetischer Felder untersucht und weiterentwickelt. Besondere Schwerpunkte sind Untersuchungen zur Genauigkeit von Hochspannungsmessungen und die Erfassung der Messgrößen mittels digitaler Messgeräte mit eingebauter Intelligenz. Zu einem besonderen Schwerpunkt hat sich in den letzten Jahren die Teilentladungs-(TE)-Messtechnik entwickelt. Wir beschäftigen uns hier vor allem mit fortschrittlichen Verfahren der Störgrößenunterdrückung, mit der akustischen TE-Messtechnik und mit der UHF-Methode zur Erfassung und Ortung von TE.

Arbeitsgebiet: Gasförmige Isolierstoffe

Aus ökologischen und ökonomischen Gründen wird seit längerem untersucht, das reine SF₆ als Isoliermedium in metallgekapselten gasisolierten Schaltanlagen (GIS) durch SF₆-Mischungen und alternative Isoliergase zu ersetzen. Für die Auswahl eines umweltfreundlichen und wirtschaftlichen Gases, sowie für die dielektrische Auslegung der GIS, sind Schott- bzw. Stützisolatoren von großer Bedeutung. So wird an Modellanordnungen mit typischen Fehlstellen die elektrische Festigkeit von verschiedenen Gasgemischen untersucht. Weiterhin ist für technische Isolieranordnungen die Kenntnis des Einflusses der atmosphärischen Bedingungen auf die Spannungsfestigkeit von großer Bedeutung. An Modellanordnungen wird deshalb der Einfluss der Feuchtigkeit und der Temperatur auf die Durchschlagfestigkeit bei verschiedenen Spannungsbeanspruchungen untersucht.

Arbeitsgebiet: Elektromagnetische Verträglichkeit

Das Gebiet der Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) ist am Institut seit vielen Jahren einer der wesentlichen Schwerpunkte. Begonnen haben diese Aktivitäten mit der Erzeugung und Messung elektromagnetischer Feldimpulse mit extrem hohen Amplituden und sehr kurzen Anstiegszeiten. Dabei stand die Nachbildung von NEMP, LEMP und die Simulation von Trennerschaltungen in SF₆-Anlagen im Vordergrund. Neuere EMV-Forschungsarbeiten befassten sich mit schnellen Emissionsmessverfahren im Zeitbereich (FEMIT: **F**ast **E**mission **M**easurement in **T**ime Domain) und mit der Modellierung und messtechnischen Untersuchung von elektrostatischen Entladungen von Kunststoffoberflächen.

Die momentan laufenden Forschungsarbeiten sind im Bereich der Automobil-EMV angesiedelt. Eine Arbeit befasst sich mit Korrelationsbetrachtungen zwischen im Automobilbereich üblichen Komponentenmessverfahren und den EMV-Messungen an Gesamtfahrzeugen. Eines der Ziele dabei ist, durch Messungen an einzelnen Fahrzeugkomponenten (z.B. Steuergeräten) auf das spätere Verhalten dieser Komponenten im Fahrzeug zu schließen. Eine weitere Arbeit befasst sich mit der EMV von Fahrzeugbordnetzen. Durch neue elektrische Aggregate in modernen Fahrzeugen können neuartige impulsartige Störgrößen verursacht werden, welche für alle an diesem Bordnetz betriebenen Baugruppen u.U. Störgrößen darstellen, die durch die bisherigen EMV-Prüfverfahren nicht abgedeckt sind. Ziel dieser Arbeit ist es, diese Störgrößen zu erfassen und zu klassifizieren und auch neue Messtechnik zu entwickeln, mit deren Hilfe diese sporadisch auftretenden Störgrößen im Fahrzeug sicher und ohne wesentliche Störbeeinflussung aufgezeichnet werden können.

Nicht unerwähnt bleiben sollten die Aktivitäten auf dem Gebiet der potentialfreien Messung elektrischer und magnetischer Felder. Seit mehreren Jahrzehnten waren Mitarbeiter unseres Instituts auf diesem Gebiet erfolgreich tätig. In jüngster Zeit wurden auch hier weitere Neuentwicklungen gemacht, wobei der Einsatz neuartiger VCSEL Laserdioden mit sehr geringem Stromverbrauch im Vordergrund stand.

- **Anwendung numerischer Simulationssoftware für die thermische Berechnung und Auslegung von ONAN-gekühlten Transformatorenwicklungen**

Dipl.-Ing. Enzo Cardillo

In der langen Geschichte des Transformatorenbaus hat sich das ölprägnierte Papier für die Wicklunsisolation bewährt. Dies liegt daran, dass die dielektrischen Eigenschaften - was die Beherrschung der elektrischen Feldstärke anbelangt - den benötigten Anforderungen gerecht werden. Auch die guten mechanischen Eigenschaften sprechen für eine Verwendung im Isolationssystem von Transformatoren. Aber dennoch gibt es einige unerwünschte Merkmale der Öl-Papier-Isolation. Das Papier ist einem ununterbrochenen, irreversiblen Abbauprozess der Zellulose-Moleküle unterworfen. Dieser Zellulosezerfall hängt hauptsächlich von drei verschiedenen Mechanismen ab: Hydrolyse, Oxidation und Pyrolyse. Die verantwortlichen Katalysatoren der jeweiligen Alterungsprozesse sind Wasser, Sauerstoff und Wärme. Insbesondere ist die Wärmeerzeugung innerhalb der Wicklung unvermeidbar, da sie infolge der Transformatorbelastung und den nicht verschwindenden ohmschen Widerständen aller verfügbaren und kommerziell akzeptablen Leitermaterialien stets erzeugt wird. Der Einfluss der thermischen Verhältnisse auf die Alterung der Öl-Papier-Isolation wird durch das Gesetz von Montsinger beschrieben. Es liegt auf der Hand, dass die thermischen Belastungen betrachtet werden müssen, um sowohl einen Langzeitbetrieb als auch einen sicheren momentanen Transformatorbetrieb gewährleisten zu können.

Bis jetzt greifen alle Transformatorenhersteller auf ihren großen Erfahrungsschatz im Wicklungsdesign zurück, um die erforderlichen thermischen Qualitätszielsetzungen zu erfüllen. Dieser lässt sich auf bekannte Wicklungsdesigns und Kühlölkanal-Konfigurationen übertragen, wofür zahlreiche Messergebnisse aus Prüffeld – Wärmeläufen als Basismaterial für die Neuberechnungen vorhanden sind. Die Probleme entstehen jedoch, wenn das Wicklungsdesign geändert werden muss oder wenn der Designprozess, z.B. in Bezug auf Materialkostenersparnis, optimiert werden soll. Der Ingenieur kann diese Maßdaten nicht für die neue Wicklungsauslegung verwenden. Andererseits sind aber auch die grundlegenden Beziehungen, die die Wärmeübertragung beschreiben, zu komplex, um auf reale Transformatorwicklungen angewendet werden zu können. Die Gleichungen (1) bis (3) beinhalten den Energieerhaltungssatz, die Massenbilanzgleichung und den Impulssatz. Da die letzte Differentialgleichung nichtlinear ist, gibt es für die meisten praktisch interessanten Problemstellungen keine geschlossene analytische Lösung, insbesondere nicht für Wärmeübertragung durch Naturkonvektion.

- **Application of numerical simulation software for thermal calculation and design of ONAN – cooled transformer windings**

Dipl.-Ing. Enzo Cardillo

During the long time of transformer construction the oil – impregnated paper has proven itself for winding interturn insulation since its dielectric properties match close to the requirements of electric field strength withstand. Also the availability of good mechanical characteristics counts for the use in transformer insulation systems. But nevertheless there are some objectionable traits of the oil - paper insulation. There exists a continuous irreversible degradation process of the cellulose molecules. This depends mainly on three mechanisms: hydrolysis, oxidation and pyrolysis. The responsible catalysts of those degrading processes are water, oxygen and heat. Particularly the heat generation inside the winding is unavoidable since heat is produced due to the transformer loading and the non evanescent ohmic resistances of all available and commercially acceptable conductor materials. The influence of the thermal conditions to the insulation ageing is expressed by the law of Montsinger. It is obvious that thermal stress has to be considered in order to guarantee a long lifetime as well as an assured instantaneous transformer operation.

Up to now all transformer manufacturers resort to their great experience in winding construction and design to achieve the required thermal quality objectives. This works for known winding designs and cooling duct arrangements if numerous measurements obtained from test field heat run tests are present. But the problems arise when the winding design has to be modified and when the design process has to be optimized e.g. in respect of saving material costs. The engineer cannot use the measurement data for new winding designs. On the other hand the general physical formulation of heat transfer is too complex to apply it to real transformer winding geometries. The equations cover the law of energy conservation, mass continuity and momentum balance. Since the last one is nonlinear an analytical solution is not available for interesting practical problems, e.g. for buoyancy driven fluid flow.

$$l \left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) - r \cdot c \left(u \frac{\partial T}{\partial x} + v \frac{\partial T}{\partial y} + w \frac{\partial T}{\partial z} \right) + q = 0 \quad (1)$$

$$\frac{\partial r}{\partial t} + \frac{\partial(rv_x)}{\partial x} + \frac{\partial(rv_y)}{\partial y} + \frac{\partial(rv_z)}{\partial z} = 0 \quad (2)$$

$$r \cdot dV \left(u \frac{\partial u}{\partial x} + v \frac{\partial u}{\partial y} + w \frac{\partial u}{\partial z} \right) = \sum dF_x \quad (3)$$

Ein Ansatz zur Lösung der Gleichungen liegt in der Anwendung von numerischen Methoden. Dafür sind zahlreiche Softwarepakete auf dem Markt verfügbar, die alle - was die Behandlung von praktischen Problemen betrifft - sehr vielversprechende Aussagen treffen. Hier wurde das ANSYS-Flotran- Softwaretool benutzt. Um zu untersuchen ob die vorliegende Software für das oben beschriebene Problem passend angewendet werden kann, wurde der Ansatz unternommen, einen Versuchsaufbau, mit dem einige Wärmeläufe durchgeführt worden sind, zu modellieren. In Fig. 1 ist der Versuchsaufbau und die Versuchswicklung abgebildet. Das dazugehörige geometrisch vereinfachte Modell und ein Teil der Vernetzung ist in Fig. 2 dargestellt. Nach der Geometrieerstellung und der Vernetzung wurden zahlreiche Berechnungen durchgeführt. Da bei Problemen mit natürlicher Konvektion die Konvergenz stets kritisch ist, mussten zahlreiche Solver -Einstellungen angepasst werden. Ein Ergebnis der Simulation ist in Fig. 3 in Form eines Temperaturplots dargestellt. In Tab. 1 sind die aus dem Experiment gewonnenen Messwerte den berechneten Simulationsergebnissen gegenübergestellt.



Fig. 1: Versuchsaufbau (links) und untersuchte Scheibenwicklung (rechts)
Experimental setup (left) and examined test winding (right)

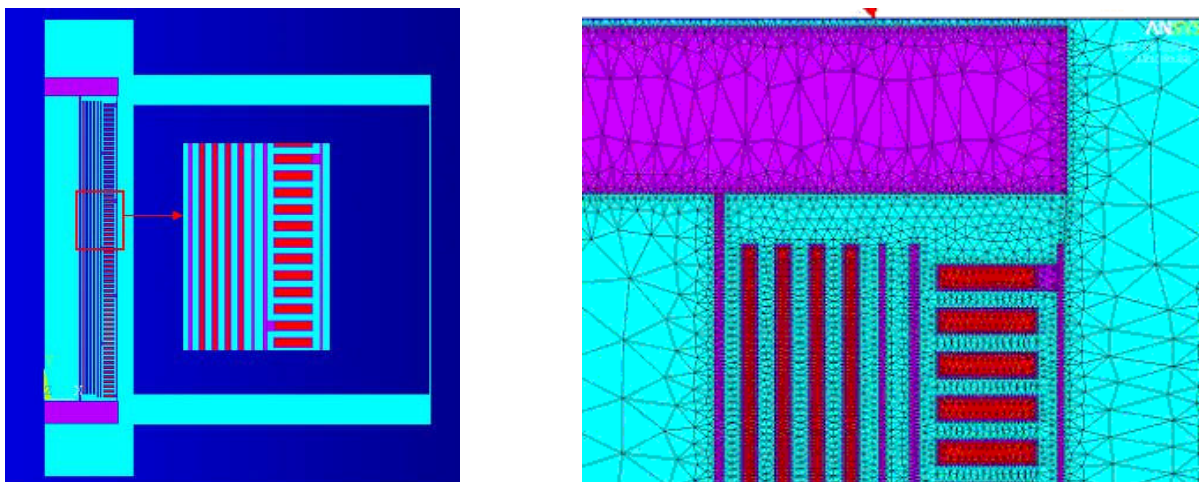


Fig. 2: Geometrie des Simulationsmodells (links) und vernetzter Ausschnitt
Total model geometry (left) and meshed part of the winding model

One approach is to solve the governing equations by numerical methods. Numerous software packages are on the market available promising to be capable to solve all kinds of practical questions. Here the software package of ANSYS - Flotran was used. To check whether the software is suitable to deal with the above described problem the attempt was made to model an existing test – setup whereby several heat run tests have been performed. Therefore the experimental setup and the test winding which is shown in Figure 1 had to be modelled. The according model geometry with included simplifications in order to save computational resources is shown in Figure 2. After establishing the model geometry and meshing it the calculation process was started. Since there occurred some convergence problems during the iterative solution process, adequate solver settings and meshing techniques had to be applied and tested. One final solution of the analysis is shown in Figure 3. As expected the hottest temperatures emerge in the upper third of the winding. In Table 1 the numerical values of calculated temperatures and the appropriate measured ones are opposed to each other.

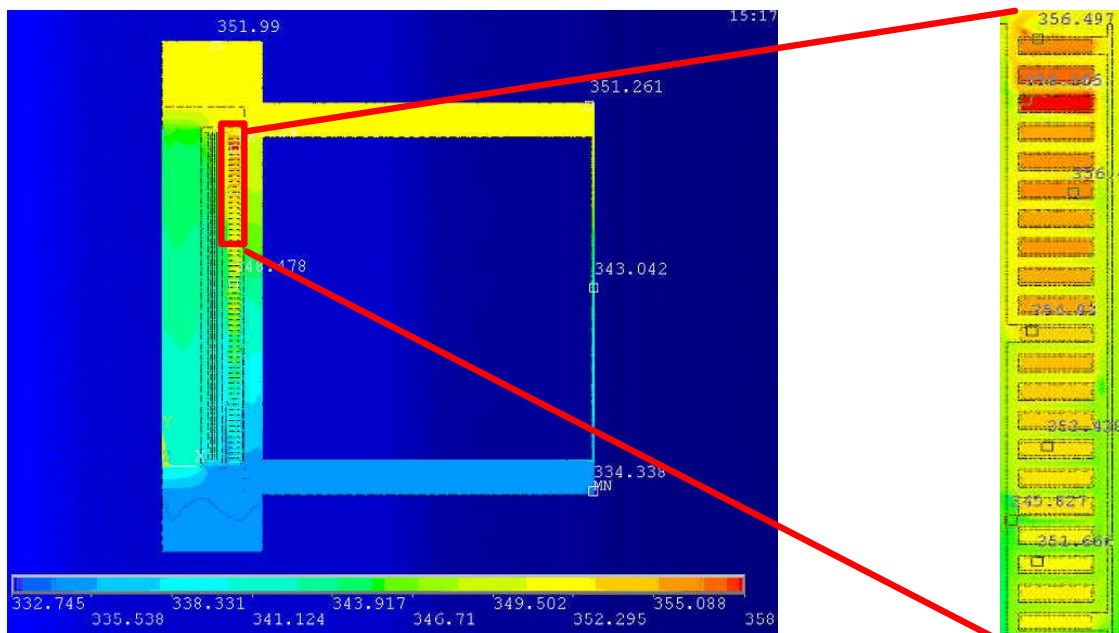


Fig. 3: Temperature field solution for the whole arrangement and in detail for the upper part of the winding (right)
Temperaturverteilung für die gesamte Anordnung und in Detailansicht für den oberen Teil der Wicklung

$P_{\text{loss}}=1681[\text{W}]$	$T_{\text{Oil.bottom, K (}^{\circ}\text{C)}}$	$T_{\text{Oil.middle, K (}^{\circ}\text{C)}}$	$T_{\text{Oil.top, K (}^{\circ}\text{C)}}$	$T_{\text{Cu.middle, K (}^{\circ}\text{C)}}$
Measured	327	342	357	353
Simulated initial temperature 333[K], after ~23000 iterations	333	343	352	348.5

Tab. 1: Comparison of simulated and measured temperatures in dedicated points
Vergleich der simulierten und gemessenen Temperaturen

Adaptiver Differentialschutz für Phasenschiebertransformatoren

Dipl.-Ing. Tammam Hayder

Das Konzept des adaptiven Schutzes hat sich als leistungsfähige Funktion erwiesen, die eine entscheidende Verbesserung der Empfindlichkeit und Zuverlässigkeit des Schutzsystems bringt. Durch die Selbstanpassung an die Einsatzbedingungen vereinfacht sich auch die Parametrierung der Geräte für die Netzbetreiber.

Bei Regeltransformatoren ermöglicht die adaptive Anpassung der Primär- und Sekundärströme als Funktion der Stufenschalterstellung die Erfassung von stromschwachen Fehlern, was zur Verbesserung der Versorgungszuverlässigkeit und der Reduzierung der Instandhaltungskosten führt.

Phasenschiebertransformatoren (PST) sind Regeltransformatoren, die zur Steuerung des Wirkleistungsflusses, basierend auf der Veränderung des Winkels zwischen den Primär- und Sekundärspannungen, geeignet sind.

Eine wichtige Bauform der Phasenschiebertransformatoren ist der Symmetrische Doppelkern PST, welcher aus Erreger- und Serieneinheit besteht. Die Sekundärwicklung des Erregertransformators (LV) ist die Regelwicklung. Sie ist genauso wie die Primärwicklung (HV) in Y geschaltet. Die Primärwicklung des Serientransformators (HV) ist längs in die Leitung geschaltet. Die Sekundärseite der Serieneinheit (LV) ist in ? geschaltet und mit der LV-Erregereinheit wie in Fig. 1 verbunden.

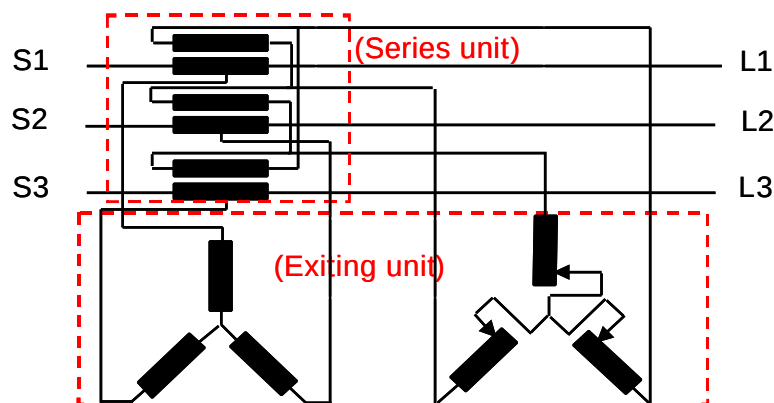


Fig. 1: Schaltplan des symmetrischen Doppelkern PST
Circuit diagram of a symmetrical dual core PST

Diese Art von Transformatoren benötigt ein spezielles Schutzschema, weil die Stromdifferenz zwischen Primär- und Sekundärseite bei der Endstellung des Stufenschalters einen hohen Wert erreicht. Es werden mehrere Tests durchgeführt, um die Schaltung und das Übersetzungsverhältnis der vorhandenen Stromwandler zu bestimmen und die Relais zu parametrieren. Die komplexe PST-Schaltung kann auf eine äquivalente Schaltung reduziert werden, die aus dreiphasigen Zweiwicklungstransformatoren besteht.

■ Adaptive Differential Protection for Phase Shifting Transformers

Dipl.-Ing. Tammam Hayder

The concept of an adaptive protection system emerged as a powerful addition which provides a significant improvement in the overall performance of power system protection and control concerning reliability, sensitivity and simplification of relay settings for network operators. The new developments in digital protection and improved communication systems offer the possibility of greatly expanding adaptive protection algorithms

For regulating transformers an adaptive current-balance of primary- and secondary currents on the transformer in relation to the tap changer position allows the early detection of low-current faults (short-circuits of a pair of windings) and to give a warning message. This is an important issue on the way to improve the reliability of energy supply and reduces the cost of maintenance activities.

Phase shifting transformers (PST) are regulating transformers especially for controlling the real power flow in transmission lines and subordinate systems based on varying the phase angle between the source and load voltages. It can already be seen that the demand for this type of transformer application is growing with the liberalization of the electricity market and the separation of power generation and power transmission.

A very important design of a phase shifting transformer is the symmetrical dual core PST, which consists of exciting- and series unit. Fig. 1 shows the circuit diagram of such a transformer. The exciting unit is equipped with a fully tapped LV winding per phase which is connected in Y as is the HV winding itself. The series unit consists of a center-tapped HV winding per phase connected into the transmission path. The center-tapping is connected with the HV winding of the exciting unit. The LV winding of the series unit of phase 1 is connected between phases 2 and 3 of the LV windings of the exciting unit.

This type of transformer requires a special protection scheme to keep an acceptable sensitivity because the current difference between the source and load currents achieves a very high value at the full tap changer position (for a PST with a phase angle difference of 25° the current difference would be about 43% of the rated current). Several examinations are carried out to determine the CT connection and ratio requirements and to adjust the relays.

A general theoretical analysis enables the reduction of the complex PST circuit of an equivalent circuit consisting of a three-phase two winding transformer. The developed model is simple and suitable for adaptive balance of the source- and load current, which could lead to improve the sensitivity and to make the design of the protection systems easy.

Das abgeleitete Modell ist einfach und für die adaptive Anpassung der Primär- und Sekundärströme geeignet.

Ableitung des Modells

Die Ersatzschaltung des PST besteht aus den Ersatzschaltbildern des Erreger- und Serientransformators. Der Serientransformator wird durch zwei mit den Rückseiten aneinander geschalteten identischen Transformatoren und die Erregereinheit durch eine gesteuerte Spannungsquelle mit einer Impedanz ersetzt. Die weitere mathematische Bearbeitung führt zu dem einfachen Transformator mit dem folgenden komplexen Übersetzungsverhältnis:

$$\underline{\dot{U}} = A \cdot e^{jj} \quad \text{wo bei: } A = \frac{n_1 \cdot n_3}{\sqrt{3} \cdot n_2 \cdot n_4 \cdot \left(1 + \frac{n_1^2 \cdot n_3^2}{3 \cdot n_2^2 \cdot n_4^2}\right)^{1/2}} \quad \text{und} \quad j = \arctan\left(\frac{-\sqrt{3} \cdot n_2 \cdot n_4}{n_1 \cdot n_3}\right)$$

n_1 und n_2 sind die Windungszahlen der HV- und LV-Wicklungen des Erregertransformators, n_3 und n_4 sind die Windungszahlen der HV- und LV-Wicklungen des Serientransformators.

Simulationsergebnisse und Schlussfolgerung

Um die Verbesserung der Schutzempfindlichkeit zu zeigen, wurde ein PST mit folgenden Nenndaten mit dem Programm ATP-EMTP simuliert: 240/320/400 MVA, Phasenverschiebung – 40° bis + 40°, Serieneinheit 91.41/66.96 KV (HV-Wicklung ist die Regelwicklung mit 192 Wicklungen und 16 Stufenschalterstellungen) und Erregereinheit 230/38.66 KV.

Die Simulationsergebnisse sind in Fig. 2 dargestellt. Die signifikante Verbesserung der Empfindlichkeit ist deutlich und regt die Anwendung dieser Methode auch bei anderen Regeltransformatortypen an.

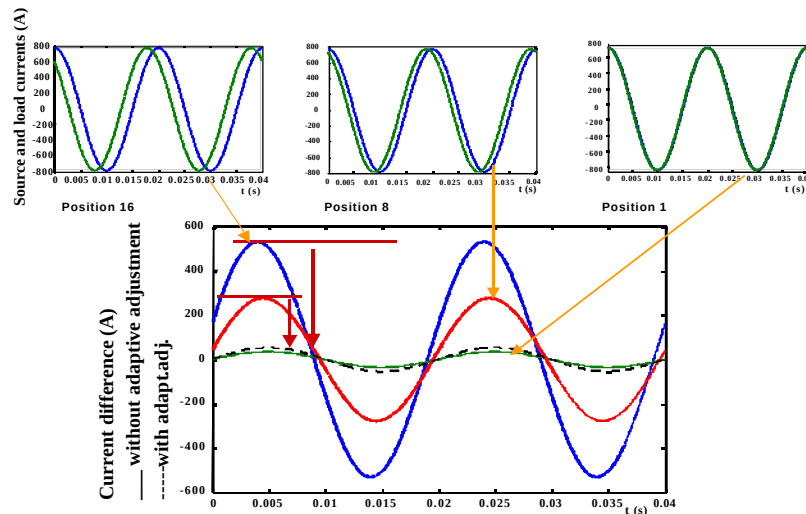


Fig. 2: Reduzierung der Stromdifferenz bei adaptiver Anpassung der Ströme
Reduction of difference current by adaptive adjustment of the currents

Derivation of the model

For the derivation of the model an equivalent circuit diagram for the PST can be determined. This diagram consists of the equivalent circuit diagrams of the exciting- and series transformer. Since the HV winding of the series transformer is tapped in the middle, the series unit arrangement can be replaced by two identical transformers with their LV windings connected back to back. The exciting transformer can be replaced as a controlled voltage source with an impedance. The further mathematical handling of this equivalent circuit diagram leads to a simple three-phase two-winding transformer (Fig. 2) with a complex ratio of turns of:

$$\underline{\ddot{U}} = A \cdot e^{jj} \quad \text{with: } A = \frac{n_1 \cdot n_3}{\sqrt{3} \cdot n_2 \cdot n_4 \cdot \left(1 + \frac{n_1^2 \cdot n_3^2}{3 \cdot n_2^2 \cdot n_4^2} \right)^{1/2}} \quad \text{and} \quad j = \arctan \left(\frac{-\sqrt{3} \cdot n_2 \cdot n_4}{n_1 \cdot n_3} \right)$$

n_1 and n_2 are the number of turns in the HV and LV of the exciting transformer, n_3 and n_4 are the number of turns in the HV and LV of the series transformer.

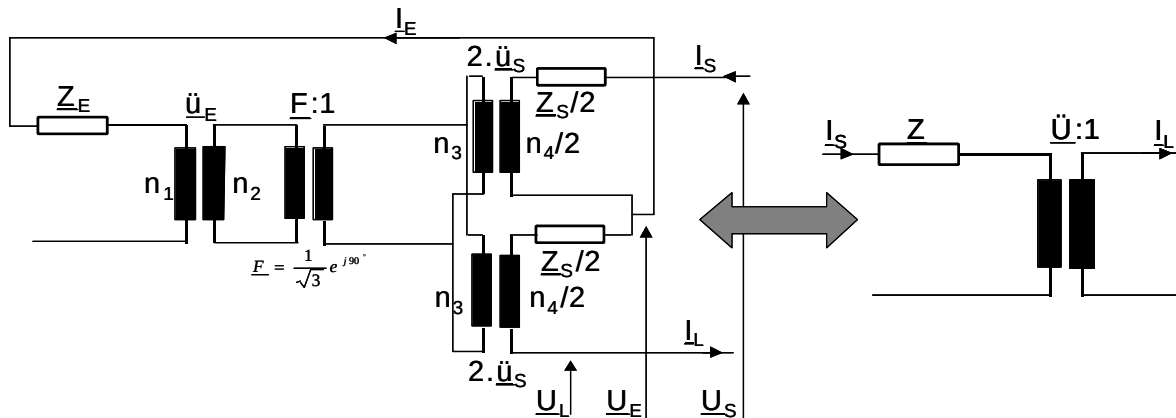


Fig. 3: Eiphasiges Ersatzschaltbild des PST
Single phase equivalent circuit of the PST

Simulation results and conclusions

To show the improvement of sensitivity of the protection a PST has been analyzed with the simulation program ATP-EMTP. The transformer has following ratings: 240/320/400 MVA, angle variation is -40° to $+40^\circ$, series unit 91.41/66.96 KV (HV winding is a tap winding with 192 turns and 16 tap positions) and exciting unit 230/38.66 KV.

The results of the simulation are shown in Fig. 2. The advantage of the adaptive algorithm is obvious. This significant improvement concerning the sensitivity encourages the usage of this method for other types of regulating transformers. That enables the development of an universal protection concept for regulating transformers, which brings more sensitivity and simplification of the differential protection design.

■ Ortung von Teilentladung (TE) in gasisolierten Schaltanlagen (GIS)

Dipl.-Ing. Stefan Hoek

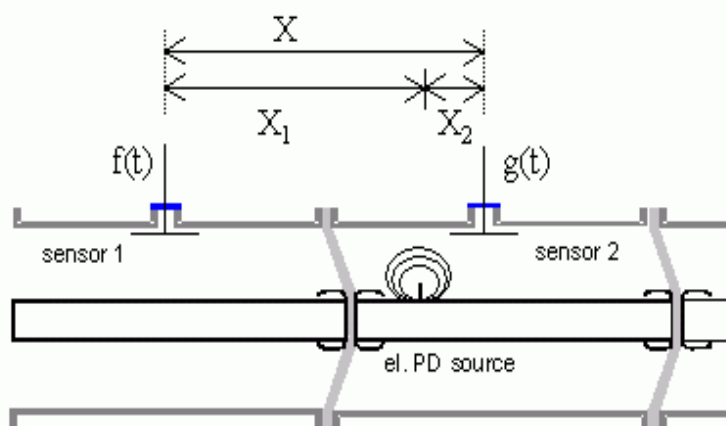
In Zeiten der Liberalisierung des Energiemarktes ist es sehr wichtig für einen Energieversorger, die Kosten zu reduzieren. Daher ist eine zustandsabhängige, effektive und schnelle Instandhaltungsstrategie notwendig. Für den Betrieb von GIS ist eine empfindliche TE-Detektion und eine schnelle und exakte Ortung vorteilhaft. Dieser Bericht beschreibt die Möglichkeiten, mit UHF-Sensoren im Zeit- oder im Frequenzbereich zu messen.

TE-Ortung in GIS

Der sehr schnelle elektrische Puls mit Anstiegszeit unter 1 ns, erzeugt durch die TE-Quelle, breitet sich in alle Richtungen in der GIS aus. Eine einfache und anschauliche Möglichkeit der Ortung ist die Messung im Zeitbereich. Mit der Time-of-flight (Laufzeitdifferenzen)-Messung ist eine TE-Ortung möglich. Eine andere Methode benutzt den Frequenzbereich. Die Interferenz-Phänomene zweier überlagerter Sensorsignale geben Aufschluss über die Zeitverzögerung der Signale untereinander.

Laufzeitdifferenzen-Messung (Time-of-flight)

Bei der Laufzeitdifferenzen-Messung wird der Ort der TE-Quelle durch die Zeitdifferenz ermittelt, die sich durch das verzögerte Eintreffen der Wellen an zwei verschiedenen Sensoren ergibt (siehe Fig. 1). Die Zeitdifferenz Δt liegt im Allgemeinen im Bereich von einigen 10 ns. Daher wird ein schnelles digitales Oszilloskop für die Messung benötigt. Bei unterschiedlichem Signal-zu-Rausch-Verhältnis der beiden Signale ist die Messung der Zeitdifferenzen nicht immer einfach.



$$X_1 = \frac{X - (X_2 - X_1)}{2} = \frac{X - J_c \cdot \Delta t}{2}$$

Fig. 1: TE-Lokalisierung mit Laufzeitdifferenzen-Methode und Berechnung von X1
PD location by time-of-flight measurement and calculation of X1

■ Partial discharge (PD) locating in gas-insulated switchgear (GIS)

Dipl.-Ing. Stefan Hoek

In times of liberalisation of energy market it is very important for an utility to reduce costs. A condition based, effective and fast maintenance strategy is essential. For the operation of GIS a sensitive PD detection and a fast and exact locating is advantageous. This paper describes the possibilities of measurements with UHF-sensors in time or in frequency domain.

PD locating in GIS

The very fast electric impulse of rise time below 1 ns emitted by a PD source, propagates in all direction along the GIS duct. A simple and obvious way of locating is the measurement in the time domain. With the time-of-flight measurements a PD locating is possible. Another method is to use the frequency domain. The interference phenomena of two sensor signals which are added should give information about the time delay between the signals.

Time-of-flight measurement

By the time-of-flight technique the time difference between the wave fronts arriving at two couplers can indicate the location of the PD source (see Fig. 1). The time difference Δt is in the range of tens of ns, so a fast digital oscilloscope has to be applied for measurements. In case of different signal-to-noise ratios (SNR) of the two signals the measurement of the time difference Δt is not easy in all cases.

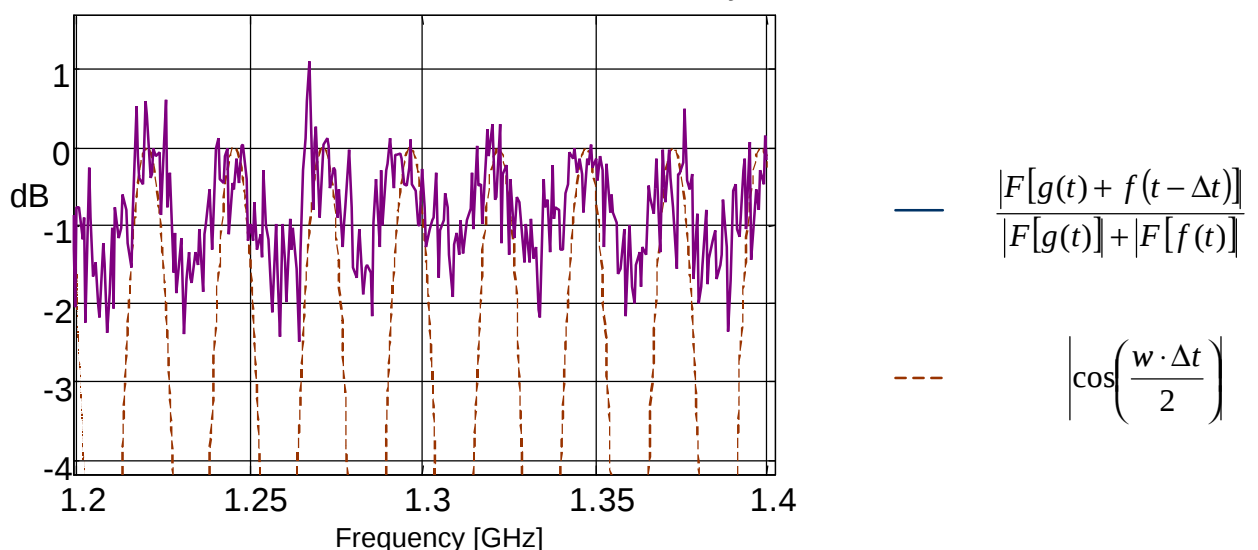


Fig. 2: Kombiniertes TE Signal in einer Konfiguration, in der keine höheren Wellenmoden ausbreitungsfähig sind.
Combined PD signal in a configuration where higher wave modes do not propagate.

Interferenz-Messung

Die Messgeräte für Messungen im Frequenzbereich sind preisgünstiger als Messgeräte mit vergleichbarer Bandbreite im Zeitbereich. Aus diesem Grund kann eine Messprozedur mit einem Spektrumanalyser anstatt eines teureren digitalen Speicher-oszilloskops interessant sein.

Die grundsätzliche Idee basiert auf dem Verschiebungssatz der Fourier-Transformation:

$$F[f(t - \Delta t)] = F[f(t)] \cdot e^{-j\omega\Delta t}$$

Die Sensorsignale $f(t)$ und $g(t)$ werden überlagert (Powersplitter) und mit dem Spektrumanalyser gemessen ($|F[g(t) + f(t - \Delta t)]|$). Des Weiteren werden die Spektren $|F[f(t)]|$ und $|F[g(t)]|$ der Signale $f(t)$ und $g(t)$ unabhängig voneinander gemessen. Wenn diese drei Messergebnisse in der folgenden Weise verglichen werden, ist die Zeitdifferenz Δt bestimmbar:

$$\frac{|F[g(t) + f(t - \Delta t)]|}{|F[g(t)]| + |F[f(t)]|} = \left| \cos\left(\frac{\omega \cdot \Delta t}{2}\right) \right| \quad \text{für } f(t) = g(t)$$

Das auf diese Weise erzeugte Signal zeigt Interferenz-Phänomene und hat Minimas in immer gleichen Abständen. Für beispielsweise eine Zeitdifferenz $\Delta t = 39,34$ ns ergibt sich ein Minimum bei ca. 1210 MHz, ein weiteres bei ca. 1235 MHz, bei ca. 1260 MHz und so weiter (Fig. 2). Die Minima liegen somit $\Delta f = 25$ MHz voneinander entfernt, und die Zeitdifferenz Δt wird zu $1/\Delta f = 40$ ns bestimmt. Es gibt auch vergleichbare Interferenz-Phänomene, wenn $f(t)$ nicht gleich $g(t)$ ist, sondern $f(t) = x \cdot g(t)$ (x ist ein konst. Faktor).

Normalerweise unterscheiden sich die an verschiedenen Positionen gemessenen UHF-Signale mehr als nur durch einen konstanten Skalierungsfaktor. Dies liegt an den verschiedenen Moden, die in der GIS ausbreitungsfähig sind. Unterschiedliche Moden haben verschiedene Ausbreitungsgeschwindigkeiten, und die Messbarkeit einiger Moden hängt von der Position des Sensors ab.

Die höheren Moden sind ab ihrer kritischen Frequenz f_c ausbreitungsfähig, welche von der Geometrie der GIS abhängt. Oberhalb der niedrigsten kritischen Frequenz aller höheren Moden (in GIS ist dies der TE_{11} -Mode) ist diese Messmethode nicht anwendbar. Bei sehr niedrigen Frequenzen sind die UHF-Sensoren unempfindlich und die Störungen sind deutlich größer. Der Erfolg dieser Methode wird durch die Größe des nutzbaren Frequenzbandes bestimmt.

Interference measurement

The hardware for measurements in frequency domain is cheaper than the hardware for measurements in time domain with comparable bandwidths. So a measuring procedure with a spectrum analyser, instead of a digital oscilloscope, could be interesting.

The idea is based on the displacement law of Fourier-Transformation.

$$F[f(t - \Delta t)] = F[f(t)] \cdot e^{-j\omega\Delta t}$$

The PD sensor signals $f(t)$ and $g(t)$ are added (powersplitter) and measured by a spectrum analyser ($|F[g(t)+f(t-\Delta t)]|$). Furthermore, the PD signal $f(t)$ and $g(t)$ are measured also independently by a spectrum analyser ($|F[f(t)]|$ and $|F[g(t)]|$). If these three results are combined in the following way, the time difference Δt will be estimable.

$$\frac{|F[g(t) + f(t - \Delta t)]|}{|F[g(t)]| + |F[f(t)]|} = \left| \cos\left(\frac{\omega \cdot \Delta t}{2}\right) \right| \quad \text{in case of } f(t) = g(t).$$

The signal, which is combined in this way, shows interference phenomena and has equidistant minima. For example $\Delta t = 39,34$ ns; a minimum at 1210 MHz, next one at 1235 MHz, and at 1260 MHz and so on (see Fig. 2). So the $\Delta f = 25$ MHz and the estimated time difference is $1/\Delta f = 40$ ns. There are similar interference phenomena for $f(t) = x \cdot g(t)$ (x is a constant scaling factor), too.

Normally the measured UHF signals not only differ in a constant scaling factor at different sensor positions in GIS. This is caused by the different wave modes, which propagate in the GIS. The different wave modes have different speeds and the measurability of some modes depend on the sensor position.

Higher modes are able to propagate at frequencies above their own critical frequency (f_c), which depends on the geometry of the GIS. Above the lowest critical frequency of all modes (in GIS the f_c of TE_{11}), this method doesn't work effective. At very low frequencies the sensors are less sensitive and there is much noise, too. So the success of this method is determined by the usable band-width between these frequencies.

■ **Feuchtebestimmung in Öl-Papier-isolierten Leistungs- transformatoren**

Dipl.-Ing. Maik Koch

Die überwiegende Zahl der in Deutschland betriebenen Transformatoren erreicht oder überschritt bereits ihre ursprünglich projektierte Betriebszeit. Wirtschaftliche Randbedingungen des freien Strommarktes zwingen die Netzbetreiber, die Lebensdauer von Großtransformatoren vollständig auszuschöpfen. Voraussetzung für den sicheren Weiterbetrieb sind verbesserte Diagnoseverfahren, die den erreichten Alterungszustand einschätzen und somit das Ausfallrisiko verringern. Ein Beurteilungskriterium für den Alterungszustand der meist verwendeten Öl-Papier-Isolierung bietet deren prozentualer Wassergehalt in der Zellulose (Papier, Pressboard). Feuchtigkeit ist ein Alterungsprodukt und beschleunigt die weitere Alterung durch Depolymerisation. Äußere Kurzschlussströme können dann durch deren dynamische Kraftwirkung die gealterte brüchige Isolierung beschädigen und damit zu inneren Durchschlägen führen. Daneben beschleunigt eine hohe Feuchtigkeit Tröpfchen- und Bläschenbildung („Bubbling“) und vermindert die elektrische Durchschlagsfestigkeit erheblich.

Dielektrische Mess- und Analyseverfahren

Dielektrische Diagnoseverfahren messen eine Überlagerung von Leitfähigkeits- und Polarisierungseffekten am Dielektrikum des Transformators. Auf die Feuchte im Papier/Pressboard schließen verfahrensspezifische Analysesoftware, die die Messdaten der Diagnosemethoden auswerten. Aus der Spannungsmessung nach dem Polarisieren des Dielektrikums ist die Recovery Voltage Method (RVM) abgeleitet. Das IEH besitzt das RVM 5462 der Haefely Tettex AG. Werden die Lade- und Entladeströme gemessen, so handelt es sich um die Methode der Polarisation and Depolarisation Currents (PDC). Am IEH wird dazu das hoch empfindliche Elektrometer Keithley 6517A eingesetzt. Die Bestimmung der komplexen Impedanz des Dielektrikums unter Wechselspannung variabler Frequenz heißt Frequency Domain Spectroscopy (FDS). Zu deren Messung nutzt das IEH das Diagnosesystem IDA 200 von General Electrics.

In einer vergleichenden Untersuchung wurden die Einflüsse der Parameter Isolationsgeometrie, -temperatur, Ölleitfähigkeit und Messspannung auf die Mess- und Analysemethoden betrachtet (siehe Fig. 1). Die Ergebnisse sind durchaus verheißungsvoll, verglichen mit der althergebrachten Methode, über eine Ölprobe die Feuchtigkeit im festen Isolierstoff abzuleiten. Dennoch macht eine Reihe von Einflussfaktoren die Messwertanalyse unsicher, besonders die Isolationstemperatur.

■ Moisture Determination in Oil-Paper-Insulated Power Transformers

Dipl.-Ing. Maik Koch

The prevailing number of power transformers in Germany reaches or exceeds its estimated life cycle. Cost pressure of a free electricity market forces the power utilities to continue service. For a safe service and low fault risk enhanced diagnostic methods to evaluate the ageing state are necessary. One ageing indicator is water content in the solid part of the insulation (paper, pressboard). Water is an ageing product and accelerates the further deterioration of cellulose through depolymerisation. Dynamic forces of short circuit currents may damage the deteriorated insulation and cause a breakdown inside the transformer. In addition an increased water content in oil leads to bubble formation and significantly decreases the dielectric strength.

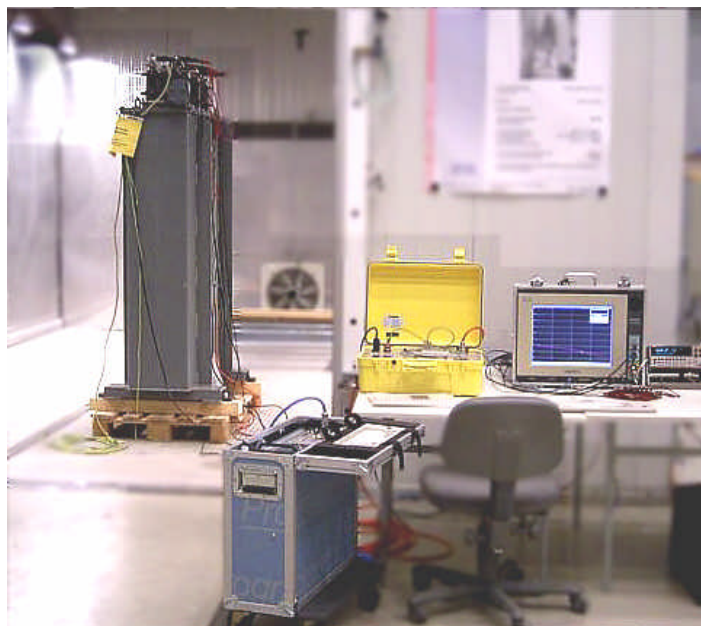


Fig. 1: Die dielektrischen Methoden RVM, PDC und FDS im systematischen Vergleich an einem großvolumigen Isolationsmodell.

Dielectric diagnostic methods RVM, PDC and FDS in a systematic comparison using a large insulation model

Dielectric Diagnostic Methods

Dielectric methods applied on power transformers measure a superposition of conductivity and polarisation phenomenon. Moisture in paper/pressboard is obtained by specific analysis software evaluating the measurement data. To evaluate dielectric phenomena one may measure DC voltage, DC current or AC voltage and AC current. DC voltage measurements are applied as recovery voltage measurements after charging the insulation with a DC voltage. The derived diagnostic method is

Beim systematischen Vergleich der Analysemethoden RVM, PDC und FDS verdeutlichen sich spezifische Schwächen und Stärken. Für eine zuverlässigere Diagnose des Alterungszustands von Öl-Papier-Isolierungen findet die Weiterentwicklung der Diagnosemethoden unter Berücksichtigung der ermittelten wesentlichen Fehlereinflüsse statt:

- Temperatur des Dielektrikums
- Feuchtediffusion zwischen Zellulose und Öl
- Ölleitfähigkeit
- Vergleichbarkeit zu anderen Messverfahren

Chemische und elektrische Messverfahren

Die coulometrische Titration nach Karl Fischer als weltweit etabliertes Verfahren bestimmt selbst kleinste Wassermengen in flüssigen, pastösen und festen Stoffen. Bei der Diagnostik an Leistungstransformatoren findet sie ihren Einsatz in der Feuchtebestimmung in der Zellulose (Papier/Pressboard) und im Isolieröl. Am IEH wird zur coulometrischen Titration nach Karl Fischer das Gerät Aqua 40.00 der Analytik Jena mit geschlossenem Methanolkreislauf eingesetzt. Auch bei dieser oft als Referenz genutzten Methode treten eine Reihe von Einwirkungen auf: Probenentnahme und Transport, Feuchteeintrag bei der Probenaufbereitung, Temperatur und Zeit bei der Ausheizmethode, unbekannter Einfluss von Additiven und Alterungsprodukten und unbekannter Einfluss des physikalischen Auftretens des Wassers (frei, gebunden).

Wird aus der Feuchte im Isolieröl mittels Gleichgewichtsdiagrammen die Feuchte in der Zellulose indirekt abgeleitet, so treten erhebliche weitere Fehler u.a. wegen alterungsbedingt geänderter Wasseraufnahmefähigkeit von Öl und Papier auf.

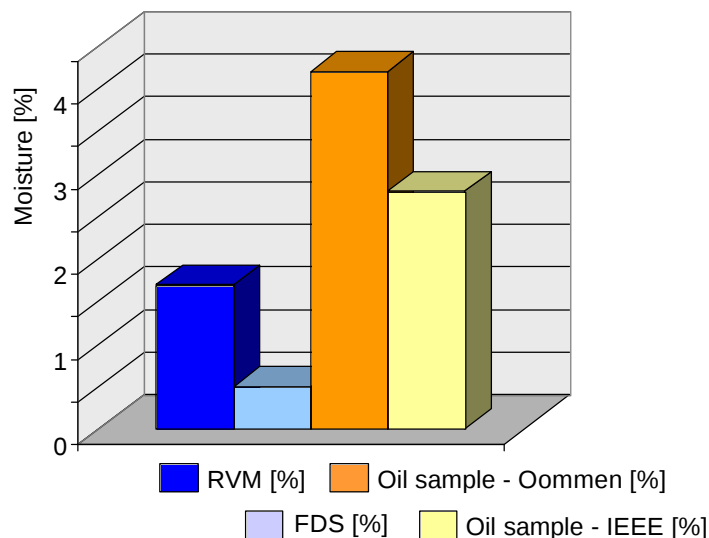


Fig. 2: Unterschiedliche Analyseergebnisse der Feuchte in der Zellulose beim Vergleich dielektrischer und indirekter chemischer Verfahren.

Comparison between dielectric and indirect chemical methods: different analysis results of moisture in cellulose

Recovery Voltage Method (RVM). The IEH owns the RVM 5462 by Haefely Tettex. A DC current measurement will record the charging and discharging currents of an insulation. They are also known as Polarisation and Depolarisation Currents (PDC). For this measurement the electrometer Keithley 6517A is applied at IEH. AC voltage and current measurements could be led back to the old known Tangent Delta measurements. However the frequency range is much enhanced especially to low frequencies (e.g. 0,1 mHz). The derived measurement method is called Frequency Domain Analysis (FDS). The IEH uses the diagnostic system IDA 200 by General Electrics.

The influences of insulation geometry, insulation temperature, oil conductivity and measurement voltage on the diagnostic methods were comparatively investigated (see Fig. 1). The results are very promising compared to the old method of deriving moisture in pressboard/paper from moisture in oil. Nevertheless beside other influences especially the insulation temperature makes measurement analysis uncertain. Specific weaknesses and strengths of measurement and analysis methods RVM, PDC and FDS are visible under the systematic comparison. At IEH the diagnostic methods are further developed concerning the dominating error influences:

- Insulation temperature
- Moisture diffusion between cellulose and oil
- Oil conductivity
- Comparability to other measurement methods

Chemical and electrical measurement methods

The coulometric titration according to Karl Fischer determines water in liquid, paste-like and solid substances even in trace quantities. At moisture measurements on power transformers it is applied for moisture in paper and in oil. For the coulometric titration the IEH uses the instrument Aqua 40.00 by Analytic Jena with a closed methanol circulation. Although this method is often used as a reference, there are some influences and error sources: sampling and transport, moisture ingress during sample preparation, temperature and time of heating, unknown influence of ageing products and unknown state of water (free, bounded).

Deducing moisture in cellulose from moisture in oil with equilibrium charts will even lead to more errors, e.g. water receptivity changes with ageing of oil and cellulose.

Continuously measuring electrical methods based on capacitive probes are most suitable for online monitoring purposes. Problems appear while comparing these results to results from Karl Fischer titration, particularly at aged oils. Current research work regards comparability of both results. A Vaisala HMP 228 serves as a capacitive probe.

Caused by the abovementioned influences the results of all the methods scatter obviously. In Fig. 2 a reliable evaluation of moisture in cellulose is impossible.

Vor allem zum Monitoring der Feuchte im Öl sind kontinuierliche elektrische Messverfahren auf Basis kapazitiver Sonden gut anwendbar. Probleme bereitet jedoch der Vergleich ihres Messergebnisses als relative Feuchte im Öl mit dem der Titration nach Karl Fischer, im Besonderen bei gealterten Ölen. Gegenstand aktueller Forschungsvorhaben ist der Vergleich beider Methoden vor allem unter dem Einfluss der Ölalterung. Dabei dient ein HMP 228 der Fa. Vaisala als kapazitiver Sensor.

Die genannten Einflüsse und Einschränkungen bei Messmethoden für Feuchtigkeit im Papier führen zu einer sehr großen Streuung der Ergebnisse, wie sie in Fig. 2 sichtbar ist. Sie macht im gezeigten Fall eine zuverlässige Bewertung des Alterungszustands unmöglich.

Diffusionsprozesse

Die Wasseraufnahmefähigkeit von Zellulose und Öl ändert sich mit deren Temperatur. Wegen der lastbedingten Temperaturschwankungen von Leistungstransformatoren findet ein stetiger Ausgleich von Feuchte im Öl und in der Zellulose statt. Untersuchungen über den Umfang der Prozesse und der dafür nötigen Zeiten sind rar und betreffen ausschließlich nicht gealterte Materialien. Mit den Parametern Art und Alterung der Zellulose (Papier/Pressboard), Ölalterung, Temperatur und Feuchte werden in einem aktuellen Forschungsvorhaben die bekannten Gleichgewichtsdiagramme über Feuchte im Papier und Öl ergänzt.

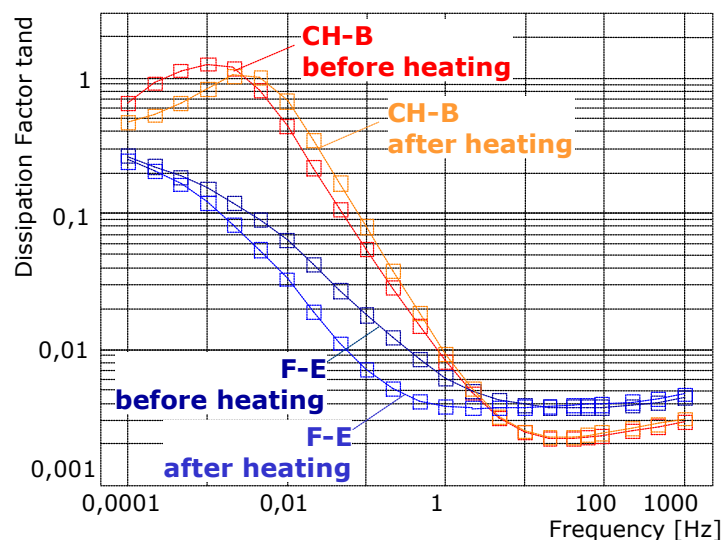


Fig. 3: Messergebnisse der FDS bei 21°C vor und nach Erwärmung auf 78°C.
Measurement results of FDS at 21°C before and after heating to 78°C

Diffusionsprozesse wirken sich auch auf dielektrische Messverfahren aus. Fig. 3 zeigt die Ergebnisse der FDS vor und nach Erwärmung eines großvolumigen Öl-Papier-Dielektrikums. Nach der Erwärmung ist der Gleichgewichtszustand von Wasser in Öl zu Wasser in der Zellulose gestört und führt zu einem geänderten Analyseergebnis von 0,9 % auf 0,7 %. Ziel zukünftiger Versuche ist eine Quantifizierung dieses Einflusses für die genauere Analyse Onsite durchgeführter Messungen.

Diffusion processes

Water receptivity changes with temperature. At power transformers the load change leads to a continuous exchange of water between paper/pressboard and oil. There exists only a small number of investigations regarding this process and moreover they imply only new materials. A current research project completes the equilibrium charts adding the parameters type and ageing of cellulose and oil.

Diffusion processes influence dielectric methods too. Fig. 3 shows different results of FDS on a large oil-paper-model before and after heating to 78°C. The heating process disturbed the moisture equilibrium of water in oil to water in pressboard and changes the analysis result from 0,9 % to 0,7 % moisture in cellulose. Future research work tries to quantify these influences for a more precise analysis of onsite measurements.

■ **Eindimensionale elektrische Feldsonde mit VCSEL-Laserdiode und hoher Grenzfrequenz**

Dr.-Ing. Wolfgang Köhler

Elektrische Feldsonden werden zur Messung transienter elektrischer Felder verwendet, wie sie z.B. in EMP-Simulatoren (**e**lektro**m**agnetischer **P**uls) oder bei anderen Hochspannungsgeneratoren auftreten. Sie können auch zur indirekten Messung transienter Spannungen mit hoher Bandbreite verwendet werden. Ein wesentlicher Vorteil besteht dabei darin, dass nahezu keine Rückwirkung auf die zu messenden Felder und Spannungen auftritt.

Um bei ihrer Anwendung nicht eingeschränkt zu sein, müssen diese Feldsonden potentialfrei sein. Deswegen sind sie üblicherweise batterieversorgt und übertragen das zu messende Feldsignal über einen Lichtwellenleiter zu einem optischen Empfänger, welcher das optische Signal wieder in ein elektrisches Signal umwandelt.

In den meisten Fällen werden kapazitive Feldsensoren verwendet, welche den durch die zeitliche Änderung des zu messenden elektrischen Feldes in die Messflächen eingekoppelten kapazitiven Verschiebungsstrom verwenden. Bild 1 zeigt das Prinzip eines solchen kapazitiven Feldsensors.

Der Widerstand R_M hat einen sehr großen Wert, damit der Sensor ein selbstintegrierendes Verhalten aufweist. Das Signal am Eingang des FET-Impedanzwandlers ist daher direkt proportional zum zu messenden elektrischen Feldsignal. Die neuartigen VCSEL-Laserdioden haben einen sehr kleinen Durchbruchstrom und zeigen deswegen deutlich geringere thermische Probleme als konventionelle Laserdioden, welche Betriebsströme von ca. 50 mA haben. Die in die LWL-Faser eingekoppelten Lichtleistungen liegen bei ca. 1 mW, die Bandbreite der VCSEL-Laserdioden liegt weit über einem GHz. Die obere Grenzfrequenz der Feldsonde wird deswegen eher durch den FET-Impedanzwandler und den Treiberverstärker als durch die VCSEL-Laserdiode begrenzt.

Die realisierte Feldsonde hat einen Frequenzbereich von 20 Hz bis 300 MHz. Die Signalanstiegszeit der Feldsonde selbst beträgt ca. 1,3 ns, und der Messbereich reicht bis etwa 100 kV/m. Die maximale Betriebsdauer beträgt mehr als 10 Stunden. Der verwendete analoge optische Empfänger ist kommerziell erhältlich und wird direkt auf handelsübliche Oszilloskope aufgesteckt. Er hat eine obere Grenzfrequenz von 1 GHz und eine optische Empfindlichkeit von 1 V/mW.

Bild 4 zeigt die gemessene Signalanstiegszeit der Feldsonde. Die Messung wurde in einer TEM-Zelle durchgeführt. Als Signalgenerator diente ein Kabelpulser mit 6 kV Ladespannung und einer Anstiegszeit von 1 ns. Die Bandbreite des optischen Empfängers war 1 GHz, die des Oszilloskops 500 MHz.

Die ermittelte Grenzfrequenz der Feldsonde allein liegt bei ca. 300 MHz. Bild 2 zeigt ein Foto der realisierten Feldsonde.

■ A New High Bandwidth Electrical Field Probe with VCSEL Laser Diode

Dr.-Ing. Wolfgang Köhler

Electrical field sensors are used to measure transient electrical field signals e.g. in EMP simulators (**E**lectromagnetic **P**ulse) or other transient impulse generators. They also can be used to measure transient voltages with a very high bandwidth. One of their advantages is that there is almost no reaction on the field signals or voltages that have to be measured.

To have no limitations in their applications, these sensors should be potential-free. For this reason they are usually battery operated and the measured field signal is transmitted via optical fibres to a receiver unit which converts the optical signal back to an electrical one.

In most cases capacitive sensors are used. They use the capacitive displacement current which is coupled in the sensor electrodes due to the changing external electrical field. Figure 1 shows the functional diagram of such an electrical field sensor.

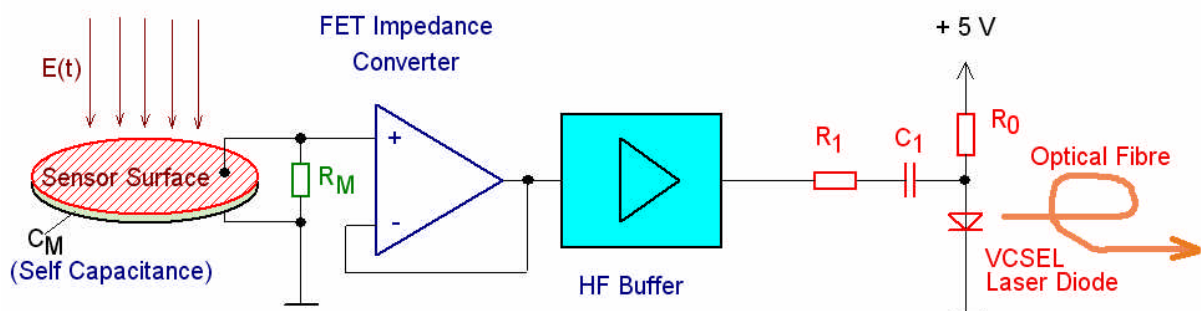


Fig. 1: Functional diagram of a capacitive electrical field probe
Prinzipschaltbild einer kapazitiven elektrischen Feldsonde

The resistor R_M has a very high value so that sensor is self integrating and the signal at the FET-input is proportional to the external electrical field $E(t)$. The new VCSEL laser diodes have a very low threshold current in the range of only a few mA and thus there are less thermal problems as with standard laser diodes which have a threshold current of about 50 mA. The maximum optical power coupled into the optical fibre is about 1 mW. Also the bandwidth of this type of laser diode is more than 1 GHz so that the upper frequency limit of the sensor is rather limited by the FET impedance converter and the buffer amplifier than by the laser diode. Another advantage of this laser diode is the small electrical power consumption resulting in a significantly increased maximum operating time of the field probe. The realised field probe has a frequency range of 20 Hz to 300 MHz. The signal rise time of the field probe itself is about 1,3 ns and the measuring range is up to 100 kV/m.



Fig. 2: View of the one-dimensional electrical field probe
Foto der realisierten eindimensionalen elektrischen Feldsonde

Die Feldsonde kann auch für die Messung schneller transienter Spannungen verwendet werden, wie sie beispielsweise in gasisolierten Schaltanlagen auftreten (GIS). Bild 3 zeigt ein gemessenes Feldsignal am Eintrittspunkt einer Freiluftdurchführung in eine 525 kV-GIS während eines Durchschlages in der GIS bei einem Versuch mit Blitzstoßspannung. Das Foto zeigt, wie die Feldsonde nahe an der Durchführung und der Kapselung der GIS positioniert wurde.

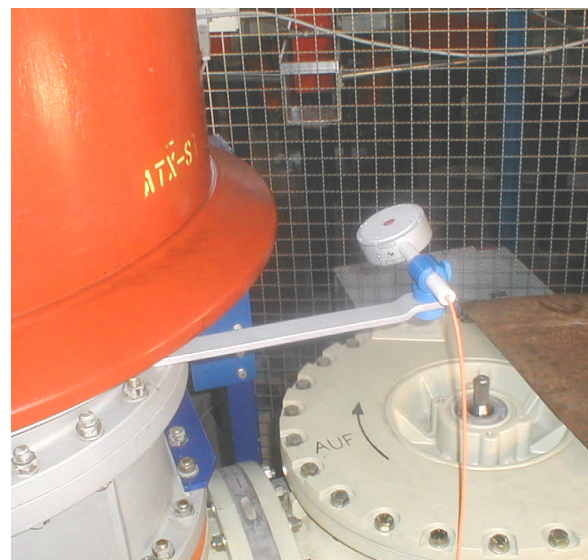
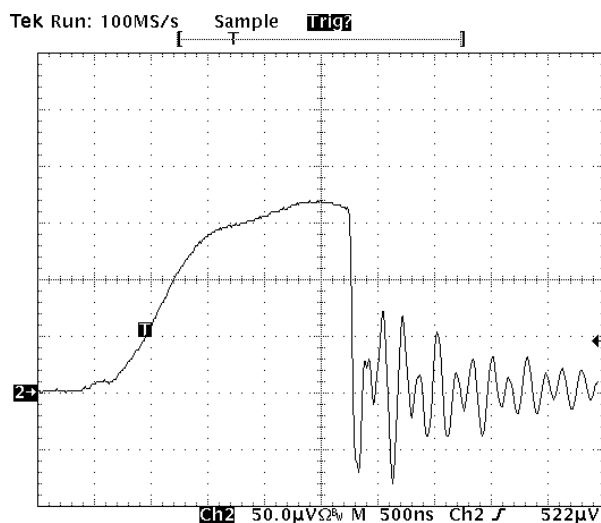


Fig. 3: Measurement of very fast transient voltages during a flashover in a GIS
Messung schneller transienter Spannungen während eines Durchschlages in einer GIS

The maximum operating time could be increased to more than 10 hours. The analogue optical receiver system used is a commercially available one which is directly connected to a standard oscilloscope. It has a upper cut-off frequency of 1 GHz and a sensitivity of 1V/mW.

Figure 4 shows the measured rise time of the field probe. The measurement was carried out in a TEM cell using a H.V. pulse generator with a rise time of about 1 ns. The bandwidth of the optical receiver was 1 GHz and 500 MHz for the oscilloscope.

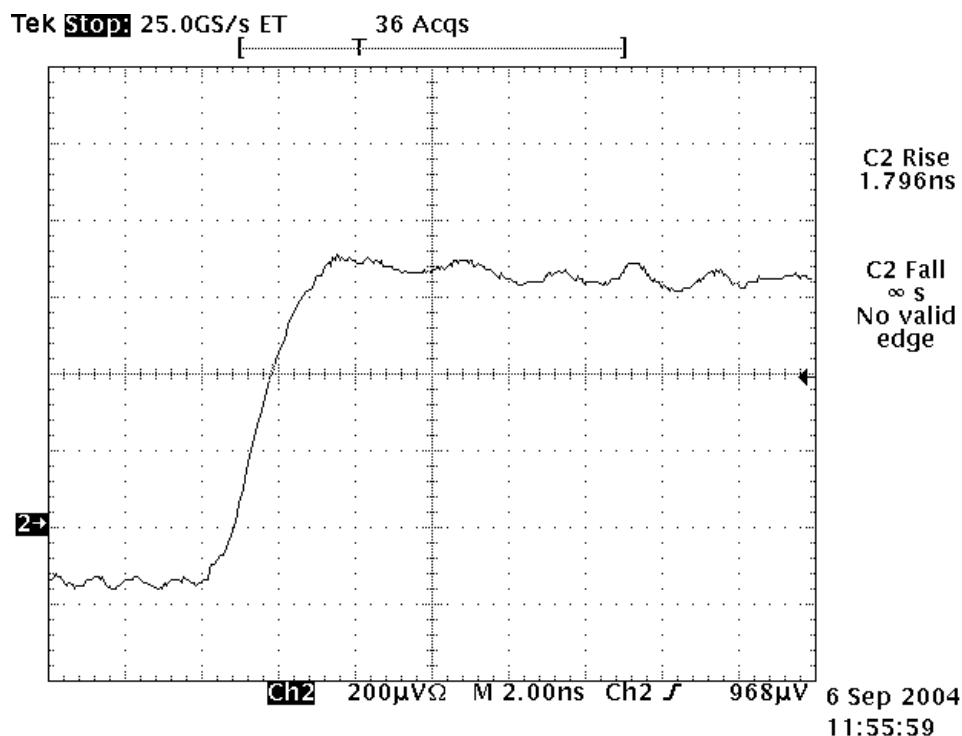


Fig. 4: Measured rise time of the electrical field probe (inside of a TEM cell)
Gemessene Anstiegszeit der elektrischen Feldsonde (Messung in TEM-Zelle)

The bandwidth of the field probe was evaluated to be about 300 MHz. Figure 2 shows a photograph of the field probe.

The field probe can also be used for the measurement of very fast transient voltages as they occur in GIS. Figure 3 shows the field signal measured at the entrance of an open air bushing to a 525 kV GIS during a flashover in the GIS which happened during a lightning impulse test. The attached photograph shows how the field probe was positioned close to the open air bushing and the GIS.

The advantages of using a field probe for the measurement of transient voltages instead of a voltage divider are as following: no reaction on the voltage to be measured, easy to install, high bandwidth potential-free measurement.

For measurements at H.V. overhead lines there is no need of switching off the voltage to connect a voltage divider. The field probe just has to be positioned close enough to the line to allow a selective voltage measurement.

■ **Bordnetzuntersuchungen an modernen Kraftfahrzeugen mit einem neu entwickelten Messsystem**

Dipl.-Ing. Martin Kull

Bei Tests zur elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) an elektrischen und elektronischen Verbrauchern ist es oft wichtig, viele elektrische Größen (Ströme und Spannungen) gleichzeitig zu überwachen. Die Automobilindustrie stellt dabei besonders hohe Anforderungen, da es sich bei einem modernen Fahrzeug um ein sehr komplexes System aus mehr als hundert einzelnen Komponenten handelt, die direkt über Bussysteme, aber auch indirekt über die Spannungsversorgungsleitungen interagieren können.

Während den EMV-Tests ist es aus Kosten- und Zeitgründen wünschenswert, einen gestörten Verbraucher möglichst schnell zu identifizieren. Im Idealfall werden dazu alle Versorgungseingänge der Verbraucher gleichzeitig auf ihre Stromaufnahme überwacht. In der Realität lässt sich das zur Zeit jedoch nicht verwirklichen, da es kein geeignetes Messsystem mit 50 oder mehr Eingängen gibt, die zudem noch störfest und potentialfrei sind.

Viele Störungen lassen sich natürlich auch durch Überwachung der Bussignale erfassen, wobei man jedoch dabei an gewisse Grenzen stößt. Im Ruhezustand (geparktes Fahrzeug) gibt es z.B. keinen Busbetrieb. Außerdem lässt sich aus diesen Daten nicht immer der Verursacher einer Störung erkennen.

Eine weitere Möglichkeit bietet die Überwachung von Steuer- und Sensorsignalen, die jedoch aufgrund der großen Zahl von Signalen ebenfalls problematisch ist.

Zur Verbesserung dieser Situation wurde deshalb ein 8-kanaliges Messsystem entwickelt, welches potentialfreie Eingänge besitzt und eine störteste Erfassung und Übertragung der Signale bietet.

Fig. 1 zeigt das Blockschaltbild der Messwertaufnehmer, die jeweils zwei Kanäle mit einer Abtastrate von bis zu 60 MS/s bei 8 Bit Auflösung pro Kanal übertragen können. Die Übertragung erfolgt seriell über einen Lichtwellenleiter und ist damit störfest und potentialfrei.

Im Empfänger (Fig. 2) wird das Signal wieder in ein paralleles, elektrisches Signal gewandelt, welches auf Triggerereignisse überwacht wird. Die Triggerung ist sehr flexibel einstellbar. Es können alle Kanäle gleichzeitig auf Triggerereignisse überwacht werden. Die erfassten Signale werden auf dem integrierten 10"-Display dargestellt und bei Bedarf auf der internen Festplatte abgespeichert. Darüber hinaus können die Daten für die Auswertung und Archivierung über verschiedene Schnittstellen (USB, Firewire, Netzwerk) auf externe Medien gesichert werden. Zur einfachen Bedienung wurde als Betriebssystem für den integrierten PC Windows XP

■ **A new test-system for measurements at the wiring harness of modern passenger cars**

Dipl.-Ing. Martin Kull

A main problem of EMC-tests (Electro-Magnetic-Compatibility) of modern electric and electronic (e/e) devices is the large number of voltages and currents to be measured at the same time. The automotive industry has especially high demands on the measurement systems because a modern car is built with more than 100 different e/e devices which are connected by busses and supply lines.

During EMC-tests it is very important to identify a disturbed device as fast as possible to save time and money. An easy way to find the affected part is to measure the current at the supply line of each device. But with today's equipment it is almost impossible to measure 50 or more analog signals at the same time with a potential-free measurement system at high field strengths.

Many disturbances can be identified by monitoring bus signals, too. But these signals are not available all the time. The bus is in sleep mode, if the car is parked and locked for example. And not all problems can be assigned to messages on the bus.

Another alternative is the monitoring of control and sensor signals. Due to the large number of signals this is again very difficult to handle.

A new 8-channel measurement system with potential-free inputs was developed to make acquisition of signals easier.

Fig. 1 shows a block diagram of a two-channel transmitter with a sampling rate of up to 60 MS/s and a resolution of 8 bits per channel. Data transmission uses an optical fibre which results in a potential-free system which is insusceptible to external electric and magnetic fields.

At the receiver (Fig. 2) the serial optical signals are converted back to a parallel electric signal which is monitored to find trigger events. The trigger logic is very flexible and can be adapted to new requirements since it is programmed to an FPGA (Field Programmable Gate Array). All inputs can be observed at the same time and can trigger signal acquisition. The signals are shown on the integrated 10" display and can be stored to the internal hard drive.

In addition there are several interfaces like USB, Firewire or LAN to connect external drives or computers to exchange the measurement data.

The PC-based receiver runs Windows XP which is easy to use and most people are familiar with this kind of operating system. The whole system is controlled by an oscilloscope-style Windows software.

gewählt. Zur Bedienung sämtlicher Funktionen und Auswertung der Messungen wurde ein Programm entwickelt, welches eine Oszilloskop-ähnliche Nutzung des Messsystems gestattet.

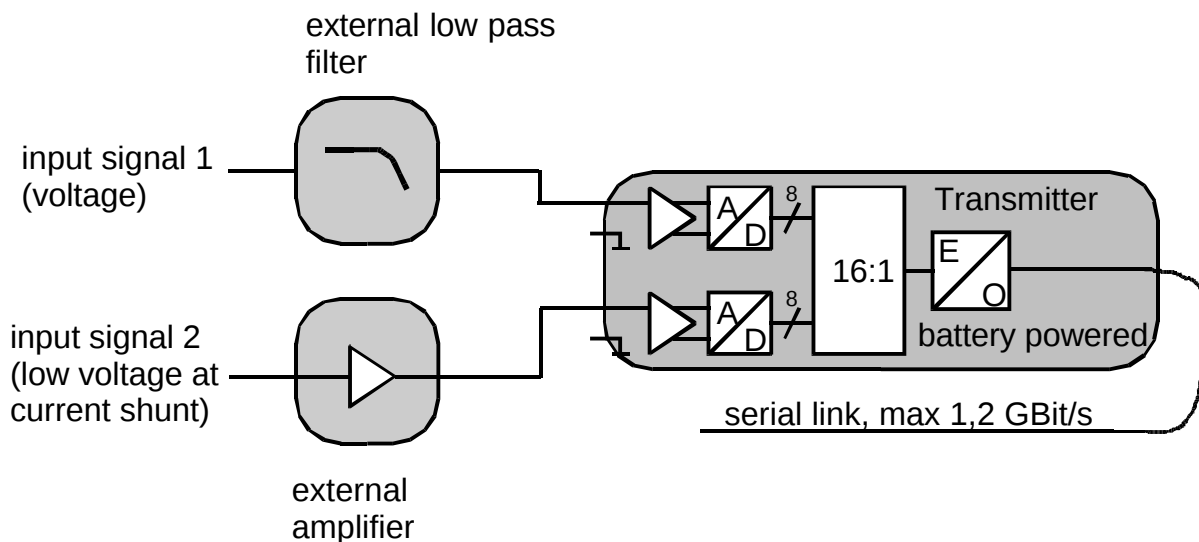


Fig. 1: 2-Kanal-Messwertaufnehmer mit optischer Übertragung
2-channel transmitter with optical link

Die Datenrate des Empfängers ist durch die schnellste momentan erhältliche PCI-digital-IO-Karte auf 60 MS/s begrenzt. Damit erreicht man eine Analogbandbreite von knapp 10 MHz, was aber für viele Untersuchungen durchaus ausreicht. Da die Auflösung von 8 Bit pro Kanal für manche Zwecke zu gering ist, kann bei geringerer Kanalzahl ein alternativer Transmitter mit höherer Auflösung (1 Kanal, min. 10 Bit Auflösung) eingesetzt werden. An den vier optischen Eingängen des Empfängers können unabhängig voneinander ein- und zweikanalige Sender angeschlossen werden.

Für die Messung kleiner Ströme steht zusätzlich bei den Einkanal-Transmittern ein eingebauter Vorverstärker zur Verfügung, mit dem Spannungen von wenigen μV gemessen werden können. Dies entspricht einem Strom von wenigen mA an einem $1\text{ m}\Omega$ -Shunt.

Fig. 3 zeigt einen Transmitter und das Empfängersystem.

Die Durchführung von EMV-Tests und die Auswertung der Ergebnisse wird durch eine automatische Impulserkennung erleichtert. Die Empfängersoftware klassifiziert dazu die gemessenen Impulse anhand bestimmter Merkmale, die vom Benutzer festgelegt werden können. Dadurch kann die Suche nach bestimmten Ereignissen wesentlich beschleunigt werden, da nur noch ein Bruchteil des Datenbestands manuell ausgewertet werden muss. Diese Funktion ist selbstverständlich auch „offline“ – also nach der Messung – verfügbar. Sie ist auf sämtliche Messkurven, die im entsprechenden Datenformat (Textfile) vorliegen, anwendbar.

A special feature of the Windows-software is the automatic detection of pulses. The parameters can be set by the user and the system helps to reduce the time to find relevant signals.

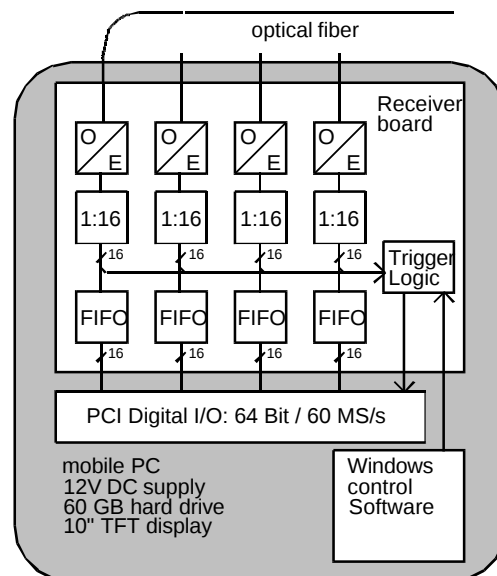


Fig. 2: PC-basierter Empfänger mit Triggerlogik
Receiver with trigger system

The data rate of the receiver is limited by the fastest PCI-digital-I/O-board on the market to 60 MS/s. This results in an analog bandwidth of about 10 MHz, which is sufficient for many applications. If the resolution of 8 Bits is too low, a different transmitter with one input and a resolution of more than 10 Bits can be used instead of a two-channel-transmitter. The high-resolution-transmitters are equipped with a pre-amplifier to measure very low voltages of a few μV s. Such low voltages occur when measuring low currents (some mA) at a 1 m Ω -shunt.

The four optical inputs of the receiver can be used independently with one- or two-channel-transmitters.

Fig. 3 shows a photography of the receiver and a transmitter.



Fig. 3: Empfängersystem und ein Transmitter
Receiver and transmitter

Ortung und Messung von Teilentladungen in Transformatoren

Dipl.-Ing. Sacha Markalous

Die diagnostische Betrachtung von Teilentladungen (TE) zur Zustandsbeurteilung des Isolationssystems von Transformatoren ist ein verlässliches und anerkanntes Werkzeug bei Herstellern und Anwendern. In Prüflabors wird klassischer Weise die elektrische TE-Messung nach IEC 60270 angewendet. Durch Vor-Ort-Messungen oder In-Betrieb-Messungen wird die Bewertung der Isolationsqualität auch für gealterte Betriebsmittel möglich. Dies dient unter anderem der Realisierung einer zustandsabhängigen Wartung oder kann für Asset-Management-Zwecke benutzt werden. Allerdings weisen elektrische TE-Verfahren im Betrieb bislang eine begrenzte Empfindlichkeit auf, u. a. bedingt durch Korona. Neben dem Ladungsumsatz treten TE auch als Quelle mechanischer Wellen im Ultraschallbereich und von elektromagnetischen Wellen bis in den UHF-Bereich in Erscheinung. Daher ist eine Ergänzung der elektrischen Methode durch die akustische oder elektromagnetische Messung möglich, was hilfreich bzw. nötig sein kann.

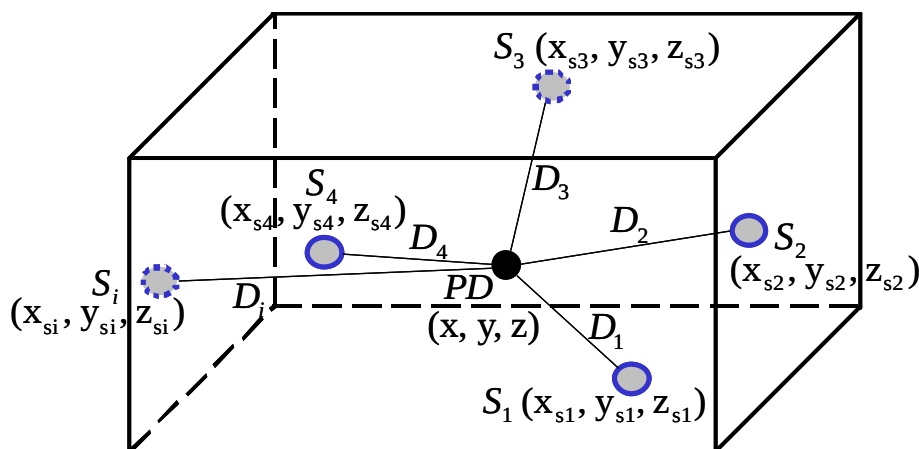


Fig. 1: Schematische räumliche Darstellung des Problems TE (engl. PD) mit i akustischen Sensoren S_i auf dem Transformatorkessel und den jeweiligen Abständen D_i zur TE

Schematic visualization of a PD inside a transformer tank, i attached acoustic sensors S_i and the according distances D_i to the PD

Die Online/Onsite-Teilentladungsmessung von öl-papier-isolierten Transformatoren gliedert sich in zwei grundlegende Aufgaben. Einerseits der möglichst empfindliche Nachweis (Detektion) von TE bei gleichzeitiger Unterscheidung von etwaigen Störungen. Andererseits die in vielerlei Hinsicht wichtige Ermittlung des Fehlerorts (Lokalisierung der TE). Insbesondere bei Beantwortung der für die Ursachenforschung und Risikoabschätzung wichtigen Fragestellung „Wo sitzt die TE-

■ **Localization and measurement of partial discharges in transformers**

Dipl.-Ing. Sacha Markalous

The diagnostic examination of partial discharges (PD) for the condition assessment of the insulation systems of transformers is a reliable and approved method for manufacturers and operators. In test bays usually electric PD measurements according to the IEC60270 standard are carried out. By means of onsite or online measurements assessing the insulation quality of aged utilities gets feasible. This, among other things, provides a basis for condition based maintenance or can be used for asset management purposes. However electric PD measuring procedures so far show a limited reachable sensitivity e.g. caused by corona. Besides the charge flow PD also appear as source of mechanical waves in the ultra-sonic range and electromagnetic waves up to the ultra high frequencies range (UHF). Thus additional acoustic or electromagnetic measurements are possible which is helpful or even necessary.

Online/onsite PD measurements of oil-paper insulated transformers can be grouped into two major tasks. The first one is to provide the evidence of PD (detection) as sensitive as possible and to distinguish it from any potential disturbances at the same time. The second one is the important determination of the failure location (localization of the PD). Particularly for answering the question "Where is the PD source?", which is of great interest for cause studies and risk estimation, the inherent existent possibility of the acoustic method to geometrically localize the flaw by means of signal propagation delays gets a extremely interesting option. For an exact localization of the PD origin precise measurements of acoustic arrival times and robust positioning algorithms are essential.

Using comparative investigations with the acoustic and the UHF method it was shown that due to the very moderate damping of the UHF signals in oil and in the solid insulation a significantly higher sensitivity especially for hidden PD defects can be reached with the UHF method. Hence for very small PD levels which are not detectable with acoustic single impulses a sensitive electromagnetic UHF PD measurement helps to identify and localize up to now acoustically not receivable faults by simple averaging of the acoustic signals. Furthermore, broad-band investigations of UHF spectra doubtless revealed cavity resonances which possibly make up the basis for advantageous narrow-band measurements.

Acoustic signal delay times which are governed by the effective sonic propagation velocity and the distances of the acoustic sensors and the PD (Fig. 1) could be acquired for the use of localization of PD with following combinations of measuring methods:

Quelle?“ wird die inhärent vorhandene Möglichkeit der akustischen Methode, die Fehlerstelle über Signallaufzeiten geometrisch lokalisieren zu können, eine äußerst interessante Option. Für die exakte Ortung des Ursprungs der TE sind dazu das präzise Messen der akustischen Laufzeiten und robuste Ortungsalgorithmen erforderlich.

Bei vergleichenden Untersuchungen zwischen der akustischen und der UHF-Methode zeigt die elektromagnetische Detektion insbesondere bei verdeckten TE-Defekten eine höhere Empfindlichkeit durch die sehr moderate Dämpfung der UHF-Signale im Öl und in den Feststoff-Isolationen. Sind die TE-Pegel also sehr klein und akustisch nicht direkt mit Einzelimpulsen nachweisbar, helfen empfindliche elektromagnetische UHF-TE-Messungen unter Öl, bisher akustisch nicht erfassbare Fehler durch simples Mittelwertbilden (Averaging) der akustischen Signale sicher zu erkennen und zu lokalisieren. Bei breitbandigen Untersuchungen von UHF-TE-Spektren konnten darüber hinaus zweifelsfrei Hohlraumresonanzen nachgewiesen werden, die u. U. Grundlage für vorteilhafte schmalbandige Messungen darstellen.

Akustische Signallaufzeiten, die bestimmt sind über die effektive akustische Ausbreitungsgeschwindigkeit und die Abstände der akustischen Sensoren zur TE (vgl. Fig. 1), können für die Lokalisierung von TE über folgende Kombinationen der Messmethoden ermittelt werden:

- rein-akustisch,
- elektromagnetisch-akustisch und
- elektrisch-akustisch.

Bei der rein-akustischen Messung triggert ein akustisches Signal die Aufzeichnung mehrerer akustischer Kanäle, während bei den gemischt-akustischen Messungen ein elektromagnetisches oder elektrisches Signal als zeitliches Bezugssignal für die akustischen Kanäle dient und die Messung startet. Mathematisch lässt sich die elektromagnetische und elektrische Triggerung hinreichend genau als Absolutzeitmessung interpretieren, so dass mit mindestens drei akustischen Laufzeiten die drei unbekannten Raumkoordinaten (x , y , z) des Fehlerortes über Kugelgleichungen bestimmt sind. Die Kugelgleichungen besitzen als Schnittpunkt im Raum den gesuchten Teilentladungsort. Für den rein-akustischen Fall ist zusätzlich zu den drei Raumkoordinaten der TE der zeitliche Ursprung (Entstehungszeitpunkt der TE) unbekannt. Neben dem naheliegenden Laufzeitdifferenzansatz kann für die vier Unbekannten auch ein innerhalb der akustischen Signalverarbeitung neuer Ansatz mit Pseudozeiten aufgestellt werden. Formal gleicht die Form des Gleichungssystems dann dem im GPS (Global Positioning System) verwendeten Gleichungssystem. Dies ermöglicht die Verwendung robuster direkter Lösungsalgorithmen anstatt der bisher benutzten iterativen Algorithmen, bei denen die Genauigkeit der Ergebnisse abhängig vom Startwert sein können.

- all-acoustic,
- electromagnetic-acoustic, and
- electric- acoustic.

Dealing with all-acoustic measurements an acoustic signal triggers the recording of several acoustic channels whereas an electromagnetic or electric signal serves as temporal reference for the acoustic channels and starts the measurements (while working with mixed-acoustic measurements). Electromagnetic and electric triggering can be interpreted mathematically as an absolute time measurement whereby at least three acoustic delay times give the three unknown space coordinates (x , y , z) of the flaw with sphere functions. The sphere functions' spacial point of intersection is the PD location. In the all-acoustic case additionally to the space coordinates of the PD the temporal origin (moment of emergence) is unknown. The four unknowns can be set up in two different systems of equations. Besides the obvious time-differences approach a new approach within the acoustic signal processing which works with pseudo-times can be used. Formally the acoustic pseudo-times approach is identical to a system of equations applied in the GPS (Global Positioning System). This allows the utilization of robust direct solvers instead of the previously used iterative algorithms which are featuring results where accuracy and correctness may be dependent on the mandatory initial value.

- **Einsatz eines hybriden System-Modells für die Online-Beurteilung der zustandsbedingten Risikoentwicklung in der Energieversorgung**

Dipl.-Ing. Jozsef Osztermayer

Im letzten Jahrzehnt sieht sich die Energieversorgung immer härteren Wettbewerbsbedingungen gegenüber. Um dauerhaft im weltweiten Wettbewerb erfolgreich bleiben zu können, müssen die Unternehmen mit weniger Ressourcen den gleichen Anforderungen gerecht werden. Die erwähnte Restriktion gilt insbesondere für den operativen Bereich, in dem die Betriebskosten durch eine bessere Optimierung der Instandhaltung wesentlich gesenkt werden können.

Ein vielversprechender Ansatz für das obige Optimierungsvorhaben ist das funktionsübergreifende Asset-Management (AM). Während es im weiteren Sinne das Management des ganzen Vermögens eines Unternehmens bedeutet, wird die genannte Bezeichnung im engeren Sinne für die betriebswirtschaftliche Verwaltung der technischen Anlagen verwendet. Aus dem Gesagten ergibt sich, dass bei den Energieversorgungsunternehmen unterschiedliche Modelle für denselben Ansatz existieren können.

Trotz der erheblichen Aufwendungen, die für die Einführung der bisherigen AMs eingesetzt worden sind, haben die meisten Unternehmen die gesetzten Kostensenkungsziele (siehe Fig. 1) nur in sehr begrenztem Ausmaß realisieren können. Der Grund für das unzureichende Resultat ist eine nicht ausreichende Detaillierungstiefe bei der Bildung der zugrundeliegenden Simulations-Modelle. Entweder verfügen die angewandten Modelle über keine Online-Verarbeitung von zustandsrelevanten Messgrößen oder sie sind nicht im Stande, die Diskretisierung des kontinuierlichen Zustandsraumes in Abhängigkeit der zugehörigen Messgrößen von unterschiedlichen Monitoringseinheiten vorzunehmen. Ein weiteres Defizit ist die mangelhafte Zusammenführung von Informationen auf der Systemebene, worauf jedoch hier nicht näher eingegangen wird.

Die obersten Ziele des AM sind die zustandsabhängige Risikoabschätzung der zuverlässigen Energieversorgung in Echtzeit und die automatisierte Verfolgung der zustandsbedingten Kostenentwicklung von ausgewählten Kernprozessen. Ausgehend von der obigen Zielvorgabe ist ein Simulations-Modell entwickelt worden, welches das Zusammenspiel zwischen der Kostenentstehung auf der Prozessseite und der Zustandsänderung auf der Anlagenseite mittels Fuzzy-Technik „nahtlos“ abbildet. Die vereinfachte Visualisierung der genannten Schnittstelle ist in Fig. 3 dargestellt. Es illustriert auch, dass die Lücke im Informationsfluss zwischen unterschiedlichen funktionalen Bereichen überbrückt werden sollte. Die bisher

Deployment of a Hybrid System Model for Online Risk Assessment of Power System Assets Exposed to Continuous Condition Deterioration

Dipl.-Ing. Jozsef Osztermayer

Over the past decade the electricity supply industry has been subjected to dramatic changes. The liberalization of the energy market pushed the plant owners to minimize the operational costs through greater utilization of asset in general, especially of the physical assets. In order to meet the new requirements the utilities started to set up different kinds of asset management models performing the integration, processing and visualization of asset relevant data.

Asset Management (AM) in broadest sense is the optimal management of all assets of a company according to the company goals. In the narrower sense however it focuses on the maintenance of equipment of the power system, system development planning, the coordination of related processes and their activities respectively. The mentioned business processes have a dynamic character caused by a stochastic change of condition state of electrical equipments. An overview of the competing strategic goals to be optimized and the main features of an asset management system are illustrated in Fig. 1.

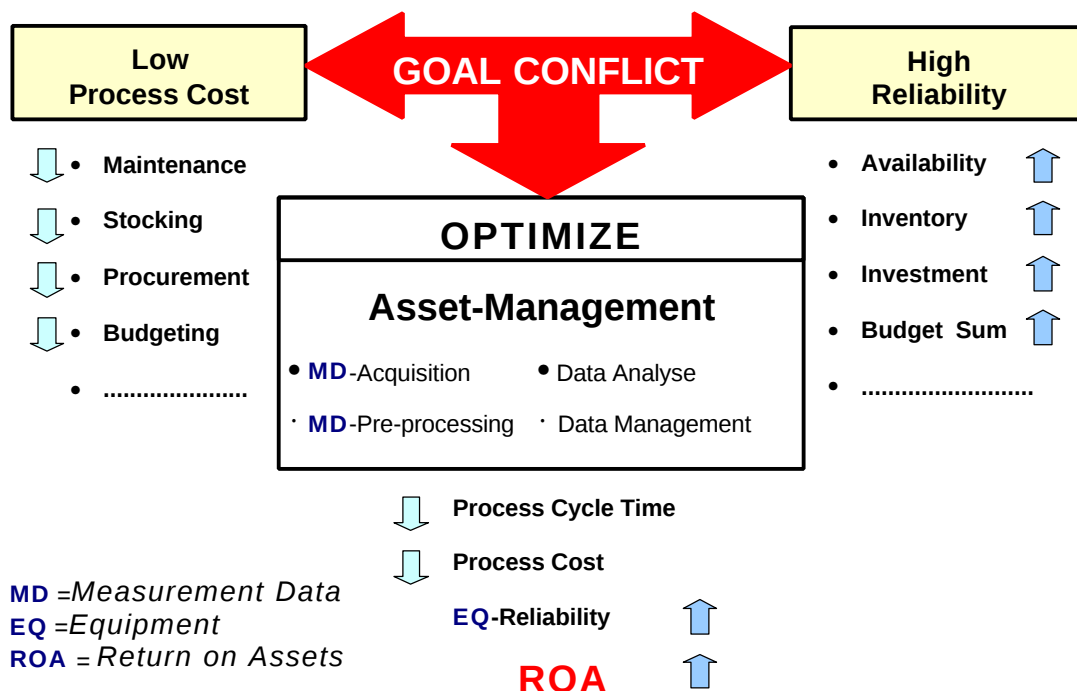


Fig. 1: Optimization of conflicting business objectives through dynamic Asset Management.

Optimierung konträrer Geschäftsziele durch dynamisches Asset-Management.

durchgeführten Simulationen lassen vermuten, dass die „Überbrückung“ auf einer niedrigen Kostenbasis erfolgen kann, während sich der Hebeleffekt der Einsparungen auf die Anlagenrentabilität positiv auswirkt. Um die Komplexität der zu lösenden Aufgabe deutlich machen zu können, ist in Fig. 2 die physikalische Struktur der Messdatenerfassung für ein Ableitermonitoring dargestellt worden.

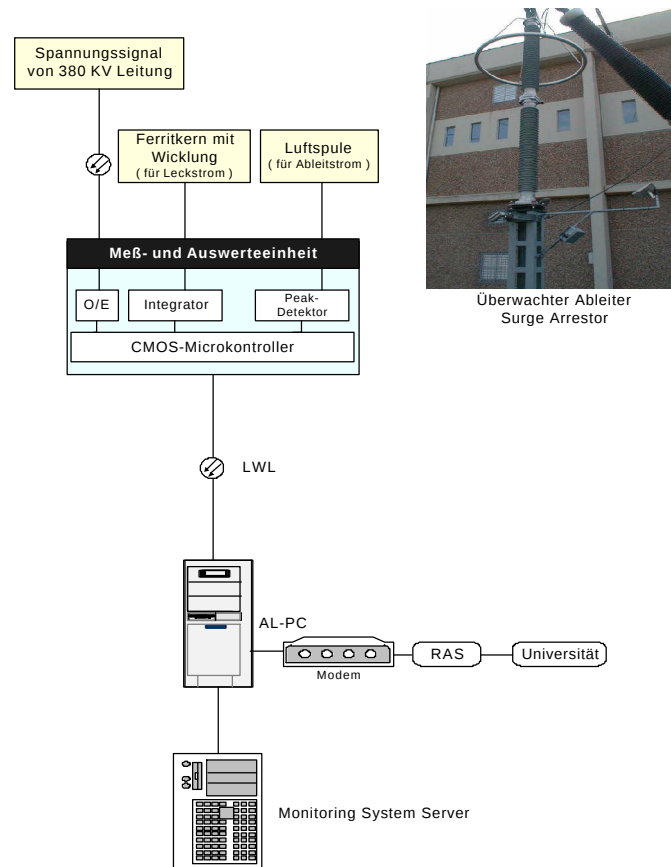


Fig. 2: Struktur der Messdatenerfassung für das eingesetzte Ableiter-monitoring.
Physical structure of the data acquisition for the installed surge arrestor monitoring

Für die immer noch laufende Modellbildung wird MATLAB als graphisches Modellierungstool eingesetzt. Es ermöglicht sowohl die Abbildung ereignisdiskreter Zustandsübergänge als auch die Abbildung von kontinuierlichen Prozessen. Die MATLAB-Tools Stateflow und Fuzzy-Logik erlauben, die unterschiedlichen Eigenschaften des Systemverhaltens in ein realitätsnahes hybrides Modell zusammenzuführen und mit Simulink die Sensitivität des Modells auf praxisrelevante bekannte Verläufe der Zustandsverschlechterung zu testen.

Es soll an dieser Stelle noch bemerkt werden, dass *(mit den aus der Betriebserfahrung gewonnenen Erkenntnissen)* eine schrittweise Verbesserung des Gesamtmodells z.B. durch Neukonfigurieren der Beurteilungsalgorithmen bis zu einem hohen Grad vollzogen werden kann. Es soll jedoch im Zeitraum von der Erkennung des Fehleransatzes bis zu der Warnungsphase geschehen, um in der Entscheidungsphase eine zuverlässige Risikokennzahl zur Verfügung zu haben.

Despite of the substantial effort made by utilities in course of applying the mentioned asset management approach the objective to enhance the profitability is not yet achieved satisfactorily. The reason for that is the insufficient modelling of the system behaviour. The models applied till now fail to deal with the stochastic character of equipment's condition development because they either do not involve the condition relevant monitoring data on online basis or they are not able to discretize the continuous state space of condition development.

The overall objective of the online risk estimation is the real time cost control of condition sensitive core processes having substantial influence on the business profitability. By cause-impact based mapping of the interaction between those processes and the system condition development the above-mentioned control can be carried out quasi automatically. The simplified model structure in Fig. 3 visualizes the gap in information flow from physical equipment to relevant management processes.

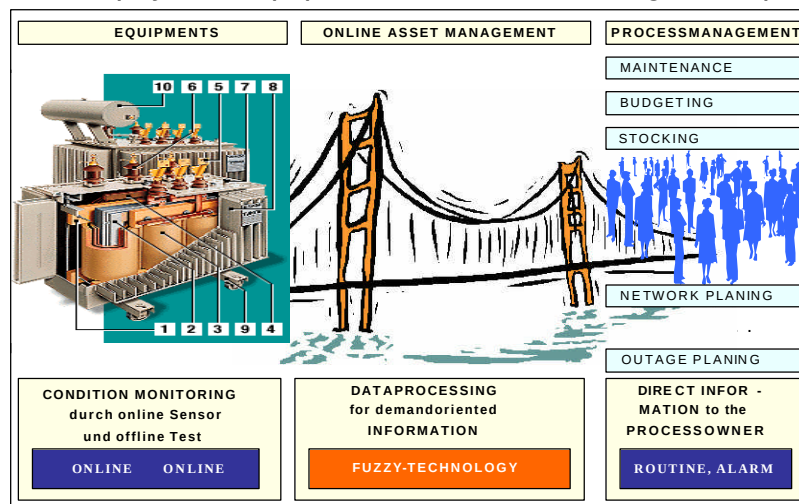


Fig. 3: Online transformation of condition data into process management information
Ableitung von Managementinformationen aus Zustandsdaten in Echtzeit

Fig. 3 also illustrates that using the Fuzzy-technology the “information gap” between different process levels should be closed effectively. Simulations reveal that the “bridging” renders an efficient information management on low cost basis with high leverage effect on cost saving site. Providing online information for processes like maintenance, procurement and financial planning facilitates the solving of the optimization problem on all relevant organization level.

MATLAB provides a user friendly development environment for mapping the discrete and continuous processes being important for the condition estimation. Stateflow and Fuzzy Logic under Simulink lets us design an appropriate hybrid supervisory control model in a graphical environment, which allows engineers to create various scenarios built by means of combination of praxis relevant continuous and discrete state parameters.

The most remarkable advantage of this modelling approach is that the correctness of the model can always be increased by reconfiguration of fuzzy rules in course of the condition deterioration process without great efforts.

■ Auswertung von online Messdaten zur thermischen Modellierung für online Monitoringsysteme

M. Sc. Rummiya Vilaithong

Aus wirtschaftlichen Gründen beabsichtigen Betreiber, Transformatoren länger im Betrieb zu halten als es früher der Fall war. Die Wärmeabfuhr an die Umgebung ist das grundlegende Kriterium, welches die Belastbarkeit und Lebensdauer eines Transformators bestimmt. Folglich führte vermehrtes Wissen über das thermische Verhalten des Transformators zu dessen besserer Auslegung. Um eine sich schnell entwickelnde Betriebsstörung, etwa den Ausfall einer Pumpe oder eines Lüfters, erkennen zu können, wird ein messbarer Wert, z.B. die obere Öltemperatur, mit dem vorausberechneten Wert verglichen.

Zur Berechnung der oberen Öltemperatur gibt es mehrere physikalische Modelle. Der IEEE/ANSI Standard C57.115 – 1995 beschreibt den klassischen Ansatz. Er basiert auf der Grundlage, dass die obere Öltemperatur über der Umgebungstemperatur bei zunehmender Last durch zunehmende Verluste ansteigt.

IEEE/ANSI C57.115 Modell:
$$\tau_{TO} \frac{d\Delta q_{TO}}{dt} = -\Delta\theta_{TO} + \Delta\theta_{TO,U} \quad (1)$$

τ_{TO} Zeitkonstante des Öls

$\Delta\theta_{TO}$ Differenz zwischen oberer Öl- und Umgebungstemperatur in K

$\Delta\theta_{TO,U}$ Lastabhängiger maximaler Temperaturanstieg in K

IEC 60354 - 1991 geht davon aus, dass bei AN-Kühlung die Öltemperatur am oberen Ende der Wicklung gleich der oberen Öltemperatur im Kessel ist. Bei OF- und OD-Kühlung berechnet sich die Öltemperatur am oberen Wicklungsende aus der unteren Öltemperatur zuzüglich der zweifachen Differenz zwischen der mittleren Öltemperatur dieser Wicklung und der unteren Öltemperatur.

IEC 60354 Modell:
$$\theta_{TO} = \theta_{amb} + \Delta\theta_{BO,R} \left[\frac{K^2 R + 1}{R + 1} \right]^X + 2 [\Delta\theta_{MO,R} - \Delta\theta_{BO,R}] K^Y \quad (2)$$

θ_{TO} Obere Öltemperatur in °C

θ_{amb} Umgebungstemperatur in °C

$\Delta\theta_{BO,R}$ Differenz zwischen unterer Öl- und Umgebungstemperatur bei Nennlast

$\Delta\theta_{MO,R}$ Differenz zwischen mittl. Öl- und Umgebungstemperatur bei Nennlast

X Öl-Faktor

Y Wicklungs-Faktor

■ Evaluation of Online Measuring Data for Thermal Modelling of Transformers

M. Sc. Rummiya Vilaithong

Recently, for economic reasons, there is an increasing demand on keeping transformers in service longer than in the past. The basic criterion for transformer load ability and life cycle is the ability to dissipate the internally generated heat to its environment. Therefore knowledge of the transformers thermal performance leads to an improved utilization. Measurable quantities such as top-oil temperature are compared to the predicted value obtained from physical model to check for some failures, for example, malfunction of pumps or fans.

There are several fundamental models to predict transformer top-oil temperature. A reasonable starting point is the classical model described in IEEE/ANSI C57.115 standard - 1995 Guide for Loading Mineral-Oil-Immersed Transformers. The model for top-oil temperature rise over ambient temperature captures the basic idea that an increase in the transformer loading (current) will result in an increase in the losses within the device and thus an increase in the overall temperature.

IEEE/ANSI C57.115 Model:
$$\tau_{TO} \frac{d\Delta\theta_{TO}}{dt} = -\Delta\theta_{TO} + \Delta\theta_{TO,U} \quad (1)$$

where τ_{TO} Oil time constant of the transformer

$\Delta\theta_{TO}$ Top-oil temperature rise over ambient temperature, K

$\Delta\theta_{TO,U}$ Ultimate temperature rise, depends on the loading, K

Besides, the loading guide for oil-immersed power transformers IEC60354 standard is also known. For ON-cooling it follows the concept that the oil temperature at the top of the winding is taken to be equal to the top-oil temperature in the tank. For OF- and OD-cooling the oil temperature at the top of a winding is taken to be the bottom oil temperature plus twice the difference between the average oil temperature inside that particular winding and the bottom-oil temperature.

IEC60354 Model:
$$\theta_{TO} = \theta_{amb} + \Delta\theta_{BO,R} \left[\frac{K^2 R + 1}{R + 1} \right]^x + 2[\Delta\theta_{MO,R} - \Delta\theta_{BO,R}] K^y \quad (2)$$

where θ_{TO} top-oil temperature, °C

θ_{amb} ambient temperature, °C

$\Delta\theta_{BO,R}$ bottom-oil temp. rise over ambient temperature at rated load, K

$\Delta\theta_{MO,R}$ middle-oil temp. rise over ambient temperature at rated load; K

Das Modell nach IEEE/ANSI C57.115 wurde um ein dynamisches Verhalten der Umgebungstemperatur mit linearer Regression für die zeitliche Ableitung erweitert.

Modifiziertes Modell:
$$\tau_{TO} \frac{dq_{TO}}{dt} = -\theta_{TO} + \theta_{amb} + \Delta\theta_{TO,U} \quad (3)$$

Alle drei Modelle wurden mittels Visual Basic in ein Analyseprogramm zum Berechnen der oberen Öltemperatur umgesetzt. Die Messdaten mit den Variablen Last und Umgebungstemperatur wurden zunächst in Microsoft Access aufbereitet. Abhängig von den Parametern des Transformators leitet das Analyseprogramm daraus die obere Öltemperatur ab. Fig 1 zeigt den Vergleich zwischen gemessenen berechneten und berechneten Temperaturverläufen der drei Modelle, wobei die Berechnung nach (3) zur besten Annäherung führte, hier an einem 600-MVA / 400-KVA-Transformator mit OFAF-Kühlung.

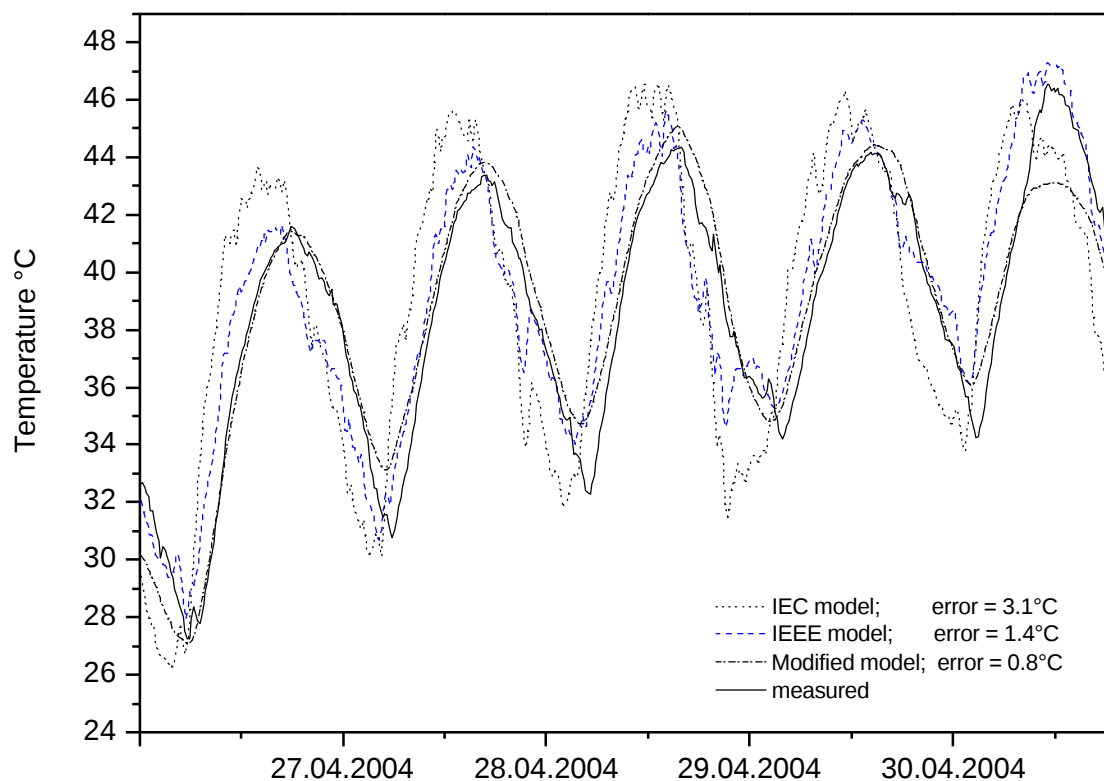


Fig. 1: Measured and calculated top-oil temperature using different models
Gemessene und mit verschiedenen Modellen berechnete obere Öltemperatur

- X oil exponent
Y winding exponent

Based on the concept of IEEE/ANSI C57.115 model, the developed top-oil temperature model with a dynamic behaviour of ambient temperature using a linear regression technique for the time derivative was proposed.

Modified Model:
$$\tau_{TO} \frac{dq_{TO}}{dt} = -\theta_{TO} + \theta_{amb} + \Delta\theta_{TO,U} \quad (3)$$

These three models were applied in the analysis program. The program written in Microsoft Visual Basic was created and developed as a tool for calculating the top-oil temperature. Visual Basic provides a proper user interface and data handling capacity. The measured data samples using load and ambient temperature as driving variable inputs were prepared in Microsoft Access files. These measured data and the specification parameters of the transformer obtained from a least square optimization technique were applied as the input of the temperature calculation.

A comparison of calculated and measured value of top-oil temperatures from different top-oil temperature models is depicted in Fig. 1 Best predictions are achieved using the top-oil temperature calculation according to the modified model(3). The on-line measuring database regards a 600 MVA/400KV transformer with OFAF cooling and a constant number of fans and pumps.

■ Die seminumerische Analyse elektrischer Maschinen am Beispiel eines Polysolenoidmotors

Dipl.-Ing. Andreas Weinläder

Die numerische Feldberechnung mittels der Methode der Finiten Elemente (FEM) hat sich seit einigen Jahren nun auch in der Berechnung von elektrischen Maschinen als Standardmethode etabliert. Da jedoch die verfügbaren Rechenleistungen – insbesondere bei derartigen Problemstellungen – auch noch heute ihre Grenzen erkennen lassen, ist man oft gezwungen, hinsichtlich des Umfangs des numerischen Modells Kompromisse einzugehen. Es bietet sich hierzu beispielsweise an, eine 3D-Geometrie lediglich als 2D-Modell zu simulieren und die Randeffekte (am tatsächlichen Rand der als unendlich ausgedehnt angenommenen Dimension) mittels analytischer Näherungen zu berücksichtigen. Die hierbei entstehenden Abweichungen sind bei geschickter Wahl der gemachten Vereinfachungen u.U. gering, die Ersparnis an Rechenzeit und Modellierungsaufwand jedoch oft beträchtlich.

Die untersuchte Anordnung

Als Beispiel soll hier ein Linearmotor in Polysolenoidausführung (Fig. 1) dienen. Dieser Motor ist vom Aufbau her –zumindest was den elektromagnetisch aktiven Teil angeht- auf den ersten Blick rotationssymmetrisch in Bezug auf die Läufermittelachse. Diese Symmetrie wird jedoch gestört durch eine Versetzung der Permanentmagnetreihen in Richtung der Läufermittelachse (Fig. 2). Diese Maßnahme dient –nebenbei gesagt- der gegenseitigen Verschiebung der Kraftüberschwingungen der in den einzelnen Magnetreihen erzeugten Kraft. Da sich diese Oberschwingungen durch passende Verschiebung der Magnetreihen zueinander gegenseitig aufheben, wird somit die an der Welle verfügbare Kraft stark geglättet.

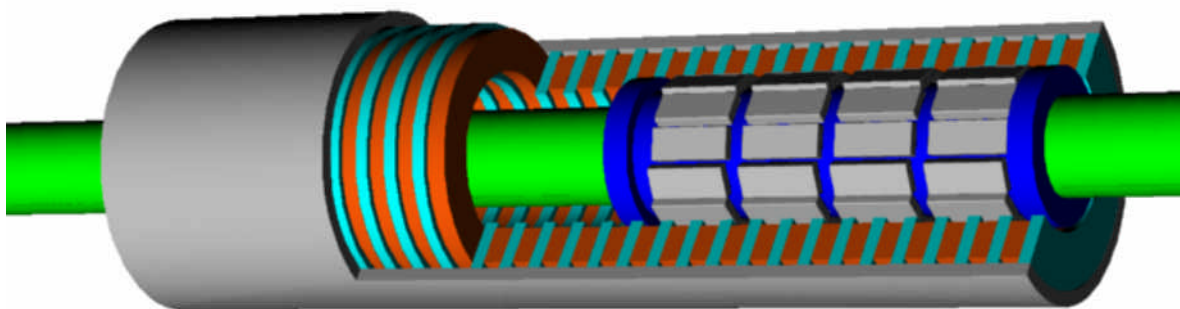


Fig. 1: Polysolenoidmotor / Polysolenoid engine

- **The seminumerical analysis of electrical machines at the example of a polysolenoid engine**

Dipl.-Ing. Andreas Weinläder

The numerical calculation of fields by the Finite Element Method (FEM) is now also established in the calculation of electrical machines since a few years. Since the available performance of computer hardware – especially for such kinds of problems – even nowadays shows its limits, the engineer is forced to accept compromises in the size of the numerical model. For example there is the possibility to simulate a 3D-geometry just as a 2D-model and to consider edge effects (at the real edge of the dimension which is assumed as infinitely extended) by an analytical approximation. The resulting differences are in smart cases negligible whereas the resulting savings in modelling and computational efforts are enormous

The examined arrangement

The examined arrangement is now a polysolenoid linear engine shown in Fig. 1. At the first glance, the engine is – at least in the electromagnetic active part- axially symmetric referred to the middle axis of the armature. However this symmetry is disturbed by an adjustment of the magnet rows along the axis of the armature (Fig. 2). This measurement serves –told by the way- to shift the harmonics of the force of the single magnet rows to each other. This leads to the mutual compensation of the harmonics of the force and thus to a much smoother force available at the axle.

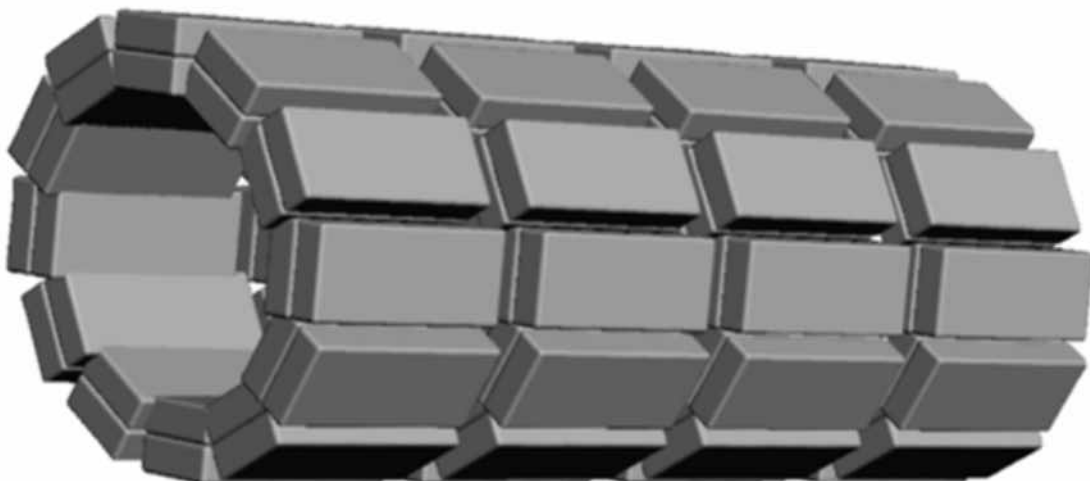


Fig. 2: Gegeneinander versetzte Permanentmagnete im Läufer.
Permanent magnets shifted to each other

Die Berechnung

Da also die beschriebene Anordnung nicht mehr exakt zweidimensional ist, andererseits die Berechnung eines 3D-Modells die 10- bis 100-fache Zeit benötigt, im Vergleich zur Rechenzeit eines entsprechenden 2D-Modells, liegt es nahe, diesen Motor doch 2D-modellieren und –berechnen zu wollen. In diesem Fall kann dies ohne große Verluste an Genauigkeit dadurch erreicht werden, den Motor in seine einzelnen Magnetreihen zerlegt gedacht zu modellieren und die berechneten Einzelkräfte der hier 6 Reihen zur Gesamtkraft aufzusummieren. Diese Modellbildung ist zwar nicht exakt, da insbesondere das Feld am Rand der einzelnen Magnetreihen vom berechneten Verlauf abweicht und im Gegensatz zu diesem u.a. auch Komponenten in Umfangsrichtung hat, jedoch wäre die Berechnung in 3D auf einem Rechner normaler Leistungsklasse schlecht möglich und vor allem viel zu langwierig gewesen. Außerdem stimmen die errechneten Ergebnisse –wie unten zu sehen ist- gut mit den am realen Motor gemessenen überein.

Vergleich von Messung und Rechnung

In Fig. 3 sind die Ergebnisse von Messung und Rechnung zu sehen. Wie zu erkennen ist, heben sich die Kraftüberschwingungen bei Überlagerung der Einzelergebnisse tatsächlich heraus. Außerdem ist zu erkennen, dass gemessene und gerechnete Werte gut übereinstimmen, wobei die verbleibenden Abweichungen nicht unbedingt auf o.g. Vereinfachungen zurückzuführen sind.

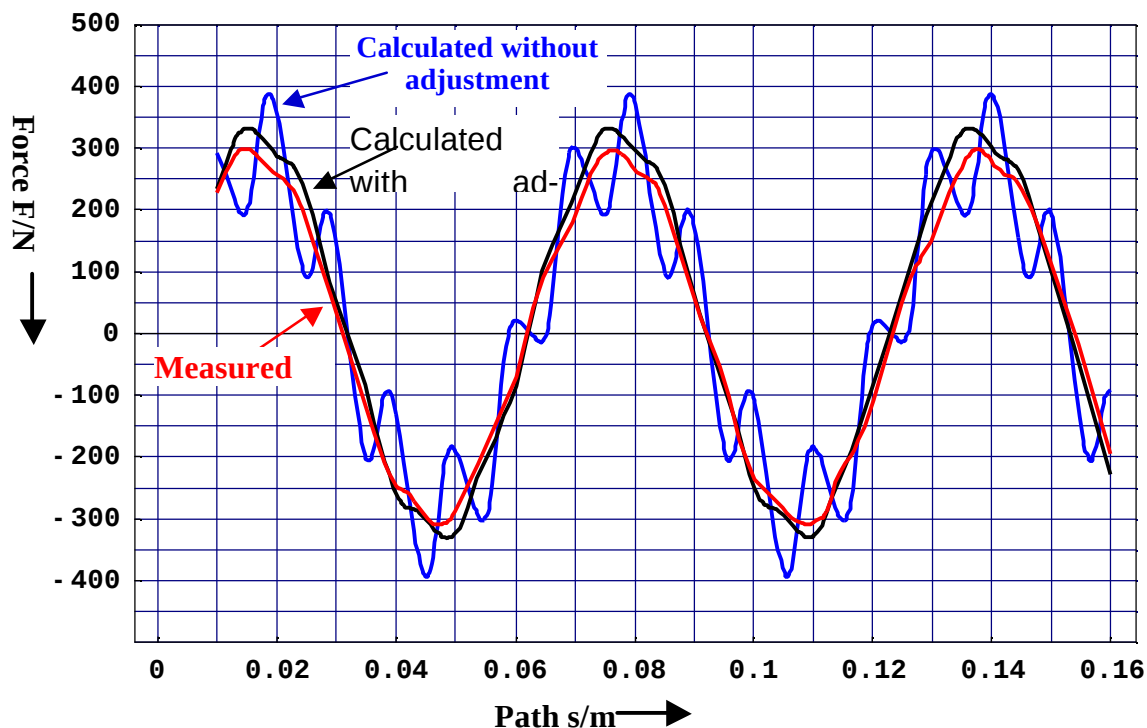


Fig. 3: Gemessene und berechnete Kraftverläufe
Measured and calculated curves of force

The computation

Since the described arrangement is no longer accurately two-dimensional and, on the other hand the computation of a 3D-model takes much more time, it is appropriate to model and to calculate this engine as a 2D-arrangement. In this case it can be done without great loss of accuracy by calculating the forces of each row of magnets and accumulating them to the total force. This modelling isn't exact particularly because the field at the common edges of the magnet rows is different from the calculated characteristics and has among other things a component in circumferential direction. On the other hand a calculation in 3D on an actual personal computer could be difficult and above all too expensive in time. Also the calculated results are in good accordance to the values measured at the real engine.

Comparison of measurements and calculations

In Fig. 3 the results of measurements and calculations are shown. The single harmonics of force mutually compensate each other in the resulting force. Also noticeable is that the measured and the calculated values are in good accordance. The remaining errors are not necessarily a result of the above mentioned simplifications.

■ **Optimierung und Neukonzeption des Messsystems für die Online-Bestimmung der Übertragungsfunktion**

Dipl.-Ing. René Wimmer

Mechanische Schäden in Transformatorenwicklungen können mit Hilfe der Übertragungsfunktion (ÜF) detektiert werden. Um diese ermitteln zu können, musste bisher der Transformator aus dem Verbundnetz freigeschaltet und die Leitungen entfernt werden. Da der Transformator als passives RLCM-Netzwerk betrachtet werden kann, ist die Form des transienten Signals und die der Antwortsignale für die Auswertung nicht maßgebend, sondern nur deren Spektren. Daher können transiente Überspannungen, die infolge von Schalthandlungen oder Gewittern entstehen, mittels geeigneter Sensorik während des Betriebs erfasst und zur Berechnung der ÜF herangezogen werden.

Die Auswertung der ÜF erfolgt bis mindestens 1MHz. Deshalb ist es wichtig, ein Messsystem mit einer hohen Empfindlichkeit zu verwenden, um den Signal-zu-Rausch-Abstand groß zu halten. Der Aufbau des Monitoringsystems sieht wie folgt aus: Die Spannungs- und Stromsensoren sind an bzw. im Durchführungsdom angebracht. Um Störeinkopplungen bei der Signalübertragung vom Transformator zum Messsystem, welches im Betriebsgebäude steht, gering zu halten, werden die Signale mit ca. 100 V übertragen. Dieser hohe Pegel macht einen Sekundärteiler für den Eingang des Messsystems notwendig. In ihm ist auch ein Tiefpassfilter integriert, um den Aliasing-Effekt zu eliminieren.

Eine hohe Messgenauigkeit kann sich bei schlechter Aussteuerung der ADU ergeben. Wird das Übersetzungsverhältnis besser angepasst, erreicht man eine Steigerung des Signal-zu-Rausch-Abstandes von bis zu 8 dB (Fig. 1a). Die Auswirkung auf die ÜF erkennt man am schmäleren Toleranzband. Dadurch wird eine bessere Aussage beim Vergleich mehrerer ÜFs erreicht. Die Veränderung am Teilerfaktor des Sekundärteilers zieht ein anderes Übertragungsverhalten des Tiefpasses nach sich, welches sich an den unterschiedlichen Dämpfungen der ÜF bemerkbar macht (Fig. 1b).

Beim alten Messsystem sind der Transienten-Rekorder und Computer physikalisch getrennt und nur über den Parallel-Port verbunden, was das System langsam und fehleranfällig macht. Erweiterte Anforderungen sowohl in Hardware als auch in Software sowie der Totalausfall einer ganzen Einheit des Transienten-Rekorders erforderten eine Neukonzeption des Messsystems. In diesem übernimmt eine PCI-Messkarte die Funktion des Transienten-Rekorders. Sie ist im Computer integriert. Eine Karte besitzt 4 Eingangskanäle, und es können mehrere Messkarten, die über HF-Kabel zur Synchronisierung und Triggerung verbunden sind, in den Computer eingebaut werden. Somit ist die Zahl der Kanäle erweiterbar.

■ Optimization of a Measuring System for On-line-Detection of the Transfer Function

Dipl.-Ing. René Wimmer

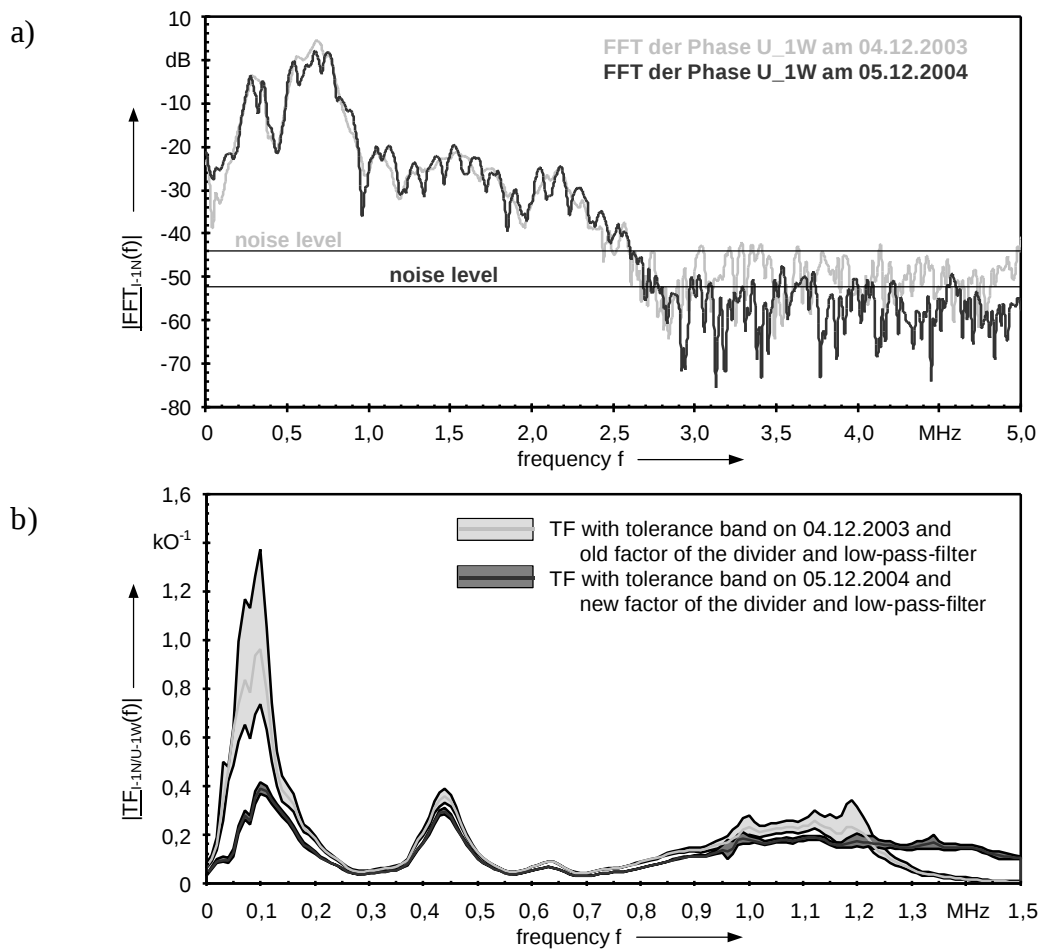
Mechanical deformation in transformer windings can be detected by means of the transfer function (TF). For an offline measurement the transformer has to be disconnected from the electrical network and the electric lines have to be unmounted. As the transformer can be regarded as a passive RLCM-network the waveform of the transient signal is not authoritative for the analysis, but only its spectrum. Switching operations or lightning strikes excite transient overvoltages which may arrive at the transformer. With adequate sensors these transient overvoltages can be recorded during operation of the transformer and can be used for calculation of the TF.

The analysis of the TF is carried out till at least 1 MHz. A high sensitivity of the measuring system is required to keep the signal-to-noise ratio high. The voltage and current sensors are installed at respectively inside the turret. Because of the long distance and in order to reduce the electromagnetic interference the signals are transmitted with approximately 100 V from the sensors to the digital measuring system, located in the premises. Therefore an additional voltage divider is required at the input of the transient recorder. In the secondary divider also a low pass filter is integrated to eliminate the aliasing effect.

A high error was introduced due to a low modulation amplitude of the ADU. With a better adaptation of the secondary dividers the signal-to-noise ratio is getting 8 dB higher (Figure 1 a). So the tolerance bands are getting smaller and a better conclusion when comparing different TFs is possible. This change in the secondary divider influences the transfer behavior of the integrated low pass filter. That's visible on the different damping of the TFs (see Fig. 1 a).

At the old measuring system transient recorder and computer were separated and linked together with the parallel port. This connection makes the system slow and fault-prone. Extended requirements to both hardware and software, as well as the breakdown of a whole unit of the transient recorder call for a new concept of the measuring system. A PCI-measuring-card inside a PC takes on the function of the transient recorder. A single card has 4 input channels. Several measuring cards can be connected via HF-cables for synchronization and triggering. So the number of input channels is expandable. The table compares the specification data of the old and new measuring system.

Both systems are running in parallel. Thus a direct comparison between the System is possible. As it can be seen in Fig. 2a the signal-to-noise ratio of the new system is about 15 dB higher than of the old one.



Die Tabelle vergleicht das alte Messsystem mit dem Neuen.

Fig 1: a) FFT der Phase U-1W mit alten und neuen Teilerfaktoren.

b) ÜF von I-1N zu U-1W mit alten und neuen Teilerfaktoren

Beide Messsysteme laufen derzeit parallel. Daher ist ein direkter Vergleich beider Systeme möglich. Wie in Fig. 2 a) zu sehen ist, ist der Signal-zu-Rausch-Abstand des neuen Messsystems um 15 dB höher. Die Auswirkung auf die ÜF ist dieselbe wie bei der Maßnahme beim Sekundärteiler: Das Toleranzband wird schmaler und die Genauigkeit der Messung nimmt zu (Figure 2 b).

Unterschiedliche Schaltzustände in der Umspannanlage führen zu unterschiedlichem Reflektionsverhalten. Das hat wiederum einen direkten Einfluss auf die ÜF, da nicht unterschieden werden kann zwischen Originalsignal und reflektiertem Signal. Aus diesem Grund ist eine Simulation der Umspannanlage notwendig, die das Reflektionsverhalten vor allem in der näheren Umgebung des Transformators beschreibt. Für diese zukünftige Simulation wurde eine offline ÜF-Messung an dem Transformator vorgenommen.

	old measuring system	new measuring system
ADU-resolution	10-bit	14-bit
sample-rate	10 MS/s	10 MS/s
samples per channel	256 k-Samples	256 k-Samples
number of analogue inputs	8	4
adjustable measurement range	--	altogether 8 bipolar: ± 500 mV, ± 1 V, ± 5 V, ± 10 V unipolar: 0...1 V, 0...2 V, 0...10 V, 0...20 V
computer interface	computer and measuring system are separated => parallel port	computer and measuring system are combined => PCI-card
transfer periode	> 8 min	~ 750 ms
miscellaneous	--	auto calibration

The effect on the TF is the same as it is by the secondary divider: the tolerance band are smaller. So the measurements with the new system gets more accurat than the old system.

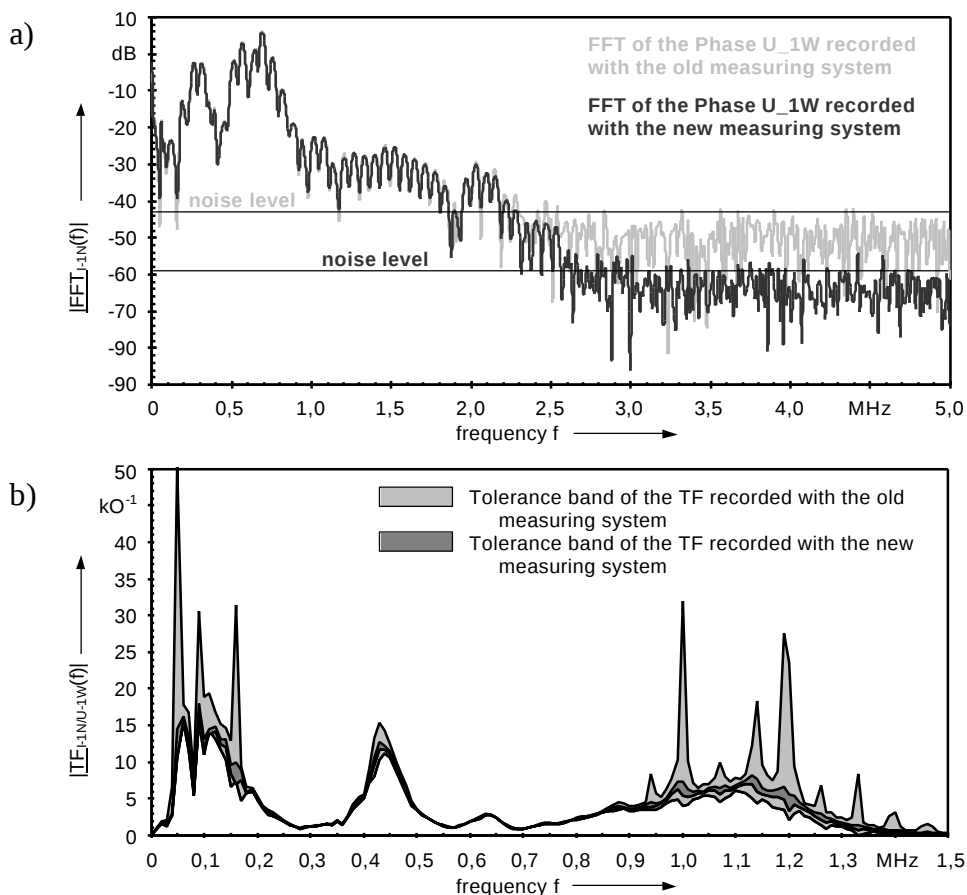


Fig. 2: a) FFT of the phase U-1W recorded with the old and new measuring system
b) TF of I-1N to U-1W recorded with the old and new measuring system

Different circuit states in the substation cause a different reflection behavior with influence on the TF, because no separation between the original und reflected signal is possible. Therefore in the near future simulations have to be done, which describe the reflection behavior of the substation. For that also offline-measurements have been carried out.

■ **Vergleichbarkeit verschiedener Emissionsmessverfahren in der Automobil-EMV**

Dipl.-Ing. Michael Zerrer

In modernen Fahrzeugen werden immer mehr elektrische und elektronische Komponenten verbaut, die umfangreiche Regel-, Steuer-, Sicherheits- und Komfortfunktionen verrichten. Zur Sicherstellung der EMV solcher Geräte müssen geeignete Komponentenmessverfahren und Grenzwerte definiert werden, anhand derer das Verhalten verbauter Komponenten im Fahrzeug hinreichend genau abgeschätzt werden kann. Immer kürzer werdende Fahrzeugentwicklungszeiten erfordern Ersatzmessverfahren an einzelnen Komponenten, z. B. Funkstörspannungsmessungen mit Bordnetznachbildungen, Antennenabstrahl- oder Stromzangenmessungen. Das Hauptproblem besteht darin, sinnvolle Grenzwerte für diese Messverfahren festzulegen, da in der Regel zwischen den späteren Fahrzeugmessungen und den Komponentenmessverfahren beachtliche Unterschiede hinsichtlich der wirksamen Kopplemechanismen vorliegen. Um diese Problematik näher zu untersuchen, werden die zwischen den verschiedenen Messverfahren vorhandenen Korrelationen genauer betrachtet. Mit Hilfe der Ergebnisse sollen bestehende Grenzwerte für die einzelnen Emissionsmessverfahren überprüft bzw. neu definiert werden.

Notwendigkeit von Korrelationen

Unter Korrelationen versteht man Beziehungen zwischen mehreren statistisch beeinflussten Variablen. Aufgrund dieser Einflüsse sind meist keine einfachen Beziehungen wie proportionale oder gar lineare Zusammenhänge gegeben. Der Ansatz über Korrelationen stellt keine exakten Vorhersagen in Aussicht, sondern ermöglicht Abschätzungen, die von Fall zu Fall unterschiedlich gute Qualität haben können.

Die Korrelation von Messungen aus verschiedenen Messverfahren soll aufzeigen, ob es prinzipielle Zusammenhänge zwischen den einzelnen Messverfahren gibt und welche Größenordnung und Form diese haben.

Die Untersuchungen werden weiter ausgedehnt, so dass auch Korrelationen zwischen Einzelmessverfahren für Kfz-Komponenten im Labor mit Messungen der Komponenten am Fahrzeug gemacht werden können.

Emissionen von verschiedenen Kfz-Komponenten

Mit Hilfe von statistischen Korrelationsalgorithmen wurden die Emissionsmessungen verschiedener Geräte ausgewertet. Ein Problem dabei ist, dass die meisten Serienfahrzeugkomponenten ein Störspektrum aufweisen, das nur wenig oder nur in sehr kleinen Bereichen über dem Rauschpegel liegt. Daher sind Serienkomponenten

■ **Comparison of Different Emission Measurement Methods in Automotive EMC**

Dipl.-Ing. Michael Zerrer

In modern passenger cars one can find more and more electric and electronic devices, used for a wide area of control functions, as well as functions concerning several safety tasks and comfort. To ensure the electromagnetic compatibility of these devices, appropriate limit values for different measurement methods have to be defined. When the device is tested in the EMC-Laboratory, these limit values should correlate with the measurements made with the whole vehicle. In this way it is possible to estimate the behaviour of the devices in the built-in state. During the last years the development times have become shorter and shorter. Therefore alternative measurement methods for the single devices are needed, for example measurements with LISNs (Line Impedance Stabilization Network), antenna and current probes. The biggest difficulty thereby is to find reasonable limit values for these alternative measurements, because of the big differences in coupling modes. To figure out these problems, correlations between different alternative measurements are made. By means of such correlations present limit values of the different alternative measurement methods should be verified and if necessary new ones should be defined.

The need of correlations

Correlations describe a dependency between multiple statistical variables. Because of several statistical influences on the variables there is in general no direct proportional or linear interrelationship. The approach to find interrelationships between statistically influenced variables does not intend to make an exact forecast. Rather the aim is to allow estimations how the variables will behave. The quality of such assessments differs from case to case.

The correlations between the different measurement methods should show, whether significant interrelationships exist or not. Furthermore the magnitudes and characteristics of the correlations are of interest.

These investigations are expanded in a manner, that correlations between single device measurement methods and automotive in-car-measurements could characterize the behaviour of a device.

Emissions of different automotive components

Statistical correlation algorithms are used to evaluate emission measurements of different devices. But most of the components used in series-production vehicles only show a quite low level of interference spectrum. The emitted spectrum of these devices may exceed the noise level in very small ranges only or by small values.

nicht geeignet, um solche Vergleichsmessungen durchzuführen. Um brauchbare Messwerte zu erhalten wurde deshalb ein Serienkombiinstrument so modifiziert, dass es Emissionen aufweist, die deutlich über der Rauschgrenze liegen. Weiterhin wurden Messungen mit einem am Institut gefertigten Pulsgenerator gemacht. Mittels Simulationen wurden weitere Messreihen gewonnen, die ebenfalls durch die Korrelationsalgorithmen ausgewertet wurden.

Korrelationen von Emissionsmessung mit Antenne und Stromzange

Zunächst wurden Störemissionsmessungen mit der Antenne und Stromzange durchgeführt und simuliert. Durch den Korrelationsalgorithmus werden die Daten aufbereitet und das Verhältnis der Emissionen von Antenne und Stromzange zueinander berechnet.

Trägt man dieses Verhältnis in einem halblogarithmischen Diagramm auf, zeigt sich, dass die Kurven grob mit 20 dB/Dekade ansteigen, teilweise auch auf verschiedenem Niveau.

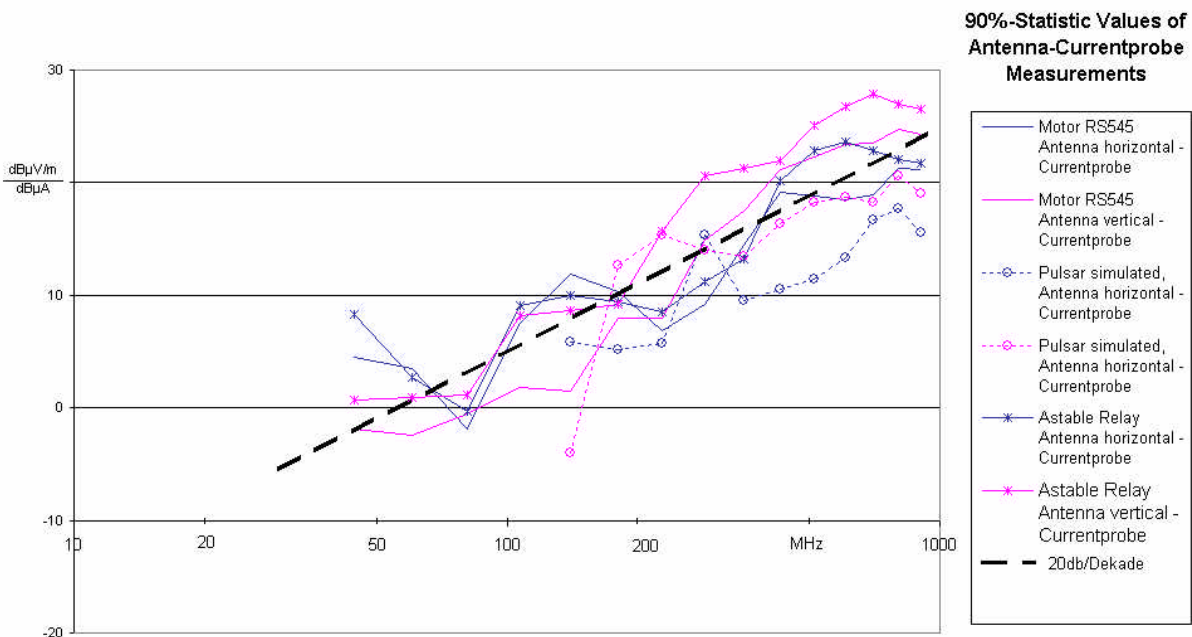


Fig. 1 Korrelationen von Emissionsmessungen mit Antenne und Stromzange.
Correlations between emission measurements with antenna and current probe

Der Anstieg von 20 dB/Dekade ist je nach Prüfling stärker oder schwächer ausgeprägt. Um dies näher untersuchen zu können, wurde ein Störsender gebaut, der ein breites, reproduzierbares Spektrum erzeugt.

Korrelationen mit Hilfe von Transferfunktionen

Für weitere Korrelationsbetrachtungen zwischen Fahrzeugmessungen und Labormessungen wurden Messungen von Transferfunktionen am Kfz durchgeführt. Dazu wurden mit einem Netzwerkanalysator die S_{11} -Parameter gemessen. Als Empfangsantenne diente die im Fahrzeug eingebaute Radioantenne (Fig. 2). Mit

Therefore series-produced components are not suitable to carry out such comparative measurements. This gave the reason to modify a series-production cockpit module to achieve reasonable measurement results. The modified device shows an emission level which is well above the noise level. In addition measurements are made using a pulse-generator built at our Institute. Further series of measurements are generated using the correlation algorithms applied to simulated datasets.

Correlations of measurements with antenna and current probe

At first measurements and simulations with antenna and current probe were carried out. By means of the correlation algorithms the measured data is processed and the interrelationship between the emission measurement of antenna and current probe is calculated.

If this ratio is plotted against frequency one can see, that the distribution shows a rise with about 20 dB/decade (fig. 1). The simulated data shows a similar behaviour.

In dependency on the tested device the characteristic 20 db/decade is more or less distinctive. For further investigations a new artificial noise source was developed. This emitter provides a wide, reproducible spectrum and was used to get more measurement data.

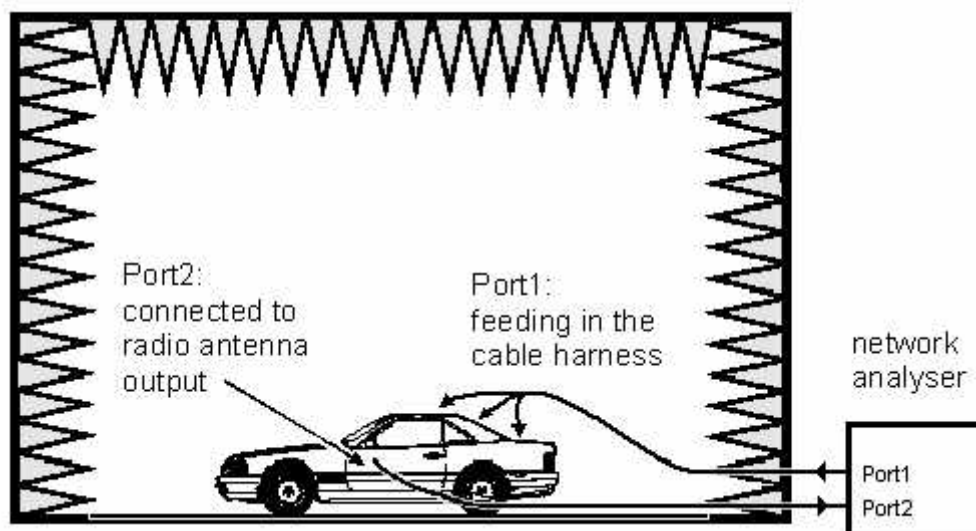


Fig. 2: Measurement set-up for transfer functions in a vehicle.
Messaufbau für Transferfunktionen am Kfz

Correlations made with transfer functions

Further correlations between in-car measurements and single device measurements have been obtained with the help of transfer-functions that have been measured at the vehicle. Such transfer-functions measurements are carried out with a network analyser. Figure 2 shows the measurement set-up. The input port of the analyser is connected with the built-in radio antenna of the vehicle.

diesem Messaufbau können so für verschiedene Einbauorte der unterschiedlichen Kfz-Komponenten die entsprechenden Transferfunktionen bestimmt werden. Solche Transferfunktionen können auch ohne Schirmkabine durchgeführt werden, da der Netzwerkanalysator einen relativ hohen Ausgangspegel besitzt und somit Störungen von außen vernachlässigbar sind.

Mit Hilfe von Transferfunktionen ist es möglich, Zusammenhänge zwischen Labormessungen und Fahrzeugmessungen zu untersuchen. Dazu wurden folgende Messungen gemacht: Im EMV-Labor wurde die eingekoppelte Störspannung des modifizierten Serienkombiinstrumentes mittels Kfz-Netznachbildungen gemessen. Das gleiche Kombiinstrument wird dann, im Auto eingebaut, vermessen. Die Empfangsantenne war wiederum die eingebaute Radioantenne.

Die Messergebnisse der Netznachbildung werden mit der Transferfunktion multipliziert. Vergleicht man diese mit der direkten Kfz-Messung, stellt man eine gute Übereinstimmung fest (siehe Fig. 3).

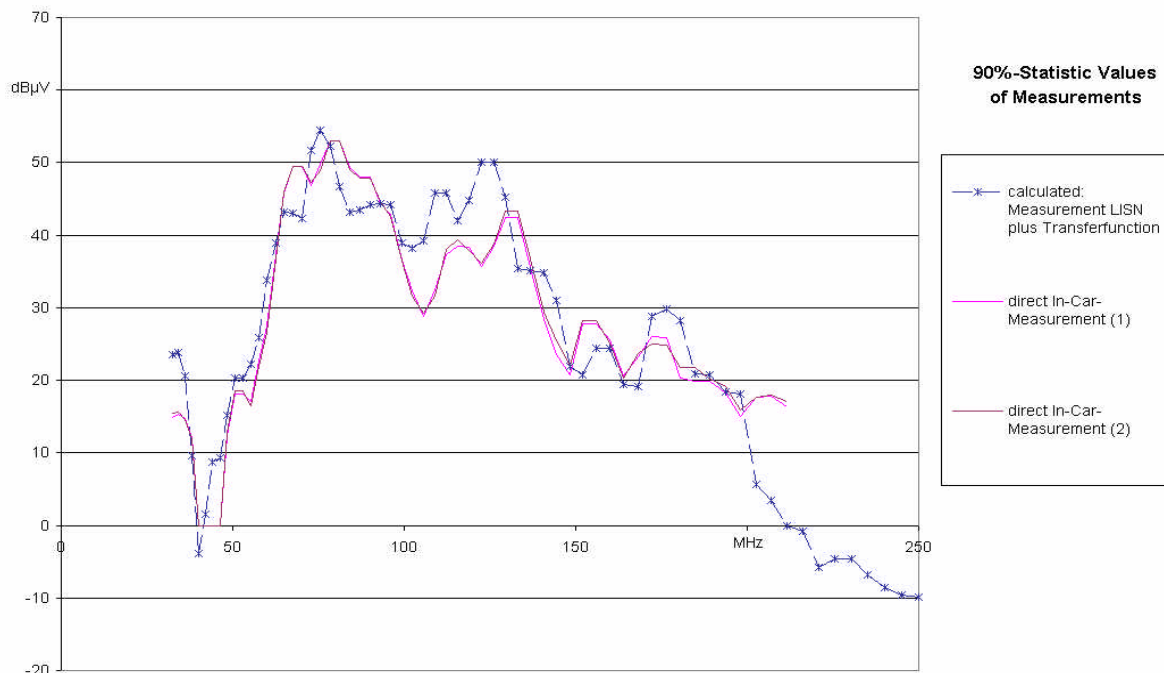


Fig. 3 Vergleich von gemessenen und mittels Transferfunktion berechneten Daten.
Comparison of measured and calculated data using transfer functions

Diese Transferfunktionen und die ermittelten Korrelationen zwischen den einzelnen Messverfahren helfen, das Verhalten der Komponenten im verbauten Zustand abzuschätzen. Weitere Messungen mit unterschiedlichen Geräten an verschiedenen Fahrzeugen sollen zeigen, welche Zusammenhänge zwischen Labormessungen und Messungen direkt im Fahrzeug bestehen. Dazu kommt auch der oben erwähnte, neu entwickelte Referenzstörer zum Einsatz. Bei diesem Störer ist sichergestellt, dass er ein reproduzierbares, sehr breitbandiges Störspektrum liefert. Ebenso können Simulationen verschiedener Messverfahren helfen, Korrelationen zwischen den Messverfahren selbst zu verstehen.

The measurement set-up shown in Fig. 2 allows to obtain transfer functions for every mounting place and different devices. This kind of measurements can be carried out even without a screened room. The output level of the network analyser is high enough, so that effects of the ambient disturbances can be neglected.

Transfer functions allow to show interrelationships between measurements carried out with single control modules in the EMV-lab and the whole-vehicle measurements. To prove this two kinds of measurement were made: The interference voltage of the device was measured in a shielded room with artificial Networks (LISN). This (modified) device was installed in the vehicle and the interference voltage was measured over the built-in radio antenna.

The measured data of the test-setup with the LISNs is multiplied with the data of the measured transfer function. Figure 3 shows the result. The curves of the calculated data, LISN + transfer function fit quite well to the whole-vehicle measurements.

Transfer functions and the appropriate correlation characteristics assist in estimating the behaviour of the devices in the built-in-state. Further measurements with different devices and even with different vehicles should show additional interrelations. The already mentioned new standard-noise-source is available for this kind of measurements, too. Due to this noise-source the emitted spectrum is a wide band, reproducible source of interference. It can be used for measurements in the EMC-laboratory as well as in the car.

In a similar way simulated data could serve as input data set, and can be helpful for a better understanding of the correlations between the different measurement methods.

6. VERÖFFENTLICHUNGEN

Die folgenden Beiträge können im Internet unter www.ieh.uni-stuttgart.de abgerufen werden.

C. Keller, K. Feser

Schnelle Emissionsmessung im Zeitbereich als zeitsparende Alternative.

EMV 2004, 10.-12. Feb. 2004, Düsseldorf, Konferenzband S. 507

L. Müller, K. Feser

Die Untersuchung der Entladung elektrostatisch aufgeladener Kunststoffe.

EMV 2004, 10.-12. Feb. 2004, Düsseldorf, Konferenzband S. 111

M. Koch, T. Lange, G. Löhning, H. Schwarz

Optimierung und Feldberechnung an einer impulsbasierten EMV-Systemprüfanlage.

EMV 2004, 10.-12. Feb. 2004, Düsseldorf, Konferenzband S. 47

M. Kull, K. Feser

Schnelle transiente Vorgänge im Kfz-Bordnetz.

EMV 2004, 10.-12. Feb. 2004, Düsseldorf, Konferenzband S. 673

M. Zerrer, K. Feser, M. Aidam

Vergleichbarkeit verschiedener Emissionsmessverfahren in der Automobil-EMV

EMV 2004, 10.-12. Feb. 2004, Düsseldorf, Konferenzband S. 665

M. Kull, K. Feser, U. Reinhardt

Measurements and Simulations of Transient Switching Phenomena in Modern Passenger Cars.

SAE World Congress, 8.-10. März 2004, Detroit, paper No. 2004-01-1704

M. Zerrer, C. Keller, K. Feser, U. Reinhardt

Fast EMC Emission Measurement in Time Domain.

SAE World Congress, 8.-10. März 2004, Detroit, paper No. 2004-01-1705

S. Tenbohlen, A. Kachler, M. Stach, T. Leibfried, I. Höhle-Atanosova

Transformer Life Management German Experience with Condition Assessment.

ETG-Fachtagung, Köln, 2004, ETG Fachbericht 97, S. 327 – 342

S. Tenbohlen, M. Rösner

Online-Feuchtigkeitsüberwachung der festen Isolierstoffe in Leistungstransformatoren.

ETG-Fachtagung, Köln, 2004, ETG Fachbericht 97, S. 315 – 319

R. M. Wimmer, K. Feser

Berechnung der Übertragungsfunktion aus Online-Messdaten.

ETG Fachtagung "Diagnostik elektrischer Betriebsmittel", 9.-10. März 2004, Köln, Poster 3.13; ETG-Fachbericht 97, VDE-Verlag, S. 275-280

M. Koch, K. Feser

Vergleichende Untersuchungen an dielektrischen Diagnosemethoden für Leistungstransformatoren.

ETG Fachtagung "Diagnostik elektrischer Betriebsmittel", 9.-10. März 2004, Köln, Poster 3.11, ETG-Fachbericht 97, VDE-Verlag, S. 265-270

J. Osztermayer

Neue Ansätze im Asset-Management von elektrischen Betriebsmitteln.

Micafil Symposium, 24./25. März 2004, Stuttgart, Tagungsband, Kap. 5, S. 1-18

K. Feser

Entwicklungen und Aufgaben in der Hochspannungstechnik.

Micafil Symposium, 24./25. März 2004, Stuttgart, Tagungsband, Kap. 1, S. 1-7

M. Schäfer, K. Feser, E. Cardillo

Thermisches Verhalten und Überlastbarkeit von Leistungstransformatoren.

Micafil Symposium, 24./25. März 2004, Stuttgart, Tagungsband, Kap. 4, S. 1-13

S. M. Markalous

Online akustische TE-Überwachung und Ortung an Transformatoren.

Micafil Symposium, 24./25. März 2004, Stuttgart, Tagungsband, Kap. 12, S. 1-17

S. Tenbohlen

Leistungstransformatoren – Neue Trends bei Design, Produktion und Betriebsüberwachung.

Micafil Symposium, 24./25. März 2004, Stuttgart, Tagungsband, Kap. 7, S. 1-9

Z. Radakovic, E. Cardillo, K. Feser

Algorithm of the Microprocessor Thermal Protection of oil Power Transformers.

IEE Conference on Developments in Power System Protection (DPSP),

05.-08.04.2004, Amsterdam, Netherlands, pp. 380 - 383

K. Eckholz, W. Knorr, M. Schäfer, K. Feser, E. Cardillo

New Developments in Transformer Cooling Calculation.

CIGRÈ 2004, Paris, France, 29.08-03.09.2004, pp A2 – 107

S. Tenbohlen, M. Stach, T. Lainck, G.W.H. Gunkel, J. Altmann, G. Daemisch,
E. Bräsel

*New Concepts for Prevention of Ageing by means of On-line Degassing and Drying
and Hermetically Sealing of Power Transformers.*

CIGRE 2004, Paris, France, 29.08-03.09.2004, pp A2 - 204

Task Force D1.03.10 (member K. Feser)

N₂/SF₆-mixtures for gas insulated systems.

CIGRE-Report No 260, Paris, 2004

J. Christian, K. Feser

*Procedures for Detecting Winding Displacements in Power Transformers by the
Transfer Function Method.*

IEEE Trans. on Power Delivery, Vol 15, No 1, 2004, pp. 214-220

E. Cardillo, K. Feser

*New Approach in Thermal Monitoring of Large Power Transformers Applied on a
350 MVA ODAF – Cooled Unit.*

APTADM 2004, Wroclaw, Poland, 15.-17.09.2004, Proceedings pp. 77 - 81.

M. Koch, K. Feser

*Reliability and Influences on Dielectric Diagnostic Methods to Evaluate the Ageing
State of Oil-Paper Insulations.*

APTADM 2004, 15.-17.09.2004, Wroclaw, pp. 95-101

R. M. Wimmer, K. Feser

*Calculation of the Transfer Function of a Power Transformer with Online Measuring
Data.* APTADM 2004, 15.-17. Sept. 2004, Wroclaw, Polen, Proceedings pp. 86-90

S. M. Markalous, K. Feser

All-Acoustic PD measurements of oil/paper-insulated transformers for PD-localization
APTADM 2004, 15.-17.09.2004, Wroclaw, Polen, Proceedings pp. 106-112

K. Feser, T. Hayder, W. Rebizant (Wroclaw), L. Schiel (Siemens AG)

Differential Relay with Adaptation during Saturation Period of Current Transformers.
14th Int. Conference on Power System Protection (PSP2004), September 29- October 1, 2004, Bled, Slowenien, Proceedings pp. 124-129

T. Hayder, U. Schärli, K. Feser, W. Rebizant (Wroclaw), L. Schiel (Siemens AG)

Zustandsbasierte Selbstanpassung der Schutzfunktionen - eine Chance für bessere Empfindlichkeit und Sicherheit bei Differentialschutzeinrichtungen.

VDE-Kongress 2004 und ETG- Fachtagung, 18.-20. Oktober 2004, Berlin, Paper P10, Tagungsband S. 611-616

W. Rebizant (Wroclaw), T. Hayder, L. Schiel (Siemens AG)

Prediction of CT Saturation Period for Differential Relay Adaptation Purposes.

International Conference on Advanced Power System Automation and Protection (APAP2004), Oct. 25-28, 2004, Jeju, Korea, Proceedings pp. 17-22

S. Tenbohlen, F. Hofmann (Areva T&D)

Wartungsarmut und reduzierte Alterung von Leistungstransformatoren durch Hermetikabschluß. Regensburger Transformator Kolloquium, 4.-5. November 2004, Regensburg, Tagungs-CD

M. Koch, S. Tenbohlen

Einflussgrößen und Zuverlässigkeit bei dielektrischen Diagnosemethoden zur Bestimmung des Feuchtegehalts. Regensburger Transformator Kolloquium, 4.-5. November 2004, Regensburg, Tagungs-CD

Z. Radakovic, K. Feser

Some important aspects of oil power transformer thermal protection.
Electrical Engineering, Vol. 86, No 1, 2003

T. Jung, L. Chailleux, S. Tenbohlen, J. Altwegg, P. Roussel, C. Harfouch

Implementation of new monitoring tools and optimisation of maintenance through the use of Web-based technology.

IEEE/PES T&D 2004 Latin America, Sao Paulo, Brazil, 2004, paper 416

7. MITARBEIT IN FACHGREMIEN / VORTRÄGE

- 09.01.04 Sitzung des Wahlausschusses ETG-Vorstand, Frankfurt, Prof. Feser
- 13.01.04 Teilnahme am CESI-Workshop „Achievements and Challenges in High Voltage Research“ in memoriam of G. Carrara, Mailand, Prof. Feser
- 29.01.04 Sitzung des Technischen Beirates der RWE-Eurotest GmbH, Dortmund, Prof. Feser
- 9./12.2.04 Kongress EMV 2004 in Düsseldorf, wiss. Tagungsleiter Prof. Feser, Beiträge durch die Herren Keller, Koch, Dr. Köhler, Kull, Müller, Zerrer
- 8.-10.3.04 ETG-Fachtagung „Diagnostik elektrischer Betriebsmittel“, Köln, Programmausschuss und Sitzungsleitung: Prof. Tenbohlen, Teilnehmer: Prof. Feser, Beiträge durch die Herren Koch und Wimmer
- 18.03.04 Sitzung des FA 7.1 der GMM „EMV von Anlagen, Systemen und Netzen“, Frankfurt, Prof. Feser
- 24./25.3.04 Micafil Symposium 2004, Filderhalle Leinfelden-Echterdingen, „Werterhaltung von Isolationssystemen in Transformatoren und Kabeln: Instandhaltungsstrategien und Serviceleistungen unter dem Einfluss der Marköffnung und Liberalisierung“. Mitveranstalter IEH. Sitzungsleitung: Prof. Feser. Vorträge von Prof. Feser, S. Markalous J. Osztermayer, Prof. Tenbohlen. Versuche am Institut am 25.3.04, nachmittags
- 3./4.5.04 CIGRE-Sitzung in Zürich, Prof. Feser, Herr Hoek
- 10./11.5.04 Berichtskolloquium und Sitzung im DFG- Schwerpunktprogramm "Zustandsbewertung von Betriebsmitteln und Anlagen der elektrischen Energieversorgung", Aachen, Prof. Feser, Prof. Tenbohlen. Vorträge durch:
- S. Markalous: Möglichkeiten der akustischen Online-Ortung von Teilentladungen
 - R. Wimmer: Berechnung der Übertragungsfunktion aus Online-Messdaten
- 12.05.04 Sitzung von DKE- K 122 „Isolationskoordination“ in Frankfurt, Prof. Feser
- 13./14.5.04 Sitzung von DKE-K 124 „Hochspannungsprüftechnik“ in Dortmund, Prof. Feser
- 23.-28.5.04 Auf Einladung der Universität Posen (Prof. Moscicka-Grzesiak) war Prof. Feser in Posen, Polen. Im Rahmen des EU-Projektes des Centre of Excellence in Generation, Transmission and Distribution of Electric Energy – GETRADEE hielt Prof. Feser zwei Vorträge an der Universität Posen: „New techniques and challenges in the condition assessment of high voltage insulating systems“ und „SF₆-insulation problems and on-site testing of gas insulated substations“. Am VII National Symposium on High Voltage Engineering IW-2004 in Bedlewo, Polen, hielt Prof. Feser am 26.5. einen Vortrag zum Thema „Developments and challenges in HV engineering“.

- 17.06.04 Sitzung des Beirates der GMM in Frankfurt, Prof. Feser
- 05.07.04 FGH-Seminar Hoch- und Mittelspannungsschaltgeräte und –anlagen, Aachen, Vortrag zum Thema Leistungstransformatoren durch Prof. Tenbohlen.
- 30.8.-3.9.04 Sitzung von CIGRE WG D1-03 „Insulating Gases“ und CIGRE WG A2-26 „Mechanical Condition Assessment of Transformer Windings“, Paris, Frankreich, Prof. Feser, Prof. Tenbohlen
- 15.-17.9.04 APTADAM 2004 Intern. Conference on Advances in Processing, Testing and Application of Dielectric Materials, Wroclaw, Polen. Prof. Feser und Prof. Tenbohlen leiteten je eine Sitzung.
Steering Committee-Sitzung und Treffen im Rahmen des EU-Projekts REDIATool am 15. September 2004, Wroclaw, Polen. Vorträge der Herren E. Cardillo, M. Koch, S. Markalous, R. Wimmer
- 20.-24.9.04 "12. Workshop on High Voltage Engineering", Lübbenau/Spreewald, Prof. Feser, Prof. Tenbohlen, Dr. Schärli. Vorträge durch:
- E. Cardillo: Monitoring System of Large Power Transformers based on Up-to-Date Information Technology.
 - S. M. Hoek: Partial discharge Locating in Gas-Insulated Switchgear.
 - M. Koch: Evaluating the State of Power Transformers by Dielectric Diagnosis.
 - W. Köhler: A New High Bandwidth Electrical Field Probe with VCSEL Laser Diodes.
 - S. M. Markalous: Acoustic PD measurements of Oil/Paper-Insulated Transformers for PD-Localization.
 - J. Osztermayer: Deployment of Fuzzy-Logic for Online Risk Assessment of Power System Asset.
 - R. Wimmer: Calculation of the Transfer Function of a Power Transformer with Online Measuring Data.
- 26.9/1.10.04 Sitzung von CIGRE WG-D1-33 "High Voltage Test Technique" in Palermo, Prof. Feser
- 6.10.04 Sitzung des ETG - FB Q2 „Werkstoffe, Isoliersysteme und Diagnostik“, Sitzung der Task Force „Weiterbildung“, Frankfurt, Prof. Tenbohlen
- 18.-20.10.04 VDE Kongress, Sitzung des Beirats der ETG in Berlin, Prof. Feser, Prof. Tenbohlen
- 3.11.04 Sitzung des DK Cigre A2 „Leistungstransformatoren“, Kirchheim/Teck, Prof. Tenbohlen
- 9.11.04 2. CIGRE-Informationsveranstaltung „Asset Management“, Frankfurt, Prof. Feser, Prof. Tenbohlen
- 10.11.04 Sitzung der DK-CIGRE, Frankfurt, Prof. Feser
- 20.12.04 Sitzung des Zentrums für Energieforschung Stuttgart (ZES), Stuttgart, Prof. Tenbohlen

8. EREIGNISSE UND KONTAKTE

Vom 18.-20.02.2004 fand der Mitarbeiter-Workshop des Instituts auf dem Söllerhaus im Kleinwalsertal statt. Die Mitarbeiter berichteten über den aktuellen Stand ihrer Arbeit und nutzten die Möglichkeit zur Diskussion mit den Kollegen. Die freie Zeit konnte mit Wanderungen und Skilaufen verbracht werden.

Am 1.7.2004 erfolgte die Übergabe des Instituts an den neuen Institutsleiter, Herrn Prof. Tenbohlen. Herr Prof. Feser, der seit 1982 das IEH erfolgreich führte, überreichte in einer kleinen Feier im Beisein aller Beschäftigten des Instituts und des Dekans der Fakultät, Herr Prof. Kühn, symbolisch einen überdimensionalen Schlüssel.

Am Tag der offenen Tür der Universität Stuttgart am 3.7.2004 präsentierte das Institut einem interessierten Publikum Experimentalvorführungen in der Hochspannungshalle.

Beim Institutsausflug - ganz der Tradition entsprechend, am 29.7.04 zu Beginn der vorlesungsfreien Zeit im Sommer abgehalten - blieben wir dieses Jahr in der Nähe. Zunächst besichtigten wir das Märklin-Museum in Göppingen. Dabei stieß vor allem die Energieversorgung der Modellbahnanlagen bei zahlreichen Mitarbeitern auf besonderes Interesse. Die Verdrahtung unter den Tischplatten wurde jedenfalls genauestens untersucht. In der anschließenden Führung durch die Fabrik lernten wir einen Betrieb kennen, der eine unglaubliche Fertigungstiefe von über 90 % hat und noch sehr viel in Handarbeit herstellt. Beim zweistündigen Rundgang konnten nahezu alle Bereiche der Produktion besichtigt werden. Zum Mittagessen begaben wir uns – abweichend von der bisherigen Grill-Tradition - in ein Restaurant in Göppingen. Anschließend folgte eine Wanderung vom Ödenturm in Geislingen zum dortigen Heimatmuseum mit Schatztruhenausstellung, die Besichtigung der Tiefenhöhle in Laichingen und zuletzt das Abendessen in Pliensbach bei Zell.

Der Herbstsöllerhaustermin mußte in 2004 entfallen, da ein großer Teil der Mitarbeiter im September an der APTADM-Konferenz in Wroclaw und anschließend am 12. Internationalen Hochspannungsworkshop in Lübbenau/Spreewald teilnahm. Das IEH war dort mit 10 Teilnehmern vertreten, und es wurde intensiv mit den Kollegen der Hochschulen von Poznan, Wroclaw, München und Magdeburg diskutiert. Im Herbst 2006 werden wir den Workshop in Stuttgart organisieren.

Auch dieses Jahr haben wieder mehrere Gastwissenschaftler an unserem Institut gearbeitet:

Im Juli 2004 besuchte uns Herr Dr.-Ing. Krassimir Ivanov von der Universität Gabrovo/Bulgarien mit finanzieller Unterstützung des Sokrates-Programms.

M. Sc. Nilanga Abeywickrama von der Universität Göteborg/Schweden war vom 1.8.2004 bis zum 15.9.2004 unser Gast.

Dipl.-Ing. Michal Grabia von der TU Poznan/Polen arbeitete vom 16.10.2004 bis zum 15.12.2004 am Hochspannungslabor in Ostfildern.

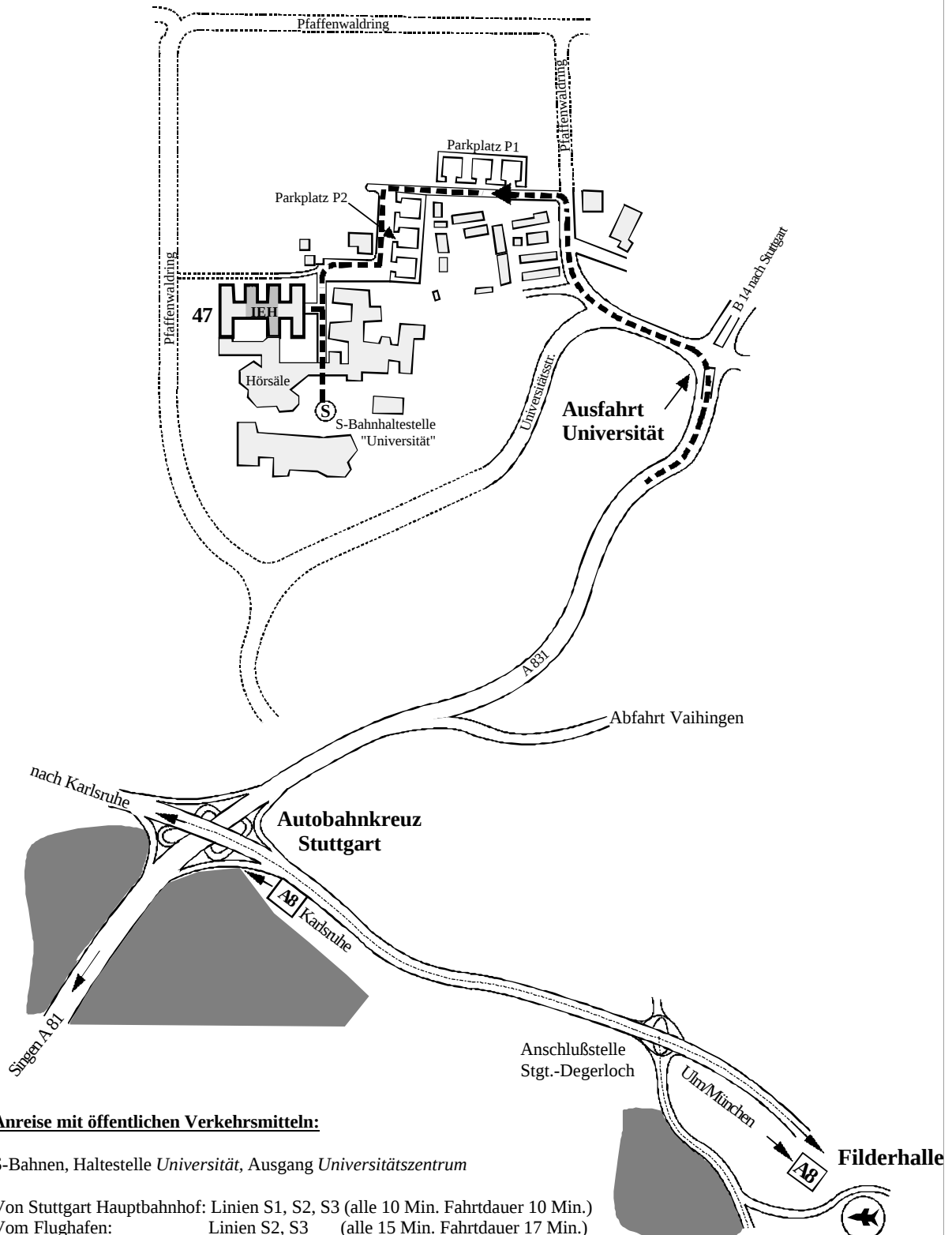
Erfreulich war auch die finanzielle Anerkennung sehr guter Leistungen durch Preisverleihungen. Herr Dr.-Ing. Christoph Keller erhielt für seine Dissertation "Schnelle Emissionsmessung im Zeitbereich" einen Preis der Anton- und Klara Röser-Stiftung und außerdem den 2. Preis der Deutschen Gesellschaft für EMV-Technologie e.V. (DEMVT).

9. PRÜF- UND MESSEINRICHTUNGEN

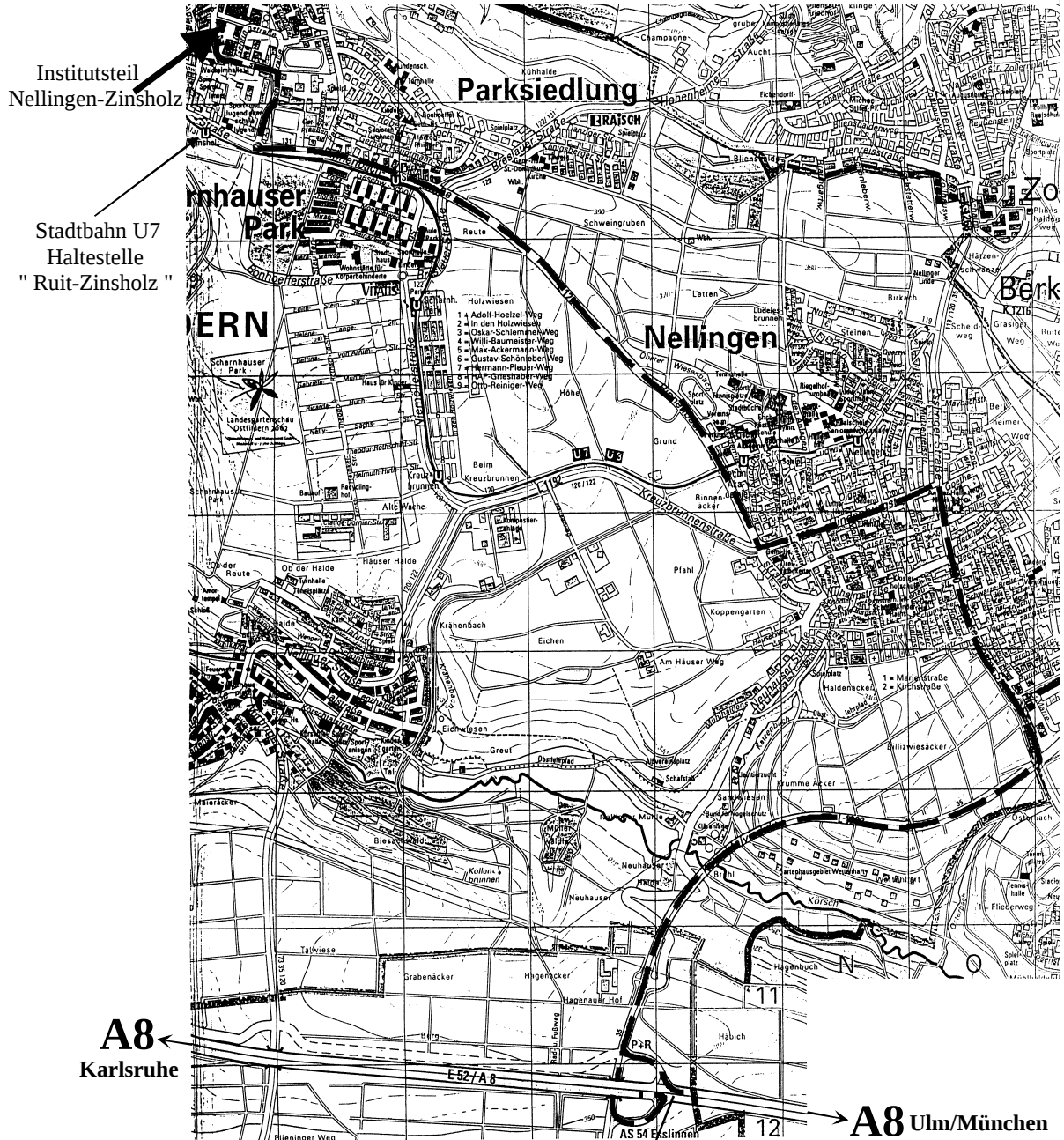
Stoßspannungsanlagen	bis 2000 kV, 100 kJ
Generator für schwingende Schaltstoßspannung	bis 1300 kV
Schwingende Blitzstoßspannung	bis 1200 kV (transportable Anlage für Vor-Ort-Prüfungen)
Stoßstromanlage	bis 200 kA, 100 kV, 80 kJ
Stoßstromanlage	bis zu 6 Impulse wechselnder Polarität, 80 kV, 150 kJ
Wechselspannungskaskade	2 x 400 kV/2 A, 1500 kVA Speiseleistung
Wechselspannungsanlage	300 kV, 0,2 A mit Teilentladungsmessplatz
Gleichspannungsanlage	bis 600 kV, 10 mA
EMP-Generator	bis 800 kV, 5 ns/200 ns bzw. 2,3 ns/23 ns mit Freiluftantenne für Prüflinge bis 5 x 10 x 5 m ³ (B x L x H) mit rechnergeführter Anlagensteuerung und Messwertverarbeitung
Spannungsteiler	drei gedämpft kapazitive bis 1600 kV (transportable Einheiten für Überspannungsmessungen im Netz)
E/H-Feldmeßsysteme	mehrere, Frequenzbereiche von 5 Hz bis 400 MHz (für Spannungs- und Feldstärkemessungen im Netz)
EMP/ EMV-Prüfgeräte	diverse kleinere für die Nachbildung elektrostatischer Entladungen, Einkopplung von Störspannungsimpulsen ins Netz, Prüfung von Bauteilen und Geräten mit Mikroelektronik-Schaltungen
CW-EMV-Absorberräume	mit Leistungsverstärkern, div. Antennen, Feldmesssystem, opto-analoge Messwertübertragungsstrecke bis 1 GHz, Messempfänger bis 2,7 GHz, TEM-Messzelle
Klimakammer	3 x 3 x 3 m ³ , Spannung bis 650 kV, Temperatur von -20° bis +65°C, rel. Luftfeuchtigkeit von 10 % bis 95 %
Verschmutzungskammer	5 x 5 x 5 m ³ , Spannung bis 150 kV
Hochgeschwindigkeitskamera, Bildwandlerkameras	
Einpolige SF6-Anlage	Un = 525 kV, Länge mit Abzweigen ca. 25 m
Dreipolige SF6-Anlage	Un = 110 kV, Länge ca. 3 m
Digitale und analoge Messgeräte für periodische und einmalige Vorgänge mit Abtast-	raten bis über 4 GHz, Netzwerkanalysatoren, Spektrumanalysatoren, Signalgeneratoren
Teilentladungsmeßgeräte zur phasenaufgelösten Messung und Interpretation	
Öllabor	Karl Fischer Titrator, Säuregehaltsmeßgerät

10. LAGEPLAN

Lageplan
des Institutsteils Stuttgart-Vaihingen (IEH)
Pfaffenwaldring 47, 70569 Stuttgart, Tel. 0711/685 7870



Lageplan
des Institutsteils Nellingen-Zinsholz (IEH)
Nielsenstr. 18, 73 760 Ostfildern, Tel. 0711/3 41 20 75



Anreise mit öffentlichen Verkehrsmitteln:

Von Stuttgart Hauptbahnhof: Stadtbahn U7
(Fahrtdauer 20 Min.)

**Anschlußstelle
54 Esslingen/Ostfildern**