

Die Ermittlung der Übertragungsfunktion von Großtransformatoren mittels On- und Offline-Messungen

Die Ermittlung der Übertragungsfunktion von Großtransformatoren mittels On- und Offline-Messungen

Von der Fakultät
Informatik, Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Stuttgart
zur Erlangung der Würde eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte Abhandlung

vorgelegt von
René Martin Wimmer
aus Waiblingen

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. S. Tenbohlen
Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. T. Leibfried

Tag der mündlichen Prüfung:
02.11.2009

Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik
der Universität Stuttgart

2010

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek – CIP-Einheitsaufnahme

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

René Wimmer

**Die Ermittlung der Übertragungsfunktion von Großtransformatoren
mittels On- und Offline-Messungen**

ISBN 13: 978-3-86844-246-5

© **SV** SierkeVerlag
Am Steinsgraben 19 · 37085 Göttingen
Tel. 0551- 503664-7 · Fax 0551-3894067
www.sierke-verlag.de

Einbandgestaltung: Grafik SierkeVerlag

Das Werk einschließlich aller seiner Teile ist urheberrechtlich geschützt. Jede Verwertung außerhalb der engen Grenzen des Urheberrechtsgesetzes ist ohne Zustimmung des Verlages unzulässig und strafbar. Das gilt insbesondere für Vervielfältigungen, Übersetzungen, Mikroverfilmungen und die Einspeicherung und Verarbeitung in elektronischen Systemen.

1. Auflage 2010

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik der Universität Stuttgart.

Den Leitern des Instituts, Herrn Professor Dr.-Ing. Dr. h. c. K. Feser und Herrn Professor Dr.-Ing. S. Tenbohlen danke ich für die Anregung zu dieser Arbeit und ihr stetiges Interesse an deren Fortgang.

Herrn Professor Dr.-Ing. Leibfried danke ich für sein Interesse an dieser Arbeit und für die Übernahme des Mitberichts.

Bedanken möchte ich mich sowohl bei der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG) für die finanzielle Unterstützung der Arbeit als auch bei der EnBW AG für die Unterstützung der online FRA-Untersuchungen. Den Herren Dr. U. Sundermann (RWE Net AG), Dr. K. Scheil (ABB Transformatoren GmbH), Dr. M. Krueger (OMICRON GmbH) danke ich für ihre Hilfsbereitschaft und Engagement. Sie ermöglichten die für die Arbeit notwendigen Untersuchungen vor Ort.

Besonderer Dank gilt auch Herrn Dr. J. Christian (Siemens AG) für die zahlreich fruchtbaren Diskussionen, sowie seiner stetigen Hilfsbereitschaft während meiner gesamten Dissertationszeit.

Großen Dank gilt allen Kolleginnen und Kollegen für ihre Hilfsbereitschaft und für das sehr angenehme Arbeitsklima. Mein Dank gilt auch dem Werkstattpersonal die bei der Ausführung der mechanischen Arbeiten mitgeholfen haben. Frau Lwowski, Frau Schärli und Herrn Schärli bin ich für die Erledigung von Verwaltungsangelegenheiten dankbar. Herrn E. Beck danke ich für seine immerwährende spontane Hilfsbereitschaft.

Den Studenten I. Mateo, M. Heindl, M. Späth, T. Kornacki und T. Schmid bin ich durch ihr persönliches Engagement während ihren Studien- und Diplomarbeiten bzw. ihrer Tätigkeit als wissenschaftliche Hilfskraft zu besonderem Dank verpflichtet. Allen nicht namentlich erwähnten Studenten danke ich ebenfalls für ihren Beitrag zu dieser Arbeit.

Nürnberg, den 02.03.2010



Inhaltsverzeichnis

Abstract.....	12
1 Einleitung und Ziel der Arbeit.....	21
1.1 Die Diagnoseverfahren.....	21
1.2 Frequency Response Analysis	23
1.3 Ziel der Arbeit	25
2 Grundlagen und Signalverarbeitung	28
2.1 Systemtheoretische Grundlagen	28
2.1.1 Die Übertragungsfunktion	28
2.1.2 Beschreibung des Transformators als Vierpol	30
2.2 Methoden zur Ermittlung des Frequenzganges	33
2.2.1 Die SFRA.....	33
2.2.2 Einflussfaktoren bei der SFRA.....	34
2.2.3 Die IFRA	37
2.2.4 Anforderungen an die digitale Signalaufzeichnung.....	38
2.2.5 Die Fourier-Transformation zeitdiskreter Signale.....	39
2.2.6 Die Fensterung	39
2.2.6.1 Der Leckeffekt.....	39
2.2.6.2 Der Einfluss von Fensterfunktionen auf die IFRA	41
2.2.7 Einfluss der Aufzeichnungslänge auf die IFRA.....	43
2.2.8 Einfluss des Pre-Trigger-Bereichs auf die IFRA	45
2.2.9 Genauigkeit der IFRA	46
2.2.10 Maßnahmen zur Genauigkeitssteigerung	48
2.2.10.1 Maßnahmen für die Entrauschung der Zeitsignale	48

2.2.10.2	Weitere Maßnahmen zur Steigerung der Genauigkeit	50
2.2.11	Vergleich zwischen SFRA und IFRA.....	52
2.3	Zusammenfassung	54
3	Bestimmung der ÜF durch Offline-Messungen	56
3.1	Messaufbau für eine reproduzierbare FRA	56
3.1.1	Die Leitungs- und Anschlusstechnik	56
3.1.2	Das Erdungskonzept.....	58
3.1.3	Weitere Einflussgrößen.....	64
3.2	Einflüsse der Messgeräte auf die FRA.....	67
3.3	Einfluss des Prüflings auf die FRA.....	69
3.3.1	Kerneinfluss durch Remanenz	69
3.3.2	Weitere Einflussparameter.....	71
3.4	Die Wiederholbarkeit anhand von Fallbeispielen	72
3.5	Zusammenfassung	78
4	Empfindlichkeitssteigerung der ÜF durch ein externes Netzwerk	81
4.1	Simulation der Unterspannungswicklung	82
4.2	Bestimmung des externen Netzwerkes.....	84
4.2.1	Kapazitätsänderung bei einer radialen Deformation	84
4.2.2	Aufbau des externen Netzwerkes	86
4.2.3	Überprüfung der Gültigkeit der Simulationsergebnisse	87
4.3	Experimentelle Untersuchungen.....	89
4.3.1	Messaufbau, Anschlusstechnik und Messmethode	89
4.3.2	Untersuchungen an der freistehenden US-Wicklung	91
4.3.3	Untersuchungen am gesamten Wicklungspaket	93
4.3.4	Vergleich zu einer hochohmigen Messung	97

4.4 Zusammenfassung	99
5 Bestimmung der ÜF aus Online Messungen	101
5.1 Erfassung der transienten Wanderwellen	101
5.1.1 Die eingebaute Sensorik.....	101
5.1.2 Anforderungen an das Messsystem	103
5.1.3 Signalaufzeichnung transienter Wanderwellen.....	104
5.2 Einflussfaktoren auf die transienten Wanderwellen	105
5.2.1 Der Ableiter.....	106
5.2.2 Transformatoren mit inneren Varistoren	108
5.2.3 Überkopplungen	109
5.2.4 Einfluss der Netzkonfiguration einer Umspannanlage	111
5.3 Signalverarbeitung und Rechenalgorithmen.....	115
5.3.1 Ausschneiden der Peaks	115
5.3.2 Die Detektion der dominierenden Anregenden.....	115
5.3.3 Auswertung der berechneten ÜF	117
5.3.4 Datenreduktion	120
5.4 Bestimmung der ÜF aus Signalen eines Einschaltvorganges	122
5.4.1 Einfluss der Schaltkonfiguration.....	123
5.4.2 Überprüfung der Reproduzierbarkeit der FRA	126
5.5 Vergleich zwischen On- und Offline-Messungen	133
5.6 Zusammenfassung und Schlussfolgerung.....	135
6 Zusammenfassung und Ausblick.....	137
7 Anhang	140
8 Literatur	149

Abkürzung und Formelverzeichnis

Allgemeine mathematische Bezeichnungen und Schreibweisen:

$\text{arc}\{\}$	Phasenwinkel einer komplexen Größe
*	Faltung
$\mathcal{L}\{\dots\}$	Laplace-Transformation
$\mathcal{F}\{\dots\}$	Fourier-Transformation
$\log()$	Logarithmus zur Basiszahl 10
Δ	Differenz, Änderung
j	imaginäre Einheit
$\min(\dots)$	Minimum der Werte innerhalb der Klammer
$\max(\dots)$	Maximum der Werte innerhalb der Klammer
$\text{si}(x)$	Si-Funktion = $\sin(x)/x$

Formelzeichen lateinisch:

$ A $	Betrag eines Signals im Frequenzbereich
A	Querschnitt eines Leiters
a_1, a_2, \dots, a_n	Konstanten
A_{eff}	effektive Fläche
\underline{a}_{ij}	komplexe Kettenmatrixelemente eines Vierpols
a_L	Breite eines Teilleiters
b	Breite des Erdungsbandes
b_1, b_2, \dots, b_m	Konstanten
b_L	Höhe eines Teilleiters
C	Kapazität
C_D	Durchführungskapazität
C_E	Kapazität einer Wicklungseinheit zur Erde
C_K	Koppelkapazität zwischen zwei Wicklungseinheiten
C_K	Kapazität eines Ankoppelvierpols
C_S	Streukapazität einer Durchführung
C_{Sektor}	Kapazität eines Sektorsegments
D_{ADU}	Dynamikbereich der ADU
d_{12}	Abstand zwischen zwei Linienelementen zweier Leiterschleifen

$d\vec{s}_1, d\vec{s}_2$	vektorielle Linienelemente
d_{KW}	Abstand der Kondensatorplatten
$d_{öl}$	relative Wegstrecke des elektrischen Feldes in Öl
d_p	Papierdicke
d_{Pap}	relative Wegstrecke des elektrischen Feldes in Papier
f	Frequenz
f_0	Resonanzstelle
f_g	Grenzfrequenz
$f_{nyquist}$	Nyquistfrequenz
f_s	Abtastrate (Samplefrequenz)
$ fta(f) $	frequenzabhängiger Betrag eines Spektrums
$\underline{G}_{xx}, \underline{G}_{yy}$	Mittelwert der Leistungsspektren aus n Messungen für x(t), y(t)
\underline{G}_{xy}	Mittelwert des Kreuzspektrums aus n Messungen für x(t) und y(t)
h	Höhe des Erdungsbandes
$\underline{H}(j\omega)$	komplexe Übertragungsfunktion (fouriertransformiert)
$\underline{H}(s)$	komplexe Übertragungsfunktion (laplacetransformiert)
$h(t)$	Impulsantwort
h_W	Höhe einer Windung
I_{in}	Eingangsstrom
I_{out}	Ausgangsstrom
k	Proportionalitätskonstante
K_{rand}	Randbedingungsfaktor
L	Induktivität
l	Länge des Leiters
l_0	Leitungslänge
$L1$	Induktivität des externen Netzwerkes am Eingang
$L2$	Induktivität des externen Netzwerkes am Ausgang
L_i	Selbstinduktivität der i-ten Wicklungseinheit
m	Laufvariable im Zeitbereich, Anzahl wiederholter Messungen
MGA	Mittlerer geometrische Abstand
$M_{i,i+1}$	Gegeninduktivität zwischen Wicklungseinheit i und i+1
$M_{i-1,i}$	Gegeninduktivität zwischen Wicklungseinheit i-1 und i
M_{ij}	Gegeninduktivität zwischen zwei Wicklungseinheiten

n	Laufvariable im Zeitbereich, Anzahl wiederholter Messungen
N	Anzahl der Abtastwerte in einem Zeitsignalausschnitt
N_{bit}	ADU-Auflösung
p	komplexe Variable
R	Widerstand
$r_{außen}$	Außenradius eines Kreisrings
R_E	ohmsche Verluste einer Wicklungseinheit zur Erde
r_{innen}	Innenradius eines Kreisrings
r_K	Radius des Kerns
R_{Kern}	Radius der Kernnachbildung
R_p	ohmsche Verluste zwischen zwei Wicklungseinheiten
R_S	ohmscher Widerstand einer Wicklungseinheit
$R_{USaußen}$	äußerer Radius der Unterspannungswicklung
$R_{USinnen}$	innerer Radius der Unterspannungswicklung
r_W	Radius der Wicklung
S	Hinkley Summe
s	Laplace-Variable (komplexe Frequenz)
T	Aufzeichnungslänge eines Signals, Aufzeichnungsdauer
t	Zeit
t_{sweep}	Sweepzeit
\hat{U}	Scheitelwert einer sinusförmigen Spannung
U_c	Dauerspannung
\underline{U}_1	Komplexe Eingangsspannung
\underline{U}_2	Komplexe Ausgangsspannung
$ \underline{ÜF}(\omega) $	Betrag der komplexen Übertragungsfunktion $\underline{ÜF}(\omega)$
$\underline{ÜF}(\omega)$	komplexe Übertragungsfunktion
U_{in}	Eingangsspannung
U_{ind}	induzierte Spannung
U_{out}	Ausgangsspannung
U_r	Bemessungsspannung
V_0	Wellenausbreitungsgeschwindigkeit
X_{Thr}	Schwellwert für das Betragsspektrum von $x(t)$
$\underline{X}(\omega)$	Eingangssignal im Frequenzbereich (fouriertransformiert)

$ X(\omega) $	Betrag des gemessenen Eingangssignals
$X(s)$	laplacetransformiertes Eingangssignal
$x(t)$	Eingangssignal im Zeitbereich
$X[k]$	fouriertransformierte Wertefolge von $x[n]$ (einheitslos)
$ X[k] $	Betrag der Wertefolge $X[k]$
$x[n]$	Wertefolge (einheitslos)
$ X_N(\omega) $	Betrag des eingangsseitigen Nutzsignals
$ X_S(\omega) $	Betrag des eingangsseitigen Störsignals
Y_{Thr}	Schwellwert für das Betragsspektrum von $y(t)$
$Y(\omega)$	Antwortsignal im Frequenzbereich (fouriertransformiert)
$ Y(\omega) $	Betrag des gemessenen Ausgangssignals
$Y(s)$	Laplacetransformiertes Antwortsignal
$ Y_S(\omega) $	Betrag des ausgangsseitigen Störsignals
$ Y_N(\omega) $	Betrag des ausgangsseitigen Nutzsignals
$y(t)$	Antwortsignal im Zeitbereich
Z_L	komplexer Widerstand

Formelzeichen griechisch:

δ	Eindringtiefe
σ	spezifischer Widerstand des Leitermaterials
ω	Kreisfrequenz
α	Nichtlinearitätsfaktor
$\rho(\omega)$	komplexe Korrelationsfaktor
$\varphi(f)$	Phasenwinkel zwischen Nutz- und Messsignal, Phasenverschiebung zwischen Anregung und Antwortsignal
$\delta(t)$	Dirac-Stoß
$\Phi(t)$	zeitlich abhängiger, magnetischer Fluss
v_1	Initialisierungswert für die Berechnung der Hinkley-Summe
v_2	Sprungwert für die Berechnung der Hinkley-Summe
α_C	Temperaturkoeffizient der Kapazität
ρ_{CU}	spezifischer Widerstand des Kupfers
$\alpha_{\delta l}$	Temperaturkoeffizient von Transformatoröl
$\varepsilon_{\delta l}$	relative Dielektrizitätszahl von Transformatoröl

α_{Pap}	Temperaturkoeffizient von Papier
ε_{Pap}	relative Dielektrizitätszahl von Papier
$\varepsilon_{r,ges}$	Dielektrizitätszahl der Gesamtisolierung
μ_r	relative Permeabilitätszahl

Abkürzungen:

Ⓐ	Strommessung
Ⓥ	Spannungsmessung
⊗	Wechselspannungsquelle
ADC	Analog to Digital Converter
ADU	Analog Digital Umsetzer
$\text{arc}(\hat{U})$	Phasenwinkel
$\text{arc}(\underline{\underline{U}}F(\omega))$	Phase der komplexen Übertragungsfunktion $\underline{\underline{U}}F(\omega)$
$\text{arc}(\underline{X}[k])$	Phase der Wertefolge $\underline{X}[k]$
bit	kleinste digitale Informationseinheit (Zustand 0 oder 1)
Ch	Channel, Kanal
D, d	Dreieckschaltung bei Wicklungen
DFT	Discrete Fourier Transform
FDS	Frequency Domain Spectroscopy
FFT	Fast Fourier Transform
FRA	Frequency Response Analysis
GIS	Gasisolierte Schaltanlage
I-1N	oberspannungsseitiger Sternpunktstrom
I-2n	unterspannungsseitiger Sternpunktstrom
IFRA	Impulse Frequency Response Analysis
LS	Leistungsschalter
MO-Ableiter	Metalloxid-Ableiter
MS	Mittelspannung
OS	Oberspannung
PDC	Polarisation-Depolarisation-Current Measurement
RG214	Koaxialkabeltyp
RLC	Widerstand-Induktivität-Kapazität
RVM	Recovery Voltage Measurement

<i>SFRA</i>	Sweep Frequency Response Analysis
<i>Si-Funktion</i>	$\text{si}(x)=\sin(x)/x$
<i>SNR</i>	Signal-to-Noise ration, Signal zu Rausch Abstand
<i>SW</i>	Spannungswandler
<i>SS1A, SS1B, SS2</i>	Sammelschienenbezeichnung
<i>T</i>	Trenner
<i>tanδ</i>	dielektrischer Verlustfaktor
<i>TE</i>	Teilentladung
<i>TF</i>	Transfer Function
<i>U-1U</i>	Spannung an der überspannungsseitigen Phase U
<i>U-1V</i>	Spannung an der überspannungsseitigen Phase V
<i>U-1W</i>	Spannung an der überspannungsseitigen Phase W
<i>U-2u</i>	Spannung an der unterspannungsseitigen Phase u
<i>U-2v</i>	Spannung an der unterspannungsseitigen Phase v
<i>U-2w</i>	Spannung an der unterspannungsseitigen Phase w
<i>UA</i>	Umspananlage
<i>UHF</i>	Ultra High Frequency
<i>U_K</i>	relative Kurzschlussspannung bei Nennstrom
<i>ÜF</i>	Übertragungsfunktion
<i>US</i>	Unterspannung
<i>VFTO</i>	Very Fast Transient Oscilations
<i>Y, y</i>	Sternschaltung bei Wicklungen
<i>Z, z</i>	Zick-Zack-Schaltung bei Wicklungen
<i>ZnO-Varistoren</i>	Zinkoxid-Varistoren

Kurzfassung

Hohe Ströme infolge von Kurzschlüssen verursachen hohe mechanische Kräfte in Transformatorwicklungen und können Verformungen und Verschiebungen der Wicklung hervorrufen. Solche Wicklungsschäden führen nicht unbedingt zu einem Ausfall des Transformators, jedoch sind sie aufgrund dieser Vorschädigung einem erhöhten Ausfallrisiko ausgesetzt. Aus diesem Grund ist die messtechnische Erfassung solcher Vorschädigungen wichtig, um geeignete Maßnahmen einleiten zu können. Die einzige derzeit in der Norm anerkannte Prüfmethode zur Detektion von Wicklungsschäden ist die Messung der relativen Kurzschlussspannung (U_K). In der Praxis hat sich allerdings gezeigt, dass die U_K -Messung eine unzureichende Sensitivität gegenüber Wicklungsschäden besitzt. Ein weiteres viel versprechendes Messverfahren, das zur Detektion von Wicklungsschäden herangezogen werden kann, ist die FRA (**F**requency **R**esponse **A**nalysis), die aus der Übertragungsfunktion (ÜF) des Transformators hervorgeht. Die Zustandsbeurteilung der Wicklung erfolgt bei der FRA durch einen Vergleich der ÜF mit einer Referenzkurve, die idealerweise schon beim Transformatorhersteller gemessen werden sollte. Auf Grund der Tatsache, dass kleine mechanische Wicklungsschäden keine erheblichen Veränderungen des Kurvenverlaufs der ÜF des Transformators ergeben, ist eine hohe Reproduzierbarkeit der Messergebnisse eine wichtige Voraussetzung für den erfolgreichen Einsatz der FRA als Diagnoseverfahren.

Die Signalverarbeitung hat insbesondere bei der Zeitbereichsmessung (der Transformator wird mit einem breitbandigen Impuls angeregt) einen erheblichen Einfluss auf den Frequenzgang des Transformators. Die ADU-Auflösung, Samplerate und Aufzeichnungslänge haben einen direkten Einfluss auf den Signal-zu-Rausch-Abstand. Ein zu geringer Signal-zu-Rausch-Abstand hat zur Folge, dass die ÜF im höheren Frequenzbereich stärker fehlerbehaftet ist und somit keine empfindliche Auswertung mehr möglich ist. Die Anforderungen an die Signalerfassung lauten daher: eine ADU-Auflösung von min. 10 bit, eine Abtastrate von min. 10 MS/s und eine Aufzeichnungslänge zwischen 200 μ s und 500 μ s. Die Fensterung der Zeitsignale bewirkt hingegen eine frequenzabhängige Dämpfung der Polstellen. Bei der Frequenzbereichsmessung (der Transformator wird mit einer Sinusschwingung variabler Frequenz angeregt) haben Sweepzeit und die Breite des mit dem Sweep mitlaufenden Bandpassfilters einen Einfluss auf die ÜF.

Der Einfluss des Messaufbaus betrifft die Zeit- und Frequenzbereichsmessung im gleichen Maße. Es wird gezeigt, dass reproduzierbare Messergebnisse ausschließlich mit geschirmten Leitungen und einem guten Erdungskonzept zu erzielen sind. Es wird auch gezeigt, dass als Leiter für die Erdanbindung ausschließlich Erdungsbänder mit einer großen Oberfläche in Frage kommen. Mit dem im Rahmen dieser Arbeit vorgestelltem Prüfschaltungskonzept ist man in der Lage, auch nach über 6 Jahren zeitlicher Distanz zur Referenzmessung reproduzierbare Messergebnisse zu erhalten.

Weist eine Wicklung keine oder kaum Resonanzstellen im betrachteten Frequenzbereich auf, hat auch die ÜF eine unzureichende Sensibilität gegenüber Wicklungsverwerfungen. Theoretisch kann mit Hilfe eines externen Netzwerkes eine Resonanzstelle in dem betrachteten Frequenzbereich erzwungen werden, die sensibel auf Wicklungsdeformationen reagiert. Eine Versuchswicklung, die bis 3 MHz keine Resonanzstelle aufweist, erlaubte die hierzu notwendigen praktischen Untersuchungen. Es zeigte sich hierbei, dass mit Hilfe des externen Netzwerkes auch praktisch eine Sensitivitätssteigerung der ÜF möglich ist.

Schalthandlungen und Gewitterüberspannungen erzeugen transiente Wanderwellen, die sich über das elektrische Energieversorgungsnetz ausbreiten. Diese transienten Überspannungen können während des Betriebs des Transformators erfasst und zur Bestimmung des Frequenzganges des Transformators herangezogen werden. Allerdings wird hierbei nicht nur das Frequenzverhalten des Transformators erfasst, sondern auch das Frequenzverhalten der Umspannanlage. Mit dem Simulationsprogramm EMTP/ATP wird gezeigt, dass nicht nur unterschiedliche Schaltzustände der Umspannanlage zu unterschiedlichen FRA-Ergebnissen führen, sondern auch der Ort, an dem das transiente Signal entsteht. Aufgrund der oszillierenden transienten Überspannungen ist es schwierig, zwischen Anregungs- und Antwortsignal zu unterscheiden. Trotz dieser Schwierigkeiten wird ein Weg aufgezeigt, wie es dennoch möglich ist, die ÜF zu bestimmen. Die gezielte Ausnutzung der transienten Signale, die durch den Einschaltvorgang des Transformators erzeugt werden, erlaubt eine Steigerung der Empfindlichkeit der gemessenen ÜF.

Abstract

Introduction

The deregulation of the electricity market led to a more efficient utilization of existing equipment components in the past 10 years. Both, a stronger extent of utilization and an extension of the run times of the respective operational supplements are aspired. However, such measures increase the default risk of these operating resources. A loss of important equipment components, as e.g. a transformer, endangers not only security of supply, it can be also connected with high follow-up costs. Therefore it is necessary to know the plant condition so that corresponding measures can be introduced in time. At this juncture appropriate diagnostic methods can help to recognize indications of aging or possible damage of operating resources. The reliability of a transformer is a key element of an uninterrupted service of electricity. Parameters such as temperature, overvoltages or current forces directly affect the insulation and mechanical coil condition of a transformer and can impair its service life.

Determination of the winding condition by means of FRA

The determination of the impedance voltage - which is influenced by the winding geometries, particularly the leakage ducts – is, according to standard IEC 76-5 [IEC 76-5, 1979], presently the only accredited test method for detection of winding deformations. With this method, a geometrical change of the coil structure can be detected, if the relative impedance voltage (U_K) deviates by 1-2 % from the reference value. However, experience has shown that the U_K - measurement possesses an insufficient sensitivity in relation to the winding deformation [Moreau, 1999]. Due to this fact winding deformations may remain undetected.

A promising and at present strongly discussed approach for more exact recognition of winding deformations is the analysis of the TF (transfer function), also called FRA (frequency response analysis). It is calculated from the quotient between system response $Y(j\omega)$ and excitation signal $X(j\omega)$. With this diagnostic method the system characteristics of the transformer are not only analyzed at 50 Hz, but over a frequency range between 20 Hz and 2 MHz. Bolduc shows [Bolduc, 2000] that the TF has a higher sensitivity than the U_K -measurement.

Like the analysis of the U_K -measurement, the FRA is characterized as a comparative diagnostic method. This means the frequency response measurement has to be compared to a reference measurement. One important assumption is that the transformer can be considered as a passive, time-invariant, complex and linear network. The linearity of the transformer is based on the fact, that the transformer core does not have a noteworthy magnetization for frequencies higher than 10 kHz. Due to this behavior it is possible to use the theoretic fundamentals of two ports for frequencies above 10 kHz. As a result of this the frequency response is independent from the input signal and can be determined by two different kinds of measurements: the frequency domain measurement (SFRA – sweep frequency response analysis) and the time domain measurement (IFRA – impulse frequency response analysis).

SFRA

For the TF using the SFRA method the test object is excited with a sinusoidal signal. The system response is also a sinusoidal signal of same frequency but with another amplitude level and a phase shifting. The ratio of the amplitudes and the phase shift between in- and output signal result in the value of the magnitude and phase function of the TF. The frequency dependent TF can be determined when the excitation of the transformer takes place with a sinusoidal signal of variable frequency. Normally this signal has constant amplitude and therefore a constant signal-to-noise-ratio (SNR) over the whole regarded frequency range. In spite of the easy determination of the TF using the SFRA method, band pass filtering and sweep time errors can occur and lead to non-reproducible TF results.

The big advantages of SFRA are easy handling, no need of additional signal processing, zooms into frequency ranges of special interest (via additional measurement) and constant signal-to-noise ratio over the whole frequency range. A disadvantage of SFRA is that measurements can be very time consuming. Due to the fact, that most network analyzers have only two input terminals it is not possible to measure several response signals simultaneously.

IFRA

For the TF using the IFRA method the test object is excited with a wide-band pulse signal. The response signal of this excitation is also a wide-band signal, but deformed according to the pulse response of the test object. To determine the TF, the recorded signals must be transformed into the frequency domain, where the

quotient between output- and input signal is calculated. The determination of the spectra of time-discrete signals is made almost exclusively by the FFT (**f**ast **f**ourier **t**ransform). It represents an efficient method to compute the DFT (**d**iscrete **f**ourier **t**ransform), which is a transformation rule for a periodic, time-discrete signal. With the application of the DFT to non periodic finite signals, the periodicity of these signals is therefore presupposed. With transient signals this is only possible, if both the initial and the final value of the signal amount to zero. However, for the signal processing some additional rules must be considered.

If the tail of the recorded signal has not decayed to zero within the record length T , the FFT-algorithm will interpret the signal end as a saltus to the value zero. Thus, additional non-existent frequency components to the signal spectrum are represented, commonly called leakage effect. A possibility to avoid the described leakage effect is to extend the record length until no more signal energy is present. But there are problems to this approach; firstly it can lead to a very low signal-to-noise ratio, and secondly it needs a large amount of memory and hence the signals become unmanageable. Another possibility is to multiply the time signals with a window function, which continuously decreases to zero at $t = T$. However, with a window function some more energy will be taken out of the signal, which results in a higher attenuation of the signal spectrum. Different window functions lead to different attenuation of the signal spectrum. Based on this, the TF also shows a dependency on the pre-trigger period. If the windowing is applied from the beginning of the signal, a long pre trigger period will result in a higher energy loss and thus in a higher attenuation of the TF. As stated before, the resonance frequencies themselves are uninfluenced by that behavior.

There are different possibilities to improve the accuracy of the TF. A higher ADC resolution or a higher ADC sampling rate leads to a higher signal-to-noise ratio. Denoising by means of averaging and/or wavelet transformation is another method to increase the accuracy.

Advantages of IFRA are: nearly no limitation of the test setup, simultaneous recording of different response signals and fast signal recording. Disadvantage of IFRA are: no constant signal-to-noise ratio, constant frequency steps (depending on the record length) and the need for complex signal processing.

Comparison between SFRA and IFRA

IFRA and SFRA rarely show the same results. This is due to the complex signal processing, especially windowing, of the TF using the IFRA method. Normally, the TF using the IFRA method has a frequency dependent higher attenuation than the TF using the SFRA method, which makes a comparison in higher frequency ranges difficult. However, it is possible to get the same result between IFRA and SFRA. This case arises, if there is no need to apply a window function for the TF measured in time domain. Nevertheless it is necessary that the measurements are carried out under the same conditions. This includes accordance of the measuring devices' input impedance and identical measuring setup.

Influence of connection and earthing techniques on the reproducibility of TF-results

As mentioned before, the TF is a comparative method and therefore always has to be related to a reference curve. Three types of comparisons are available for the TF: first off time based comparison, i.e. a comparison against a reference curve (fingerprint) measured earlier; second off construction based comparison, i.e. comparing the limbs against each other and third off type based comparison, i.e. a comparison against another transformer of same type.

A precondition for all three methods is that the measurements are as independent as possible of the measurement setup. This particularly applies to the time-dependent comparison, since there may be years between the individual measurements. Therefore, the grounding concept, the arrangement of the cables and the connection technique are of particular interest. Due to the large dimensions of power transformers, it is necessary to bridge long distances between the transformer terminals and the measuring device. This is normally done using up to 30 m long coaxial cables for signal transmission. However, for follow-up measurements it is nearly impossible to arrange the measuring cables in exactly the same way as for the initial measurement.

A requirement to the connection technique is that the user should be able to install the cables as fast and easy as possible. Furthermore, the user should not use any unshielded cables in order to avoid electromagnetic coupling of interferences to the signal lines. Even the use of partly unshielded cables provides degrees of freedom for example in cable arrangement that obviously can lead to measurement errors and consequently to misinterpretations.

To allow for grounding of coaxial cable shields at the transformer, an additional earth connection from the transformer tank to the measuring adapter is required. This line can be generally of any suitable type. However, it has to be observed that in substations external interferences have to be taken into account that can influence the measurement of frequency response. The effects of the interference sensitivity of a normal wire and a ground strap to the TF shall be determined by experiment. A loop of one winding emitting a sinusoidal interference signal of 80 kHz is placed under the bushing of a 333 MVA autotransformer. This interference signal disturbs the earth connection, which consist for the first frequency response measurement of normal wire and for the second frequency response measurement of ground strap. The results of this experiment show that the interference liability of a ground strap is much less than that of a normal grounding wire. This effect can be explained with the self-inductance of the grounding line. Ground straps made of thin single wires have a very large surface and, depending on the frequency, provide considerably lower impedance than normal wires of comparable size. The skin effect probably contributes to the higher interference immunity of ground straps, since a frequency of 80 kHz already causes a considerable current displacement from the centre and a resulting skin depth of the interfering signal of only 0.24 mm for copper materials to 0.31 mm for aluminum materials.

Another degree of freedom is the geometrical arrangement of the ground strap. For this purpose two measurements are carried out. In the first case the ground strap is pulled tightly along the bushing, in the second case the ground strap sags freely from the bushing. Comparison of these results shows significant influence of the geometrical arrangement on TF results. The reason for these differences is that the frequency response measurement not only records the reaction of transformer network, but the whole electrical network consisting of transformer and measuring circuit. In comparison to a tightly pulled ground strap a sagging ground strap has a higher longitudinal inductance, higher resistance and different coupling capacitance between the bushing and the ground strap.

In addition to grounding concept and connection technique, yet other influence factors that affect the TF exist. For reasons of comfort, additional coaxial cable can be connected on the non-investigated transformer terminals, so that only the cables on the measuring devices have to be replaced for a different test setup. The additional cables exhibit additional earth capacitance, which is measured by the TF. In a later follow-up measurement, which is carried out without these additional

coaxial cables, the additional earth capacitance is nonexistent and the TF shows another curve progression.

In case of high-impedance voltage measurements, the TF can be influenced by cable lengths due to cable reflections. This influence cannot be eliminated by a 0 dB calibration for the measurement of TF in frequency domain. In case of impedance matching no obvious change in the TF is recognizable if different cable lengths are used.

Effect of environmental condition

In addition to the influences of the test setup, also impacts from the transformer itself exist. These include the tap changer as well as the transformer's oil temperature [Christian, 2001], [Leibfried, 1996].

As mentioned before, the non-linear characteristics of the transformer's core have to be taken into account when investigating frequencies below 10 kHz. The non-linear characteristics strongly depend on the test setup and can manifest in different ways. The core influence has a direct effect on the TF, if the transformer terminals of those windings that are not measured are left open. A shift of a resonance frequency is visible, if the TF is measured with un- and magnetized core. If, however, all transformer terminals that are not measured are connected to ground, the core magnetization has no recognizable effect to the TF.

Sensitivity increase of TF by means of an external network

A radial winding deformation causes mainly changes of earth and coupling capacitance and so the resulting effect is a shift of the appropriate resonance frequency. However, if the investigated winding shows nearly no characteristics in its frequency response the evaluation of the TF becomes difficult. In such cases the sensitivity of the TF is not sufficient and it is nearly impossible to detect a winding displacement by means of FRA method. An increase of the TF sensitivity could be established by an external network, which is inserted in the measuring circuit ahead of the transformer. The requirement on such a network is to form a resonance frequency in the regarded frequency range and to react sensitively on changes of earth and/or coupling capacitances.

To determine the design and configuration of such an external network a simulation of the test winding is needed. The used simulation model of the winding is based on a detailed RLC model with self- and mutual inductances. According to

Rahimpour [Rahimpour, 2001] this analytical approach is well suitable for the computation of winding parameters. The result of this simulation shows that a longitudinal inductance is sufficient for the external network. Therewith not a new resonance frequency is generated, but resonances in a higher frequency range are shifted to the lower regarded frequency range.

The laboratory tests with this external network show that the sensitivity of the TF can in fact be increased. The examined winding deformations were not detectable without the help of the external network. Only with the inclusion of the external network the winding deformations were detectable. However, the configuration and optimal values of the external network can be found only by simulation and empirical determination. The inaccuracy of the simulation and time-consuming investigations of the correct external network, which must be made for each winding type, can be a problem for the application of such an external network.

Online Monitoring by means of TF

In addition to offline TF measurement, which means that the transformer is out of operation, the TF can be also measured during operation of the transformer (online measuring). Switching operations or lightning strikes generate transient over voltages and spread out over the power supply lines. These “stochastic” transient overvoltages can be recorded during operation and can be used for determination of the TF (online measuring). Compared to the offline TF measurement the online TF measurement has the advantage a stationary installation and hence an improved reproducibility of the TF. However, with such an online TF measurement not only the electrical network of the transformer but also the electrical network of the substation is recorded. Online measured signals are completely different from those measured offline. Capacitive coupling between the lines, reflection and arc-backs induce a sequence of partial events. Additionally, such signals excite the oscillating circuit of the supply network, which consists of longitudinal inductance and the ground capacitance of the lines and causes a strong oscillation on the transformer terminals. This fact complicates the determination of the TF. The Problems are:

- External / internal surge arrester, which protects the transformer / regulating winding of a too high voltage stress, can lead to a non linear behavior.
- The electromagnetic coupling between the different phases results to a transmission of the transient signals to the other phases and a multiphase excitation of the transformer occurs.

- The bandwidth of the recorded signal might not be high enough
- Distinguishing between excitation and answer signal is difficult
- Different circuit states of the substation induce different reflection behavior

The analysis of the “stochastic” transient overvoltages has shown that the voltage levels are not high enough to turn the surge arresters into conductive condition. It also shows that bandwidth and voltage of the signals vary strongly. Transient signals generated by far switching operations are characterized with a low bandwidth and a low voltage. This is caused by the overhead line and its low-pass behavior. For that reason only the transient overvoltages with a bandwidth greater than 2 MHz and a voltage more than 15 kV are used for the determination of online measured TF. This makes sure that the signals only come from close switching operation. Additionally also a multiphase excitation can be precluded, because the degree of coupling depends on the distance.

Due to the oscillation of the “stochastic” transient overvoltages it is difficult to distinguish between the excitation and the response signal on the basis of the curve progression. A method that worked satisfactorily includes considerations about the cut-off frequencies of the partial events. It is assumed that the excitation signal has the steepest rising edge and therefore the highest cut-off frequency. A problem here is that the spectrum of the signal falls below noise level several times, which makes detection difficult. The Hinkley criterion used as a jump detector offers a solution to the problem. It works explained as follows: As long as a signal exist the Hinkley function increases. From the point where noise dominates, the function decreases. The absolute maximum of the Hinkley curve indicates the position of the cut-off frequency, and thus the excitation signal can be identified.

Since online TF measurements are influenced by the electrical network of the substation, different circuit states or tap changer position pose a problem for reliable analysis. A possibility would be to collect and sort the TF data according to those states in a database. However, it is obvious that such a data base increases with the size of the substation. Hence this method is not practical for larger substations. Another approach would be to categorize the TF with respect to a certain tolerance according to its minima and maxima. In case of a change in the mechanical condition of the transformer coils, a new category of would be created. The problem to this approach is that many calculation procedures, which have a blurring effect and lead to a reduction of the TF sensitivity, are needed.

For online TF measurements, using overvoltages from the power-up event of the transformer is advantageous, because there are fewer influence factors in comparison to usage of transient overvoltages from the power grid. The location of the excitation is always the same and one voltage level is completely disconnected from the transformer. Basically there are two kinds of signals, which can be used for the determination of TF: the VFTO-signals (**v**ery **f**ast **t**ransient **o**scillations), generated by the GIS disconnecter, or the transient signals generated by the circuit breaker. TF's determined from these signals show a higher sensitivity than those from the "stochastic" transient overvoltages. A big problem with both kinds of signals is that the voltage is very high and the surge arrester (internal or external) can turn into conductive condition. This leads to a non linear behavior of the measured electrical network. Therefore only TF's with the same excitation level may be compared to each other.

Conclusion

The TF is affected by some factors in signal processing and measurement setup. Windowing, recording length, ADC-resolution and -sampling rate are the main influence factors in signal processing for the TF measured in time domain. By comparison, the TF measured in frequency domain shows significantly less influence factors in signal processing. Both kinds of measurements need a good setup to create reproducible results. Therefore shielded leads and a good earthing concept are absolutely necessary. An increase of sensitivity can be achieved by the usage of an external network.

As opposed to the offline-measurements online-measurements allow a permanent monitoring of the insulation- and winding-condition. Another aspect of online-monitoring is that exceeding voltage- and current stresses can also be monitored. The time signals are affected by a series of additional factors. These influence factors cannot be completely eliminated and consequently the TF is subjected to a lower sensitivity. A higher sensitivity for the online measured TF can be obtained by using transient signals generated during the power-up event of the transformer. However, in this case only TF's with the same excitation level may be compared to each other, in order to prevent an influence of the surge arrester.

1 Einleitung und Ziel der Arbeit

Die Liberalisierung des Strommarktes führte in den letzten 10 Jahren zu einer effizienteren Ausnutzung bestehender Anlagenkomponenten. Dabei wird sowohl eine stärkere Auslastung als auch eine Verlängerung der Laufzeiten der jeweiligen Betriebsmittel angestrebt. Solche Maßnahmen erhöhen jedoch das Ausfallrisiko eines Betriebsmittels. Ein Ausfall einer wichtigen Komponente, wie sie z.B. der Transformator darstellt, gefährdet nicht nur die Versorgungssicherheit sondern kann unter Umständen auch mit hohen Folgekosten verbunden sein. Geeignete Diagnoseverfahren können hierbei helfen, Alterungserscheinungen oder eventuelle Schäden rechtzeitig zu erkennen, sodass geeignete Maßnahmen eingeleitet werden können und eine Gefährdung der Versorgungssicherheit abgewendet werden kann.

1.1 Die Diagnoseverfahren

Mit dem Transformator können elektrische Netze unterschiedlicher Spannungsebenen gekoppelt und so elektrische Energie über eine weite Distanz wirtschaftlich übertragen und verteilt werden. Er stellt somit ein wichtiges Bindeglied zwischen den Kraftwerken und dem Verbraucher dar. Parameter wie Temperatur (thermische Beanspruchung), Überspannungen (elektrische Beanspruchung) oder Stromkräfte (mechanische Beanspruchung) sind hierbei für die Lebensdauer eines Transformators maßgebend und wirken direkt auf den Isolationszustand oder den mechanischen Wicklungszustand ein. Um diese Zustandsgrößen von außen genauer beurteilen zu können, wurden zahlreiche Diagnoseverfahren entwickelt. Hierbei können die unterschiedlichen Verfahren zur Zustandsdiagnostik des Aktivteils des Transformators und dessen Isolationsmedien grob in vier Bereiche eingeordnet werden:

1. Beurteilung des Dielektrikums:

- Bestimmung des Wassergehalts im Transformator mittels:
Recovery Voltage Measurement (RVM), Polarisation-Depolarisation-Current Measurement (PDC), Frequency Domain Spectroscopy (FDS), Karl Fischer Titration, Messung über Kapazitive Sensoren [Aschwanden, 1998], [Houhannesian, 1998], [Bruttel, 2003], [Hahn, 2002], [Koch, 2008]

- Bestimmung des Verlustfaktors ($\tan\delta$ -Messung) [Beyer, 1986]
2. Beurteilung der Isolation:
 - Gas-in-Öl-Analyse [Boss, 1997], [DIN EN 60599, 1999]
 - Teilentladungsmessungen (TE-Messungen):
elektrische, akustische und UHF TE-Messungen [DIN EN 60270, 2001], [Grossmann, 2002], [Markalous, 2006], [Coenen, 2007]
 3. Beurteilung des mechanischen Wicklungszustandes:
 - Vibrationsmessungen
 - Messung der relativen Kurzschlussspannung (U_K -Messung) [DIN EN 60076-5, 2006]
 - Frequency-Response-Analysis-Messungen (FRA-Messungen) [Leibfried, 1996], [Christian, 2001], [Hanique, 1990], [Vandermaar, 1997], [Cigré, 2008]
 4. Beurteilung der Alterung und Nutzung:
 - Öltemperaturmessung, „Hot-Spot“ [Schäfer, 2000], [Cardillo, 2007]

Jedes dieser Diagnoseverfahren besitzt seine Vor- und Nachteile. So ist zum Beispiel bei der Feuchtigkeitsbestimmung nach dem FDS-Diagnoseverfahren eine gute Geometrie-Kompensation möglich, während bei dem PDC-Diagnoseverfahren eine genaue Kenntnis der Geometriedaten notwendig ist. Andererseits wird für die FDS-Methode eine viel längere Messzeit als bei der PDC-Methode benötigt um genaue Messergebnisse zu bekommen [Koch, 2008]. Ein ähnliches Bild zeigt sich bei der TE-Messung. Im Vergleich zu den anderen TE-Messverfahren, ist derzeit nur die elektrische TE-Messung in der Lage, Auskunft über die Intensität einer TE-Quelle zu geben [Coenen, 2007]. Allerdings unterliegt die elektrische TE-Messung dem Einfluss externer Störquellen und sie ist auch nicht in der Lage, den Ort der TE-Quelle zu lokalisieren. Hierzu bilden die akustische und die UHF-TE-Messung völlig neue Perspektiven. In Kombination beider Messverfahren ist eine gute Ortung der TE-Quelle möglich. Da bei der UHF-Methode eine Antenne über den Flachkeilschieber des Transformators in den Kessel geschoben wird, ist man bei dieser TE-Messung weitestgehend von externen Störern unabhängig. Daher kann die UHF-TE-Messung als ein empfindliches Messverfahren angesehen werden [Markalous, 2006].

Bei einigen Messmethoden können anhand der Ergebnisse zusätzlich Informationen gewonnen werden. Die Gas-in-Öl-Analyse zum Beispiel gibt neben dem Beschädigungsgrad der Isolation auch Auskunft über deren Ursache. Die PDC-

Methode erlaubt neben der Feuchtigkeitsbestimmung auch die Bestimmung der Leitfähigkeit der Isolation.

In einigen Fällen ist eine kontinuierliche Überwachung sinnvoll. Dies ist zum Beispiel dann der Fall, wenn nicht der absolute Zahlenwert von Interesse ist, sondern die Entwicklungsgeschwindigkeit (z.B. bei Acetylen im Trafoöl) oder ein bestimmter Zustand (z.B. Gasgehalt, Feuchtigkeit, Temperatur, usw.) überwacht werden muss. In diesem Fall werden die Messverfahren noch zwischen On- und Offline-Fähigkeit unterschieden. Online-Messung heißt, dass eine Messung während dem normalen Transformatorbetrieb stattfinden kann und Offline-Messung bedeutet, dass der Transformator außer Betrieb gesetzt und damit vom Netz getrennt wird. Jede Außerbetriebsetzung eines Transformators ist mit einem organisatorischen Aufwand und damit mit Kosten verbunden. In einigen Fällen müssen auch Absprachen mit dem Kunden (z.B. Stadtwerke oder Industrie) erfolgen. Deshalb finden onlinefähige Messverfahren immer mehr Einzug bei der Beurteilung des Transformatorzustandes.

1.2 Frequency Response Analysis

Nach der derzeit gültigen Norm ist die U_K -Messung die einzig anerkannte Methode, die zur Detektion von Wicklungsschäden herangezogen werden kann. Gemäß der gültigen Norm DIN EN 60076-5 [DIN EN 60076-5, 2006] werden die Klemmen der Sekundärwicklung geerdet, während die Klemmen der Primärwicklung mit einer Spannung beaufschlagt werden. Diese Spannung wird so lange gesteigert bis der Nennstrom in den Transformator fließt. Aufgrund dieser äußeren Beschaltung wird eine Spannungsinduktion von $U_{\text{ind}} = 0 \text{ V}$ erzwungen und der Kern kann daher keinen dynamischen magnetischen Fluss führen. Für den Kern gilt also:

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = 0 \text{ V} \quad (1.1)$$

Durch die Spannungserregung muss allerdings ein magnetischer Fluss entstehen, der sich nur in den Streukanälen der Wicklung ausbreiten kann. Somit gehen bei der Höhe des Flusses auch die geometrischen Verhältnisse der Streukanäle ein. Im Falle einer Wicklungsdeformation ändern sich die geometrischen Verhältnisse des Streuspalt, was eine Veränderung der relativen Kurzschlussspannung zur Folge hat. Die Norm schreibt bei Großtransformatoren vor, dass ab einer Ände-

rung der relativen Kurzschlussspannung von 1 % bis 2 % mit Wicklungsverwerfungen zu rechnen ist.

In der Vergangenheit hat sich jedoch gezeigt, dass die U_K -Messung eine nur unzureichende Sensibilität gegenüber mechanischen Wicklungsverwerfungen besitzt [Moreau, 1999]. Ein viel versprechender und derzeit stark diskutierter Ansatz zur genaueren Erkennung von Wicklungsverwerfungen ist die Analyse der ÜF (Übertragungsfunktion, auch FRA (Frequency Response Analysis) genannt. Bei diesem Diagnoseverfahren wird nicht nur das Systemverhalten des Transformators bei 50 Hz analysiert, sondern über einen weiten Frequenzbereich. Nach den derzeitigen Erkenntnissen wird ein Frequenzbereich von 20 Hz bis 2 MHz empfohlen. Bisherige Ergebnisse zeigen, dass die ÜF eine höhere Empfindlichkeit als die relative Kurzschlussspannung aufweist [Bolduc, 2000].

Die FRA ist wie die U_K -Messung ein vergleichendes Diagnoseverfahren, bei dem die aktuelle Messung mit einer vorangegangenen Messung verglichen werden muss. Eine wichtige Voraussetzung für die FRA ist daher, dass das zu untersuchende Messobjekt als ein passives, kausales, zeitinvariantes und im interessierenden Wertebereich lineares System betrachtet werden kann. Diese Voraussetzungen sind bei einem Transformator erfüllt und es können die Theorien linearer Systeme angesetzt werden. Aufgrund der Unabhängigkeit des Frequenzganges vom Eingangssignal, kann die ÜF auf zwei unterschiedliche Arten messtechnisch ermittelt werden, zum einen direkt im Frequenzbereich und zum anderen im Zeitbereich.

Bei der Frequenzbereichsmessung wird der Transformator mit einem sinusförmigen Signal angeregt. Diese Anregung erzeugt ein ebenfalls sinusförmiges Antwortsignal, das sich nur von der Amplitudenhöhe und einer Phasenverschiebung unterscheidet. Das Amplitudenverhältnis und die Phasenverschiebung zwischen Aus- und Eingangssignal ergeben den Wert des Betrags und der Phase bei der entsprechenden Frequenz. Besitzt das Anregungssignal eine variable Frequenz so kann so die ÜF im Frequenzbereich ermittelt werden.

Bei der Zeitbereichsmessung wird das Testobjekt mit einem breitbandigen, transienten Signal angeregt. Das Antwortsignal dieser Anregung ist ebenfalls breitbandig, wird aber entsprechend der Impulsantwort des Transformators verformt. Um die ÜF ermitteln zu können, müssen Aus- und Eingangssignal zunächst in den

Frequenzbereich transformiert werden, bevor der Quotient zwischen dem Aus- und Eingangssignal gebildet werden kann.

In den letzten 5 Jahren lassen immer mehr Betreiber eine „FRA-Messung“ an ihren Transformatoren durchführen. Aufgrund des vergleichenden Prinzips ist jedoch eine hohe Reproduzierbarkeit der Messergebnisse eine wichtige Voraussetzung, damit sich die FRA als Diagnoseverfahren durchsetzen kann. Aufgrund von fehlenden Normen bezüglich des Messaufbaus, der Messdurchführung und Hardwareanforderungen wurden diesbezüglich unterschiedliche Konzepte bei den Messgeräteherstellern entwickelt. Der Messaufbau hat aber einen entscheidenden Einfluss auf die Reproduzierbarkeit des gemessenen Frequenzganges. Zudem können die Messergebnisse nicht miteinander verglichen werden, wenn unterschiedliche Messschaltungen vorgesehen wurden. Deshalb wurde vor 3 Jahren bei der Cigré eine Workinggroup (A2.26) gebildet, die sich dem Problem annahm und eine Broschüre mit entsprechenden Empfehlungen erarbeitet und veröffentlicht hat [Cigré, 2008].

1.3 Ziel der Arbeit

Die Bewertung des aktuell gemessenen Frequenzganges erfolgt durch einen Vergleich mit einer Referenz, die aus einer vorangegangenen Messung gewonnen wurde. Der Theorie nach darf zwischen diesen beiden Messungen erst dann ein Unterschied auftreten, wenn sich das elektrische Netzwerk des Transformators verändert, wie es bei einem Wicklungsschaden der Fall ist. Praktische Untersuchungen haben allerdings gezeigt, dass die FRA sowohl bei der On- als auch Offline-Messung einer Reihe von Einflussfaktoren ausgesetzt ist, die zu nicht reproduzierbaren Messergebnissen führen. Eine hohe Reproduzierbarkeit ist jedoch unbedingt erforderlich, damit die FRA als empfindliche Diagnosemethode gelten kann. Ziel dieser Arbeit ist, die Einflussparameter auf die ÜF systematisch zu untersuchen. Daraus sollen Regeln erstellt werden, die bei der Bestimmung der ÜF zu beachten sind, damit reproduzierbare Ergebnisse erzielt werden können.

In Kapitel 2 werden zunächst die systemtheoretischen Grundlagen betrachtet. Hierbei werden zwei Messverfahren vorgestellt, die bei der FRA durch Offline-Messungen zur Verfügung stehen: die Zeitbereichsmessung und die Frequenzbereichsmessung. Anhand dieser beiden Verfahren wird gezeigt, wie sich unter-

schiedliche Signalverarbeitungsprozeduren auf die ÜF auswirken. Des Weiteren werden Maßnahmen vorgestellt um die Genauigkeit der ÜF zu steigern. Die gewonnen Erkenntnisse lassen sich hierbei zum Teil auch auf die FRA durch Online-Messungen übertragen.

In Kapitel 3 wird auf den notwendigen Messaufbau eingegangen, denn trotz der großen Abmessungen von Leistungstransformatoren müssen für die Bestimmung der ÜF Signale bis zu einer Frequenz von 2 MHz erfasst und zum Messgerät übertragen werden. Vor-Ort-Untersuchungen haben allerdings gezeigt, dass unterschiedliche Konzepte des Messaufbaus zu unterschiedlich gut wiederholbaren Messergebnissen führen. Dem Leitungs- und Erdungskonzept kommt hierbei eine zentrale Rolle zu. Die verwendeten Leitungen müssen weitestgehend gegenüber Störeinkopplungen resistent sein, damit die zu messenden Signale so gering wie möglich verfälscht werden. Es wird hierbei auch kurz auf die Einflüsse, die vom Prüfling selbst kommen, wie Stufenschalterstellung und Öltemperatur eingegangen. Ziel dieses Kapitels ist, einen Messaufbau vorzustellen, bei dem die Einflüsse weitestgehend eliminiert oder konstant gehalten werden können, damit auch nach Jahren und an einem anderen Ort ein vergleichbares Messergebnis erzielt werden kann.

Kleine mechanische Wicklungsdeformationen haben meistens nur geringfügige Veränderungen des Kurvenverlaufs des Frequenzganges zur Folge. Weisen einzelne Wicklungen zudem kaum charakteristische Merkmale auf, ist es schwierig solche Wicklungsdeformationen mittels der FRA detektieren zu können. Die Zielsetzung in Kapitel 4 ist daher, ein Verfahren vorzustellen, welches die Sensitivität der Offline-FRA steigert. Hierbei wird gezeigt, dass man mit dieser Sensitivitätssteigerung in der Lage ist, auch solche Wicklungsverwerfungen mit der FRA festzustellen, die mit der herkömmlichen Methode nicht detektierbar wären.

In Kapitel 5 wird eine Möglichkeit vorgestellt, wie der Frequenzgang eines Transformators durch Online-Messungen bestimmt werden kann. Durch den bei der Online-FRA fest installierten Prüfkreis, werden zwar die Einflüsse auf die Reproduzierbarkeit der ÜF bedingt durch den Prüfkreis eliminiert, es entstehen jedoch eine Reihe weiterer Einflussparameter. Für die Berechnung der ÜF durch Online-Messungen werden transiente Wanderwellen herangezogen, wie sie infolge von Schalthandlungen oder Gewitterüberspannungen entstehen. Solche stochastischen Wanderwellen breiten sich im umliegenden Energienetz aus und sind oft-

mals eine Folge von Teilvorgängen. Die daraus resultierenden Problemstellungen von Online-Auswertungen sollen in dieser Arbeit erörtert werden:

- Es ist keine eindeutige Trennung zwischen Erregungs- und Antwortsignal möglich.
- Die Wanderwelle kann auf die anderen Phasen überkoppeln, daher ist eine mehrphasige Anregung möglich.
- Der SNR kann für die im Transformator übertragenen Spannungen oder Ströme zu gering sein und damit ist keine sinnvolle Wertung des gemessenen Frequenzganges möglich.
- Aufgrund der höheren Spannungspegel können die äußeren oder inneren spannungsabhängigen Widerstände in den leitenden Zustand wechseln.
- Die Bandbreite der einlaufenden Wanderwellen können unzureichend sein.
- Unterschiedliche Schaltzustände der Umspannanlage führen zu unterschiedlichem Reflektionsverhalten.

Ein anderer Ansatz ist, dass ausschließlich die transienten Signale vom Leistungsschalter oder die VFTO-Signale des GIS-seitigen Trenners herangezogen werden. Solche Signale weisen wesentlich geringere Einflussfaktoren auf, als die der stochastisch einlaufenden transienten Wanderwellen. Trotzdem muss auch hier der Einfluss des Schaltzustandes und der spannungsabhängigen Widerstände ermittelt werden. Das Ziel in Kapitel 5 ist, Wege aufzuzeigen, wie die ÜF, unter Berücksichtigung der geschilderten Einflussparameter, sinnvoll und reproduzierbar durch Online-Messungen bewertet werden kann.

2 Grundlagen und Signalverarbeitung

2.1 Systemtheoretische Grundlagen

2.1.1 Die Übertragungsfunktion

Wird ein lineares, zeitinvariantes und kausales System mit einem Dirac-Stoß $\delta(t)$ angeregt, so antwortet dieses System mit der Impulsantwort $h(t)$. Diese Impulsantwort charakterisiert das System vollständig [Oppenheim, 1999] und weist folgende Eigenschaften auf:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |h(t)| dt < \infty, \quad \text{wenn System stabil} \quad (2.1)$$

$$h(t) = 0 \text{ für } t < 0, \quad \text{wenn System kausal} \quad (2.2)$$

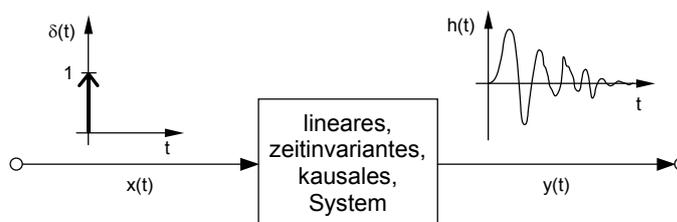


Bild 2.1: Die Impulsantwort eines Systems

Bei einer bekannten Impulsantwort kann für ein beliebiges Eingangssignal $x(t)$ das Antwortsignal $y(t)$ wie folgt berechnet werden:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t-\tau) \cdot h(\tau) d\tau = x(t) * h(t) \quad (2.3)$$

Die Gleichung (2.3) stellt ein so genanntes Faltungs-Integral dar, deren Berechnung im Zeitbereich oftmals kompliziert ist. Durch die Anwendung des Faltungssatzes der Laplace-Transformation wird das Faltungs-Integral in eine Multiplikation aus transformiertem Eingangssignal und Impulsantwort übergeführt.

$$\underline{Y}(s) = \mathcal{L}\{x(t) * h(t)\} = \mathcal{L}\{x(t)\} \times \mathcal{L}\{h(t)\} = \underline{X}(s) \times \underline{H}(s) \quad (2.4)$$

$\underline{H}(s)$ wird hierbei als die komplexe Übertragungsfunktion des Systems bezeichnet. Nach Gleichung (2.4) wird die Übertragungsfunktion (nachfolgend als ÜF bezeichnet) aus dem Quotient der Spektren des Eingang- und Antwortsignals berechnet. Ausgehend davon, dass das betrachtete System durch eine lineare Differential-

gleichung nach Gleichung (2.5). beschrieben werden kann, stellt die ÜF eine rationale Funktion in s dar (Gleichung (2.6)).

$$y(t) + b_1 \cdot \frac{dy(t)}{dt} + \dots + b_n \cdot \frac{d^n y(t)}{dt^n} = a_0 \cdot x(t) + a_1 \cdot \frac{dx(t)}{dt} + \dots + a_n \cdot \frac{d^n x(t)}{dt^n} \quad (2.5)$$

$$\underline{H}(s) = \frac{\underline{Y}(s)}{\underline{X}(s)} = \frac{a_0 + a_1 \cdot s + \dots + a_n \cdot (s)^n}{1 + b_1 \cdot s + \dots + b_m \cdot (s)^m} \quad (2.6)$$

Findet die Auswertung der Laplace-Transformierten auf der imaginären Achse statt, so ergibt sich die komplexe ÜF zu:

$$\underline{H}(s)|_{s=j\omega} = \underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{Y}(j\omega)}{\underline{X}(j\omega)} = \frac{a_0 + a_1 \cdot j\omega + \dots + a_n \cdot (j\omega)^n}{1 + b_1 \cdot j\omega + \dots + b_m \cdot (j\omega)^m} \quad (2.7)$$

In diesem Fall gehen die Laplace-Transformierten in die Fourier-Transformierten über. Wird in der Gleichung (2.7) $j\omega$ durch die komplexe Variable p substituiert, erhält man die so genannte rationale Systemfunktion. Bei einem stabilen, kausalen System müssen sämtliche Polstellen in der linken Hälfte der p -Ebene liegen, während die Nullstellen sowohl in der linken als auch in der rechten Hälfte der p -Ebene liegen dürfen. Systeme, bei denen die Nullstellen nicht in der rechten Hälfte der p -Ebene liegen, werden als „minimalphasig“ bezeichnet [Enden, 1990]. Sie zeichnen sich dadurch aus, dass deren inverse ÜF auch stabil und kausal ist.

Eine Eigenschaft, denen rationale Systemfunktionen zu Grunde liegen, ist, dass gewisse Abhängigkeiten zwischen Amplituden- und Phasengang existieren. Bei einem gegebenen Amplitudengang sowie bei bekannter Anzahl von Pol- und Nullstellen gibt es nur eine endliche Anzahl von Möglichkeiten für den Phasengang. Im Falle von minimalphasigen Systemen legt der Amplitudengang den Phasengang eindeutig fest [Oppenheim, 1999], [Papoulis, 1962], [Unbehauen, 1969]. Das gilt auch umgekehrt: Bis auf einen Skalierungsfaktor legt der Phasengang auch den Amplitudengang eindeutig fest.

Die obigen Bedingungen sind bei passiven RLC-Netzwerke, wie es auch ein Transformator darstellt, stets erfüllt, denn:

- Das Nennerpolynom ist ein Hurwitzpolynom, d.h. die Nullstellen und damit die Pole liegen in der linken p -Halbebene.
- Der Ordnungsgrad n des Nennerpolynoms ist immer größer als der Ordnungsgrad m des Zählerpolynoms.
- RLC-Netzwerke sind daher immer stabil.

Aufgrund der Redundanz zwischen Betrags- und Phasenfunktion ist die Betrachtung von nur einem der beiden Funktionen ausreichend. In der Praxis findet hierbei die Betragsfunktion den Vorzug, deren Interpretation im Vergleich zur Phasenfunktion einfacher ist [Leibfried, 1996]. Häufig wird in der Literatur die ÜF eines Systems auch als Frequenzgang des Systems bezeichnet.

2.1.2 Beschreibung des Transformators als Vierpol

Der Transformator kann als ein Netzwerk, bestehend aus Widerständen, Induktivitäten und Kapazitäten mit einem magnetischen Kreis, der im Wesentlichen aus einem Eisenkern besteht, betrachtet werden. Das unterschiedliche Verhalten des magnetischen Flusses im Eisenkern führt zu einer Unterteilung des Frequenzbereiches [Nothaft, 1994], [Gharehpetian, 1996]:

Frequenzbereich 1: $f < 10$ kHz:

Die magnetischen Feldlinien treten für niedere Frequenzen nahezu senkrecht in den Schenkel ein. Dabei treten die nichtlinearen Effekte wie Sättigung, Hysterese, Wirbelstrom und Restfluss auf [Vakilian, 1995], [Holmberg, 2000]. Mit zunehmender Frequenz führen Kernpermeabilität und sich ausbildende Wirbelströme zu einer Feldverdrängung aus der Mitte des Kerns. In diesem Bereich kann der nichtlineare Effekt der Eisensättigung infolge zu hoher Magnetisierung auftreten.

Frequenzbereich 2: $f > 10$ kHz:

Die Feldlinien werden nahezu vollständig aus dem Kerninneren verdrängt und der Eisenkern führt keinen nennenswerten magnetischen Fluss mehr. In diesem Bereich haben daher die nichtlinearen Effekte des Kerns keine Bedeutung mehr.

Ein anderes nichtlineares Bauelement, das in manchen Fällen zwischen die einzelnen Segmente der Regelwicklung geschaltet wird, sind ZnO-Varistoren, deren Verlauf der Strom-Spannungskennlinie der eines MO-Ableiters entspricht (vgl. Kapitel 5.2.1). Sie sollen die Regelwicklung vor einer zu hohen Spannungsbeanspruchung, wie sie bei einer transienten Überspannung auftreten kann, schützen. Im normalen Betrieb weisen die Varistoren einen hochohmigen Widerstand auf und es fließt nur ein sehr kleiner Leckstrom. Erst wenn die Ansprechspannung des Varistors überschritten wird, geht der Varistor in den niederohmigen Zustand über und die am Varistor anliegende Spannung wird auf seine Restspannung begrenzt [Knorr, 1985], [Peschke, 1986]. Spannungspegel die der Ansprechspannung nahe

kommen, werden bei den üblichen Messungen für die ÜF nicht erreicht, weswegen der Transformator weiterhin als lineares Netzwerk betrachtet werden kann.

Werden die eben geschilderten Vorgänge, die die Linearität betreffen, beachtet, kann der Transformator als ein passives, kausales, zeitinvariantes und lineares System betrachtet und die theoretischen Grundlagen der Vierpoltheorie angewendet werden. Bild 2.2 zeigt den Transformator als Vierpol zwischen zwei Anschlussklemmen.

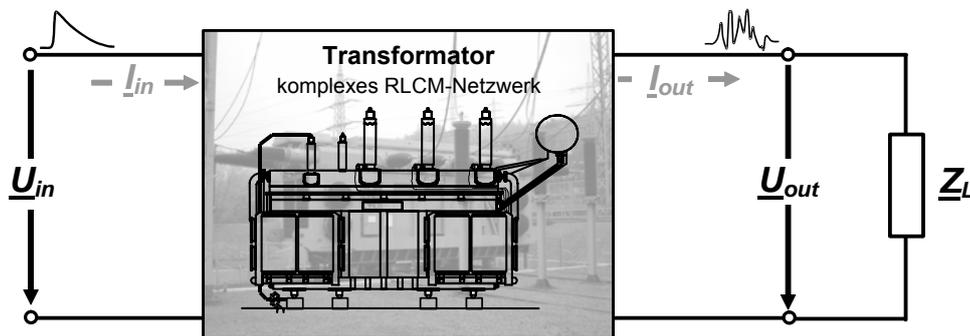


Bild 2.2: Beschreibung eines Transformators als Vierpol

Dieser Vierpol kann mit der Kettenform (2.7)

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_{in} \\ \underline{I}_{in} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{a}_{11} & \underline{a}_{12} \\ \underline{a}_{21} & \underline{a}_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{U}_{out} \\ \underline{I}_{out} \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

dargestellt werden. Dabei ist ersichtlich, dass das elektrische Netzwerk des Vierpols mit den komplexen Matrixelementen \underline{a}_{ij} vollständig beschrieben wird. Mit dem Zusammenhang zwischen \underline{U}_{out} und \underline{I}_{out} (2.8) und der Kettenform (2.7)

$$\underline{U}_{out} = \underline{Z}_L \cdot \underline{I}_{out} \quad (2.9)$$

ergeben sich folgenden Gleichungen:

$$\underline{U}_{in} = \left(\underline{a}_{11} + \frac{\underline{a}_{12}}{\underline{Z}_L} \right) \cdot \underline{U}_{out} \quad (2.10)$$

$$\underline{I}_{in} = \left(\underline{a}_{21} \cdot \underline{Z}_L + \underline{a}_{22} \right) \cdot \underline{I}_{out} \quad (2.11)$$

\underline{Z}_L kann dabei ein beliebig komplexer Widerstand sein. Stellt \underline{U}_{in} dabei die anregende Größe dar, sind für die ÜF folgende Betrachtungen sinnvoll:

- Übersetzungsverhältnis:

$$\frac{\underline{U}_{out}}{\underline{U}_{in}} = \frac{1}{\underline{a}_{11} + \frac{\underline{a}_{12}}{\underline{Z}_L}} \quad (2.12)$$

- Übertragungsadmittanz

$$\frac{I_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} = \frac{1}{a_{11} \cdot Z_L + a_{12}} \quad (2.13)$$

- Eingangsadmittanz:

$$\frac{I_{\text{in}}}{U_{\text{in}}} = \frac{a_{21} \cdot Z_L + a_{22}}{a_{11} \cdot Z_L + a_{12}} \quad (2.14)$$

Praktisch wird die ÜF messtechnisch bestimmt, in dem die Signale von Anregung und Systemantwort mit einer entsprechenden Sensorik erfasst wird. Für Z_L werden hierbei meistens die Werte:

$$Z_L = 0 \Omega$$

für die Erdstrommessung nach Gleichung (2.12) oder

$$Z_L = 50 \Omega \text{ und } 75 \Omega$$

für die leitungsangepasste Spannungs- bzw. Strommessung oder

$$Z_L = \infty \Omega$$

für die hochohmige Spannungsmessung nach Gleichung (2.11) eingesetzt. Daher können für die leitungsangepasste Spannungs- bzw. Strommessung nur die mathematischen Kombinationen der Matrixelemente a_j ermittelt werden.

Ein Transformator wird in den seltensten Fällen aus nur einem Ein- und Ausgangsanschluss bestehen. Eine höhere Anzahl als zwei Anschlüsse erlaubt die Anwendung von mehreren Prüfschaltungen. Somit lassen sich mehrer Systeme und damit Vierpole festlegen. Jede daraus resultierende ÜF besitzt ihre eigene Sensitivität gegenüber Veränderungen des elektrischen Netzwerkes.

Wird die ÜF als Diagnoseverfahren bei Transformatoren eingesetzt, so spricht man häufig von der FRA (**f**requency **r**esponse **a**nalysis). Aufgrund der Tatsache, dass die ÜF bei passiven, linearen, zeitinvarianten und kausalen Systemen unabhängig vom Eingangssignal $x(t)$ ist, stehen für die Ermittlung der ÜF zwei unterschiedliche Messprinzipien zur Verfügung:

- 1) Die Ermittlung der ÜF im Frequenzbereich, auch SFRA (**s**weep **f**requency **r**esponse **a**nalysis) genannt
- 2) Die Ermittlung der ÜF im Zeitbereich, auch IFRA (**i**mpulse **f**requency **r**esponse **a**nalysis) genannt.

2.2 Methoden zur Ermittlung des Frequenzganges

2.2.1 Die SFRA

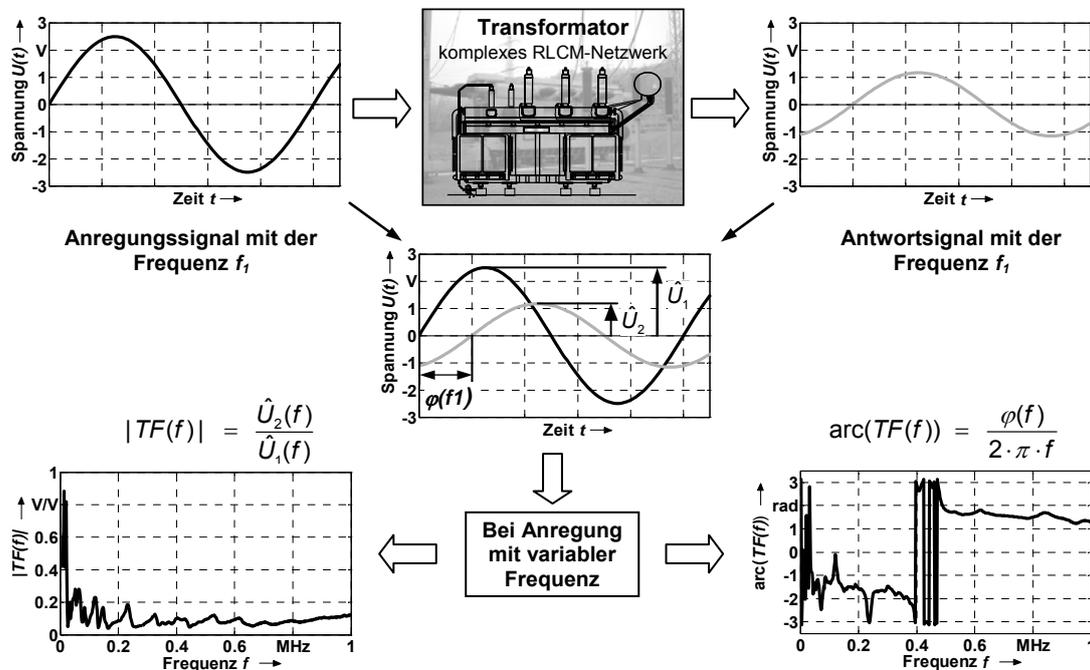


Bild 2.3: Die Bestimmung der ÜF im Frequenzbereich

Bei der SFRA, wird der Transformator mit einem sinusförmigen Signal angeregt und ruft ein ebenfalls sinusförmiges Antwortsignal hervor. Die beiden Signale unterscheiden sich jedoch in Amplitudenhöhe und Phasenlage. Das Amplitudenverhältnis und die Phasenverschiebung zwischen Aus- und Eingangssignal ergeben den Wert der Betrags- und Phasenfunktion der ÜF bei der entsprechenden Frequenz. Erfolgt die Anregung des Transformators mit einer variablen Frequenz, kann so die frequenzabhängige ÜF ermittelt werden [Dick, 1978].

Ein Networkanalyzer regt den Transformator mit einer frequenzvariablen Sinusschwingung an und misst gleichzeitig sowohl das Anregungssignal als auch das Antwortsignal. Die Anregung erfolgt hierbei mit einer konstanten Amplitude und damit bei angenommener „weißer“ Rauschverteilung mit einem konstanten Signal-zu-Rausch-Abstand (SNR). Die exakte Erfassung der jeweiligen Sinusschwingung kann über mehrer Perioden der aktuell anliegenden Frequenz dauern. Demzufolge hat die Eingangsbeschaltung des Networkanalyzers genügend Zeit sich auf die Eingangssignale einzustellen, um so einen hohen Signal-zu-Rauschabstand zu erzielen.

2.2.2 Einflussfaktoren bei der SFRA

Die Eingangsbeschaltung eines Networkanalyzers besteht hauptsächlich aus verschiedenen Verstärkerstufen und einem Bandpassfilter, dessen Mittenfrequenz sich nach der aktuellen Sweep-Frequenz richtet. Die Verstärkerstufen dienen der Signalanpassung, während das Bandpassfilter Störsignale herausfiltern soll. Gerade bei einem stark gedämpften Signalverlauf führen diese Störsignale zu einem verfälschten Kurvenverlauf der ÜF [Wimmer, 2006]. Bild 2.4 zeigt einen Vergleich zwischen einer gestörten und einer idealen Sinusschwingung. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Genauigkeit der komplexen ÜF durch $\Delta U(t)$ und $\Delta \text{arc}(U(t))$ begrenzt wird, weil Amplitudenhöhe und Phasenverschiebung nicht exakt bestimmt werden können.

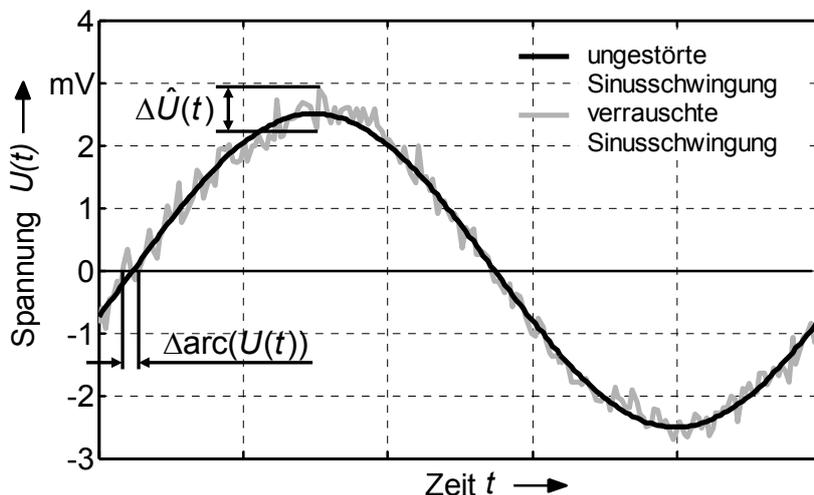


Bild 2.4: Gestörte Sinusschwingung, wie sie in der Realität erfasst wird, verglichen mit einer idealen, ungestörten Sinusschwingung

Die Ungenauigkeit wird umso größer, je stärker die Signaldämpfung ist, weil der Störpegel, der der Sinusschwingung überlagert ist, konstant ist. Mit dem Bandpassfilter, der im Idealfall nur die angelegte Frequenz durchlässt, wird die Ungenauigkeit reduziert. Praktisch muss ein Kompromiss gefunden werden zwischen Messzeit und der Genauigkeit der Messung, denn je geringer die Bandbreite des Bandpassfilters ist, desto mehr Zeit muss für die Messung des Frequenzganges eingeräumt werden. Bild 2.5 zeigt die Auswirkungen am Beispiel einer Frequenzgangmessung an einem 30-kVA-Verteiltransformator bei unterschiedlichen Bandbreiten des Bandpassfilters. In diesen Bildern ist zu erkennen, dass die ÜF mit einer Bandpassfilterbreite von 1 kHz ab einer Signaldämpfung von kleiner -90 dB wesentlich ungenauer ist, als die ÜF, die mit einer Bandpassfilterbreite von 30 Hz aufgenommen worden ist.

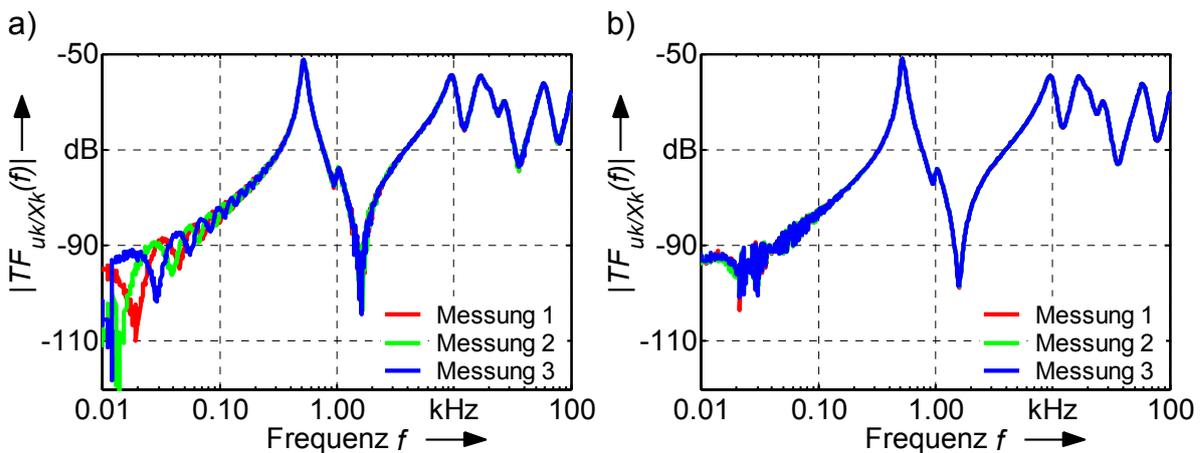


Bild 2.5: Reihe einer ÜF-Messung gemäß der SFRA-Methode an einem 30 kVA Verteiltransformator mit einer Bandpassbreite von
 a) 1 kHz
 b) 30 Hz

Einige Networkanalyser bieten die Möglichkeit, die Sweepzeit unabhängig von der Bandbreite des Bandpassfilters einzustellen. Hierbei bedarf es der Erfahrung des Anwenders wie groß die Sweepzeit bei einer bestimmten Bandbreite des Bandpassfilters einzustellen ist. Ist die Sweepzeit zu gering eingestellt, ist der Networkanalyser nicht in der Lage, die Mittenfrequenz des Bandpassfilters auf die Sweep-Frequenz einzujustieren. Daraus resultiert, dass das empfangene Sinus-signal und damit auch die ÜF zusätzlich gedämpft werden.

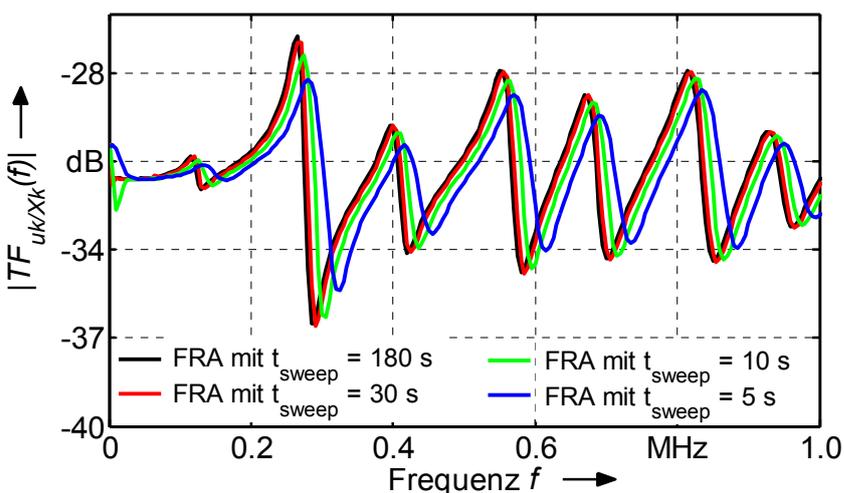


Bild 2.6: Der Einfluss unterschiedlicher Sweepzeiten auf die ÜF

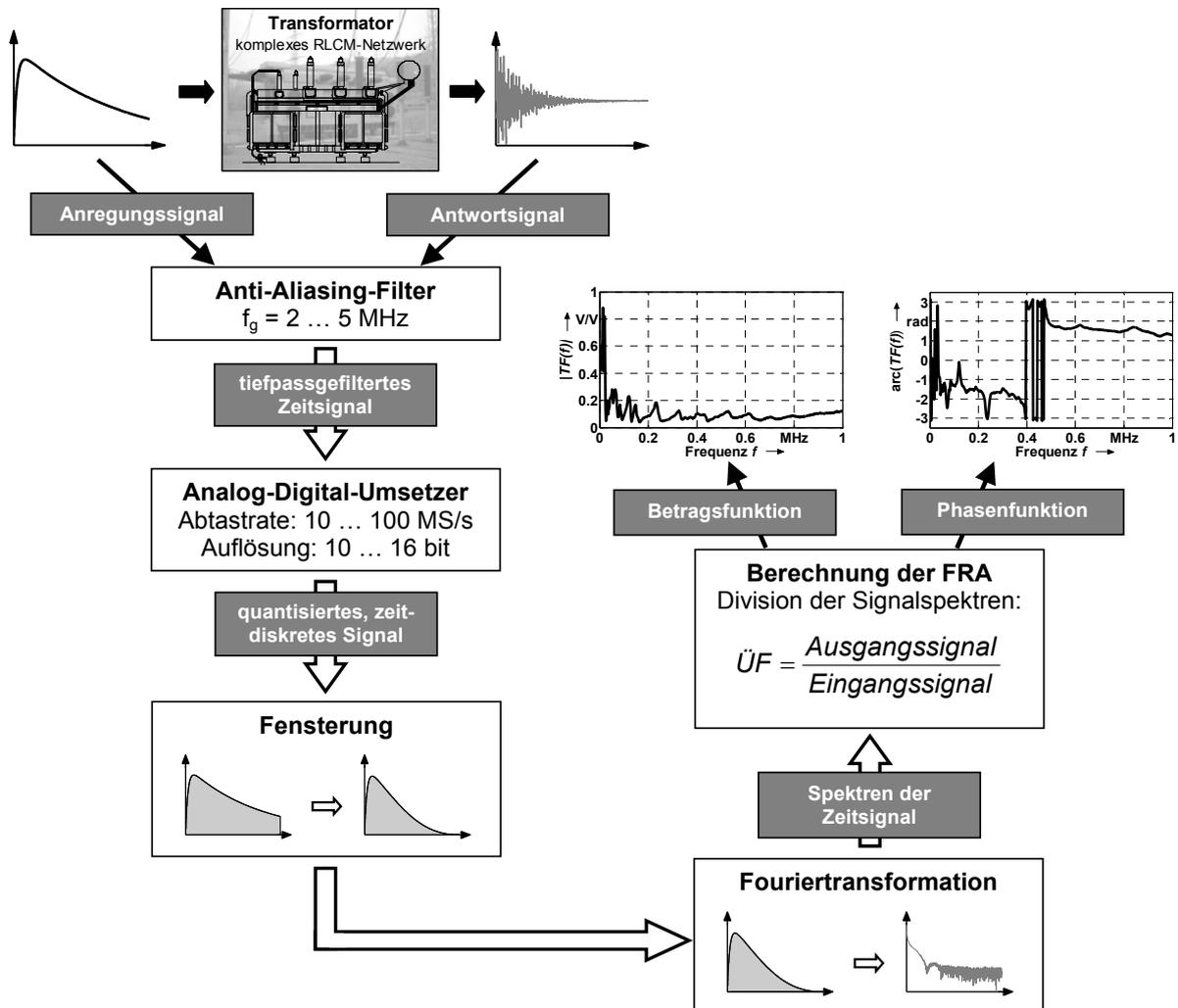
Bild 2.6 zeigt am Beispiel einer 10 kV, 400 kVA Wicklungsröhre die Auswirkungen unterschiedlicher Sweepzeiten auf die ÜF bei einer Bandbreite des Bandpassfilters von 10 Hz. Darin ist deutlich eine Dämpfungszunahme bei geringer werdender Sweepzeit zu erkennen. Des Weiteren ist neben den Dämpfungsunterschieden

den auch eine Verschiebung der Resonanzstellen wahrnehmbar. Die Ursache hierfür konnte dabei nicht geklärt werden, zumal für jede neue Sweepzeit eine neue 0dB-Messung durchgeführt wurde.

Weiteren Einfluss auf die ÜF kann durch folgende Einstellmöglichkeiten genommen werden:

- **Anzahl der Frequenzmesspunkte:**
Die Anzahl der Frequenzmesspunkte ist bei den meisten Networkanalyzern nicht fest vorgegeben und kann aus einem Auswahlfenster entsprechend gewählt werden. Sie ist für die Bestimmung der ÜF möglichst hoch zu wählen, um eine hohe Auflösung der ÜF zu erhalten. Bei einer Frequenzgangmessung mit wenigen Frequenzmesspunkten besteht die Gefahr, dass aufgrund der zu geringen Auflösung, die Resonanzüberhöhung und Polgüte nicht exakt wiedergegeben werden kann. Somit können sich bei einem Vergleich von ÜFs mit einer hohen Auflösung leichte Kurvenunterschiede ergeben.
- **Linearer oder logarithmischer Sweep-Modus:**
Bei einem logarithmischen Sweep-Modus wird aufgrund der Verteilung der Frequenzpunkte der untere Frequenzbereich sehr gut aufgelöst, während der höhere Frequenzbereich schlechter aufgelöst wird. Hingegen werden bei einem linearen Sweep-Modus die Frequenzpunkte linear mit einer bestimmten Frequenzschrittweite über den Frequenzbereich verteilt. Daher können sich Unterschiede im Frequenzgang bei einem direkten Vergleich beider Sweepmethoden ergeben, denn der logarithmische Sweep-Modus kann im unteren Frequenzbereich Resonanzfrequenzen erfassen, die bei dem linearen Sweep-Modus nicht oder nur sehr schlecht erkannt werden können. Ähnlich wie bei der Anzahl der Frequenzmesspunkte kann die schlechte Auflösung des logarithmischen Sweep-Modus im oberen Frequenzbereich dazu führen, dass Resonanzüberhöhungen nicht exakt erfasst werden.
- **Wahl des zu betrachtenden Frequenzbereichs:**
Beim Networkanalyzer kann der Frequenzbereich auf einen gewünschten Ausschnitt eingestellt werden. Je größer der Frequenzbereich gewählt wird, desto geringer wird die Auflösung für die ÜF. Muss ein großer Frequenzbereich (z.B. 20 Hz bis 10 MHz) abgedeckt werden, empfiehlt es sich, mit einer Messung grob den gesamten Frequenzbereich zu erfassen, dann den Frequenzbereich in einzelne Teilbereiche zu zerlegen und diese mit nachfolgenden Untersuchungen genau zu erfassen.

2.2.3 Die IFRA

Bild 2.7: Signalverarbeitungsschritte zur Bestimmung der $\ddot{U}F$ im Zeitbereich

Bei der IFRA wird der Transformator mit einer breitbandigen Impulsspannung angeregt. Entsprechend der Impulsantwort des Transformators wird am Ausgang ein Antwortsignal zu messen sein. Beide Signale werden simultan mit einem Transientenrekorder erfasst, und unter Verwendung der FFT (**f**ast **f**ourier **t**ransformation) numerisch in den Frequenzbereich transformiert. Durch die anschließende Quotientenbildung zwischen dem fouriertransformierten Ausgangs- und Eingangssignal erhält man die $\ddot{U}F$. Signalerfassung und -verarbeitung haben bei diesem Messverfahren einen maßgeblichen Einfluss auf die $\ddot{U}F$. Bild 2.7 zeigt die einzelnen Stationen des Signalweges von der Signalerfassung bis zur berechneten $\ddot{U}F$ bei der IFRA.

2.2.4 Anforderungen an die digitale Signalaufzeichnung

Dem digitalen Transientenrekorder ist ein Tiefpassfilter, ein sogenannten Anti-Aliasing-Filter vorangeschaltet, welcher das Auftreten von Verzerrungen (Aliasing) verhindert, die aufgrund eines zu hohen Frequenzanteils im Signal und einer zu geringen Abtastrate des Transientenrekorders auftreten können. Deshalb muss bei der digitalen Signalaufzeichnung das Abtasttheorem [Schnorrenberg, 1990] eingehalten werden. Dieses besagt, dass die Abtastfrequenz f_s mindestens doppelt so hoch wie die Signalgrenzfrequenz f_g sein muss (Gleichung 2.14).

$$f_s \geq 2 \cdot f_g \quad (2.15)$$

Neben dem für die ÜF zu betrachtenden Frequenzbereich ist auch das Frequenzverhalten des Tiefpassfilters mit zu berücksichtigen. Für einen Transientenrekorder ergibt sich daher eine Mindestanforderung an die Abtastfrequenz von 10 MS/s [Leibfried, 1996].

Die Anregung des Transformators erfolgt bei der IFRA mit einer Impulsspannung die dem Verlauf eines 1,2/50- μ s-Normblitzstoßes ähnlich ist, jedoch eine größere Steilheit aufweisen sollte. Das Spektrum des Normblitzstoßes weist bei 1 MHz eine Dämpfung, bezogen auf seinen Maximalwert, von 60 dB auf [Leibfried, 1996], [Malewski, 1989], [Hanique, 1990]. Um mit den digitalisierten Werten einer Auswertung bis 1 MHz machen zu können, muss die ADU einen Dynamikbereich von mindestens 60 dB besitzen, d.h. 1/1000 seiner maximal darstellbaren Eingangsspannung auflösen können. Aus Gleichung 2.25 in Kapitel 2.2.9.2 geht hervor, dass diese Anforderung nur mit einer 10-bit-ADU zu erreichen ist.

Die Speichertiefe, die ein Transientenrekorder mindestens besitzen muss, hängt von dem Produkt aus Samplerate und Aufzeichnungslänge ab. Gemäß den Transformationsregeln der FFT (siehe Kapitel 2.2.5 und 2.2.6) muss eine Sinusschwingung für die korrekte Wiedergabe im Spektrum mindestens eine Periodendauer lang aufgezeichnet werden. Soll daher bei der ÜF gemäß der IFRA-Methode eine Frequenz von 5 kHz noch richtig erfasst werden, muss das Signal mindestens 200 μ s lang aufgezeichnet werden. Es ist daher bei einer Abtastrate von 10 MS/s und einer Aufzeichnungslänge 200 μ s eine Speichertiefe von mindestens 2 kS erforderlich.

2.2.5 Die Fourier-Transformation zeitdiskreter Signale

Die Berechnung der Spektren von zeitdiskreten Signalen erfolgt bei der IFRA fast ausschließlich über die FFT (engl.: **f**ast **F**ourier **t**ransform). Sie stellt eine effiziente Methode dar, um die DFT (engl. **d**iscrete **F**ourier **t**ransform) zu berechnen. Die DFT ist definiert zu:

$$\underline{X}[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j \left(\frac{2\pi}{N} \right) k \cdot n} \quad k=0,1,2,\dots,N-1 \quad (2.16)$$

Sie ist eine Transformationsregel für ein periodisches, zeitdiskretes Signal $x[n]$ mit der Periodendauer N . Anhand von $\underline{X}[k]$ kann aber kein Rückschluss gewonnen werden, ob $x[n]$ ein nichtperiodisches, endliches Signal mit der Länge N oder ein periodisches Signal mit der Periodendauer N zugrunde lag. Die Rücktransformation von $\underline{X}[k]$ ergibt in beiden Fällen ein periodisches Signal [Oppenheimer, 1999]. Bei der Anwendung der DFT auf Signale wird demnach deren Periodizität vorausgesetzt.

$\underline{X}[k]$ und $x[n]$ stellen hierbei nur eine Wertefolge dar, die zunächst ohne Bezug zu den Frequenzen oder Zeiten sind. Erst durch die Verknüpfung mit einer Frequenzfolge oder Zeitfolge wird dieser Bezug hergestellt. Eine weitere Eigenschaft der Gleichung 2.16 ist, dass der Betrag $|\underline{X}[k]|$ spiegelsymmetrisch und die Phase $\text{arc}(\underline{X}[k])$ punktsymmetrisch zu dem Punkt $N/2$ sind. Eine Auswertung von $\underline{X}[k]$ darf deshalb nur bis zum Punkt $\frac{N}{2} - 1$ (für N gerade) und $\frac{N-1}{2}$ für N ungerade) erfolgen [Keller, 2004]. Wird hierbei $\underline{X}[k]$ in Bezug auf eine Frequenzfolge gesetzt, entspricht der Punkt $N/2$ der Nyquistfrequenz f_{nyquist} .

2.2.6 Die Fensterung

2.2.6.1 Der Leckeffekt

Die DFT setzt die Periodizität des zu transformierenden Signals voraus. Diese Anforderung der DFT lässt sich bei der Signalaufzeichnung nur selten realisieren, da die Signale aufgrund der begrenzten Aufzeichnungslänge abrupt abgeschnitten werden. Die Folgen dieser Periodizitätsverletzung sind am Beispiel einer einfachen Sinusschwingung in Bild 2.8 dargestellt.

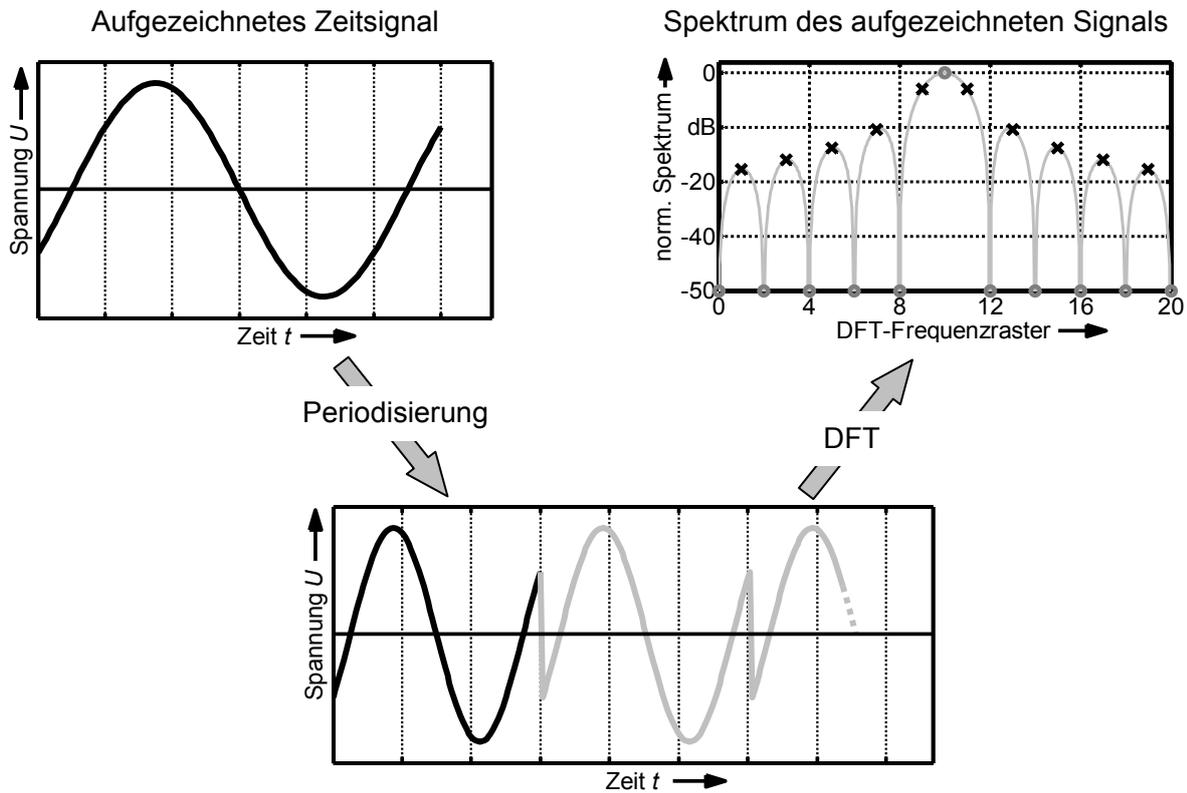


Bild 2.8: Auswirkung einer Periodizitätsverletzung auf die DFT

Bild rechts oben:

O bei DFT wenn Signalaufzeichnung genau über eine Periode geht
 X bei DFT für den dargestellten Fall

Anstelle von nur einer Spektrallinie bei der Frequenz der Sinusschwingung sind über den gesamten Frequenzbereich verteilt zusätzliche Spektralanteile entstanden. Aus mathematischer Sicht wird bei der Anwendung der DFT das Zeitfenster eines aufgezeichneten Signals als ein Rechteckfenster interpretiert. Deshalb wird neben dem Signal auch das Rechteckfenster in den Frequenzbereich transformiert und ergibt dort eine Si-Funktion. Für den Fall, dass die Aufzeichnungsdauer einem ganzzahligen Vielfachen der Periodendauer des Signals entspricht, fällt das Maximum der Si-Funktion auf einen Frequenzpunkt, während die anderen Frequenzpunkte auf die Nullstellen der Si-Funktion fallen („O“ in Bild 2.8). In dem vorliegenden Beispiel ist die Anzahl der Perioden kein ganzzahliges vielfaches des aufgezeichneten Signals. Somit ist auch keine diskrete Frequenz im Spektrum zu finden, die mit der Frequenz der Sinusschwingung übereinstimmt. Das Spektrum des Signals wird sozusagen verschoben abgetastet („X“ in Bild 2.8) und führt zu dem Spektrum nach Bild 2.8. Dieser Effekt wird als Leckeffekt bezeichnet [Enden, 1990], [Oppenheimer, 1999], [Keller, 2004].

Zur Reduzierung der Signalsprünge aufgrund der periodischen Fortsetzung und damit des Leckeffekts kann das Signal mit einer entsprechenden Fensterfunktion gewichtet werden. Dies führt zwar nicht zu einer exakten Wiedergabe der Frequenz der Sinusschwingung, die zusätzlichen Spektralanteile sind jedoch, wie Bild 2.9 verdeutlicht, wesentlich stärker gedämpft. In diesem Beispiel wird als Fensterfunktion das Hanning-Fenster gewählt.

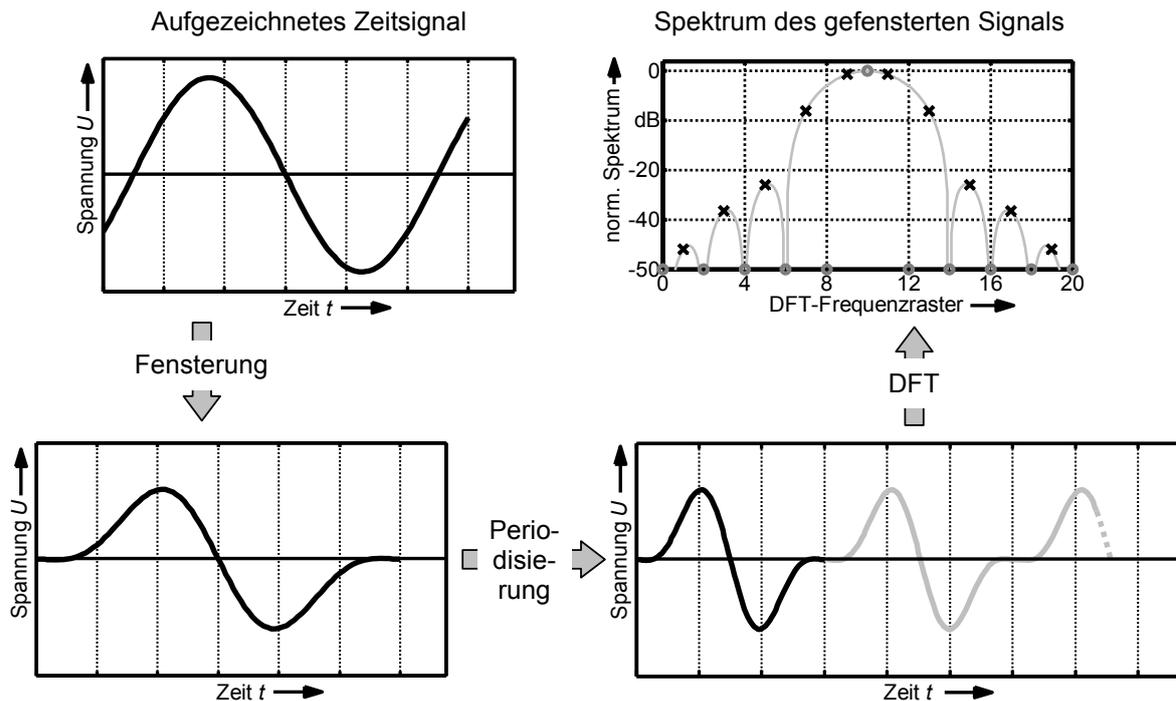


Bild 2.9: Anwendung eines Hanning-Fensters zur Reduzierung des Leckeffekts
 O bei DFT wenn Signalaufzeichnung genau über eine Periode
 X bei DFT für den dargestellten Fall

2.2.6.2 Der Einfluss von Fensterfunktionen auf die IFRA

Neben dem bereits erwähnten Hanning-Fenster, können auch andere Fensterfunktionen für die Signalgewichtung herangezogen werden. In der Signalverarbeitung werden hauptsächlich die Hanning-, Hamming- oder Flattop-Fensterfunktionen verwendet. Bei der ÜF ist auch eine abklingende Exponentialfunktion aufgrund der hauptsächlich exponentiell abklingenden Signale als Fensterfunktion denkbar. Des Weiteren können auch Fensterkonstrukte wie 90%-Rechteck-10%-Hanning-Fenster eingesetzt werden. Solche Fensterkonstrukte sollen die Signalenergie weitestgehend erhalten, denn durch die Multiplikation der Zeitsignale mit den Fensterfunktionen, deren Verlauf ≤ 1 ist, wird dem Zeitsignal

Energie entzogen. Im Frequenzbereich äußert sich aufgrund des Parseval'schen Theorems diese entzogene Signalenergie mit zu niedrigen Amplitudenwerten. Die halbseitigen Fensterfunktionen werden wie im Anhang angegeben berechnet.

Um die Auswirkungen der Fensterfunktionen in Bezug auf die tatsächlichen Amplitudenwerte der ÜF setzen zu können und Unsicherheiten des Frequenzganges aufgrund von Rauschen zu vermeiden sind synthetisierte Ein- und Ausgangssignale erzeugt worden (Anhang Bild B1 und B2). Als Eingangssignal wurde ein doppelexponentieller Impuls verwendet, dem eine einseitige Hanning-Fensterfunktion überlagert wurde, damit der Impuls nach 1 ms den Wert Null aufweisen kann. Das Ausgangssignal besteht aus fünf überlagerten Sinusschwingungen unterschiedlicher Frequenzen. Eine überlagerte, abklingende Exponentialfunktion sorgt für ein schnell abklingendes Verhalten des Antwortsignals. Aus denselben Gründen wie beim Eingangssignal wird zum Schluss das Antwortsignal mit dem einseitigen Hanning-Fenster multipliziert. Für die Bestimmung der Referenz-ÜF wird die gesamte Länge der synthetisierten Zeitsignale herangezogen, während für die ÜF's, bei denen die verschiedenen Fensterfunktionen überprüft werden sollen, die Signale nach 250 μs abgeschnitten werden. Aufgrund der unterschiedlich langen Ausschnitte der Zeitsignale, wird die Referenz ÜF eine wesentlich höhere Auflösung aufweisen als die Test-ÜF's. Für eine korrekte Bewertung des Einflusses der Fensterfunktionen sollte jedoch die Auflösung der ÜF gleich sein. Dies wird erreicht, indem die abgeschnittenen und gefenstereten Signale am Ende mit Nullen aufgefüllt werden (Zeropadding, vgl. Kapitel 2.2.7).

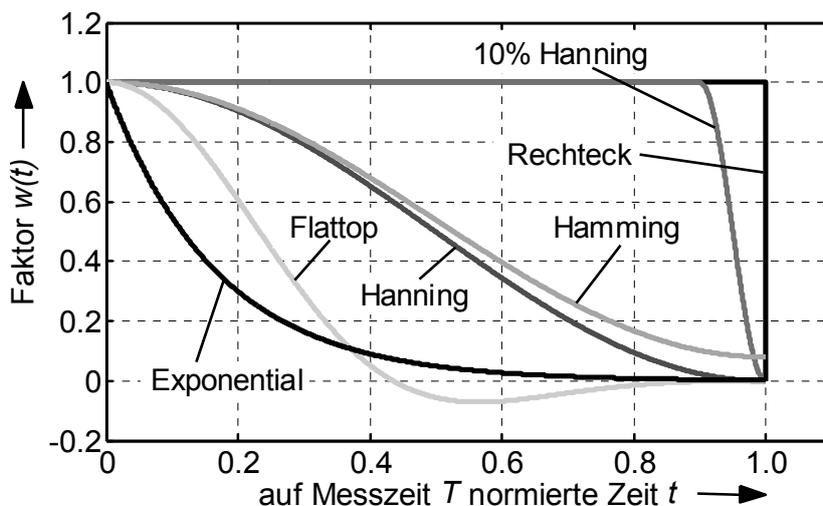


Bild 2.10:
Ausgewählte Fenster-
funktionen

In Bild 2.10 ist der Verlauf unterschiedlicher Fensterfunktionen dargestellt. Die Zeitachse ist hierbei auf die Messzeit T normiert worden. Bild 2.11 zeigt den Einfluss unterschiedlicher Fensterfunktionen auf die ÜF. Darin fällt auf, dass es quasi

keinen Dämpfungsunterschied zwischen dem 90%-Rechteck-10%-Hanning gefensterten ÜF und der Referenz ÜF gibt. Eine Verallgemeinerung dieses Resultats ist hierbei sicherlich nicht zulässig. Das Hamming- und Hanning Fenster weisen im Vergleich zu der Referenz-ÜF nur geringe Dämpfungsunterschied auf. Das Flattop-Fenster weist hingegen schon deutliche Dämpfungsunterschiede auf. Der größte Dämpfungsfehler wird jedoch mit dem Exponentialfenster gemacht.

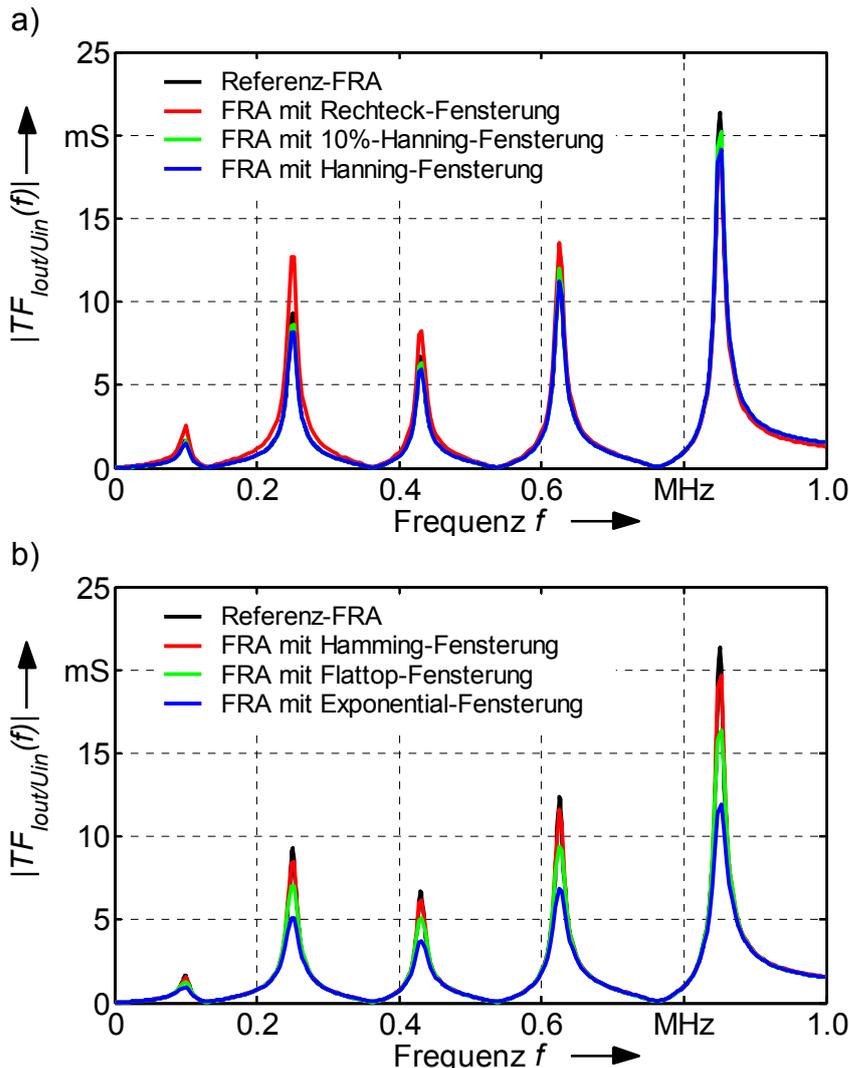


Bild 2.11:
Einfluss der Fenster-
funktionen auf die ÜF
am Beispiel des

a)
Rechteck-, 10%-
Hanning- und Hanning-
Fensters

b)
Hamming-, Flattop- und
Exponential-Fensters

2.2.7 Einfluss der Aufzeichnungslänge auf die IFRA

Die Auflösung einer ÜF wird durch den Abstand Δf zweier Frequenzpunkte festgelegt. Bei der ÜF gemäß der IFRA Methode besteht zwischen Δf , der Aufzeichnungsdauer T , der Abtastfrequenz f_s und der Anzahl der Punkte N des Zeitsignals folgender Zusammenhang [Keller, 2004]:

$$\Delta f = \frac{1}{T} = \frac{f_s}{N} \quad (2.17)$$

Daher ist es nahe liegend, eine hohe Aufzeichnungsdauer zu wählen, um eine entsprechende Frequenzauflösung zu erhalten. Allerdings erhöht sich mit einer Erhöhung der Aufzeichnungsdauer auch die mittlere Rauschenergie, die sich aus der Multiplikation der konstanten Rauschleistung mit der Aufzeichnungsdauer ergibt. Zwischen der Erhöhung der Aufzeichnungsdauer von T_1 nach T_2 und der Verminderung des Signal-zu-Rauschabstandes besteht folgender Zusammenhang [Leibfried, 1996]:

$$\Delta SNR = 10 \cdot \log\left(\frac{T_1}{T_2}\right) \quad \text{in dB} \quad (2.18)$$

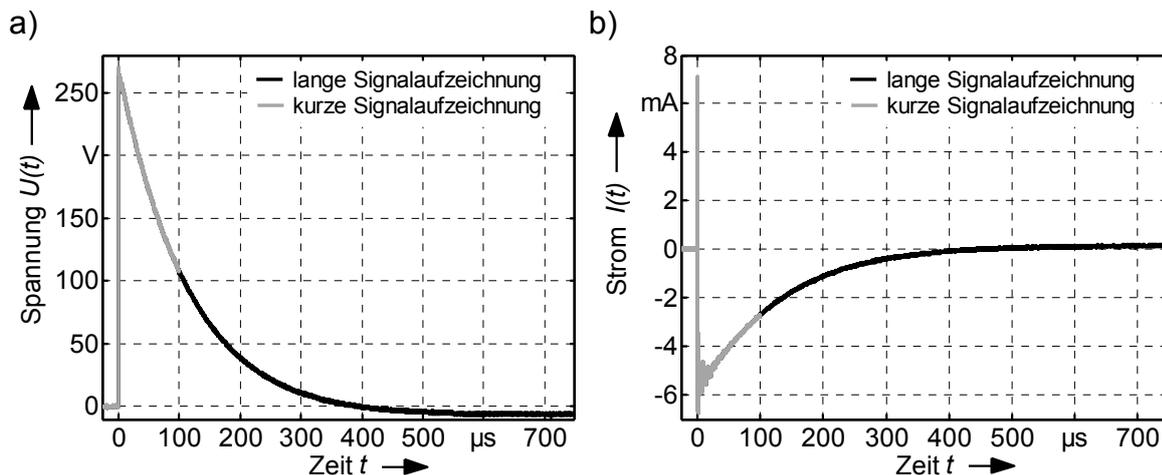


Bild 2.12: Gegenüberstellung einer langen und kurzen Signalaufzeichnung für die ÜF nach Bild 2.13

- a) Erregungssignal (Eingangsspannung des Testobjekts)
 b) Antwortsignal (Ausgangsspannung des Testobjekts)

In Bild 2.13 sind Auswirkungen unterschiedlicher Aufzeichnungslängen festgehalten. Es ist deutlich zu erkennen, dass sich das Rauschen auf die ÜF mit der längeren Aufzeichnungsdauer wesentlich stärker auswirkt. In diesem Fall könnte die ÜF nur bis ca. 1,2 MHz ausgewertet werden, während bei der ÜF mit der kurzen Aufzeichnungsdauer eine Auswertung bis 2 MHz möglich ist.

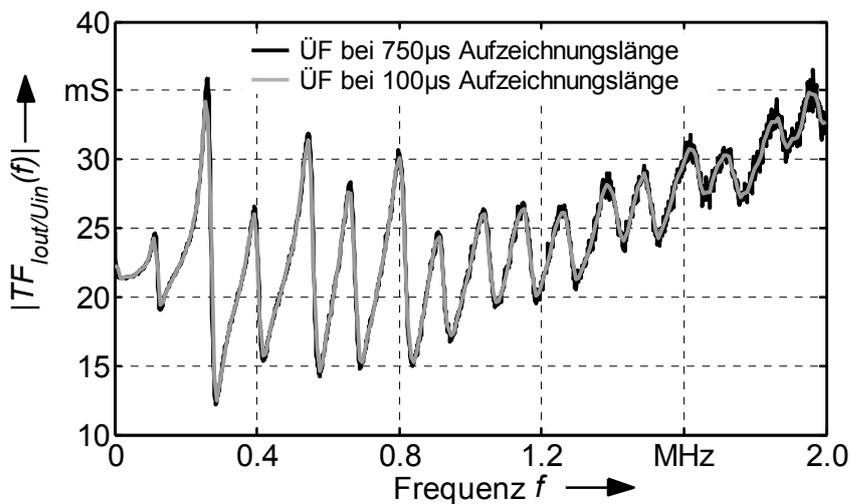


Bild 2.13
Die Abhängigkeit der ÜF
von der Aufzeichnungs-
länge der Zeitsignale

Um den Einfluss des Rauschens auf die ÜF gering zu halten, muss das Zeitsignal abgeschnitten werden. Es hat sich hierbei gezeigt, dass eine Aufzeichnungsdauer zwischen $200 \mu\text{s}$ und $500 \mu\text{s}$ ein guter Kompromiss zwischen Auflösung der ÜF, niedrigste darzustellende Frequenz und dem SNR darstellt. Sollte die Auflösung der ÜF nicht ausreichend sein, so empfiehlt es sich nach der Signalfensterung das Signal bis zur gewünschten Länge mit Nullen aufzufüllen (Zeropadding) [Enden, 1990]. Hierbei sind bei der Wahl einer geeigneten Fensterfunktion keine negativen Effekte zu erwarten.

Bei einem abgeschnittenen Signal ist eine Fensterung für die nachfolgende Fourier-Transformation eine wichtige Maßnahme um den Leckeffekt zu minimieren. Dadurch wird dem Signal Energie entzogen (vgl. Bild 2.12) und die ÜF weist eine erhöhte Dämpfung auf. Diese erhöhte Dämpfung hängt daher auch von der Aufzeichnungslänge ab, denn je nachdem wo das Signal abgeschnitten wird, wird ihm mehr oder weniger Signalenergie entzogen (Bild 2.13).

2.2.8 Einfluss des Pre-Trigger-Bereichs auf die IFRA

Oftmals werden die Signale nicht erst bei einem Triggerereignis (Veränderung des Signalverlaufs) aufgezeichnet, sondern schon eine gewisse Zeit vorher. Diese Zeitspanne von Beginn der Signalaufzeichnung bis zum Triggerereignis nennt man Pre-Trigger-Zeit.

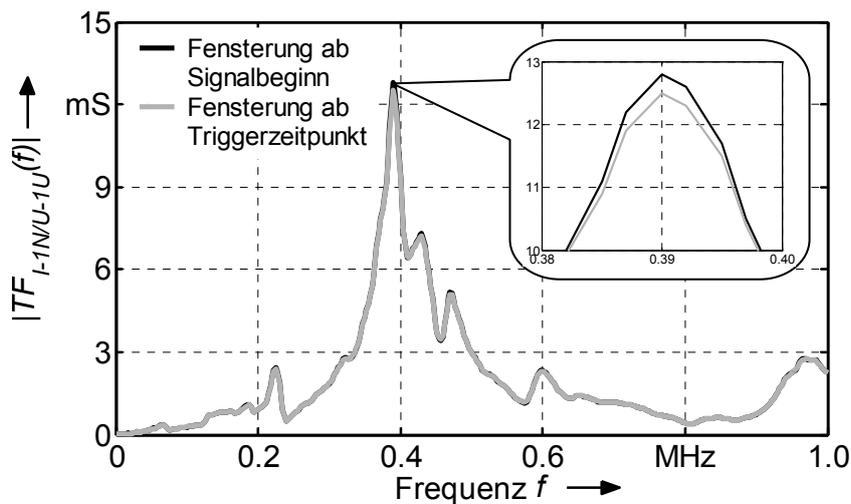


Bild 2.14:
Einfluss bei der Behandlung des Pre-Trigger-Bereichs auf die IFR: Pre-Trigger wird einmal bei der Fensterung mitgewichtet und einmal nicht

Die Behandlung dieses Zeitbereiches bei der Signalverarbeitung ist ein Freiheitsgrad der die berechnete ÜF ebenfalls nachhaltig beeinflussen kann. So kann der Pre-Trigger-Bereich bereits mit einer Fensterfunktion mitgewichtet werden oder nicht. Für den Fall, dass der Pre-Trigger-Bereich mitgewichtet wird, werden mit größer werdender zeitlicher Länge des Pre-Triggers auch die Unterschiede in der ÜF größer [Wimmer, 2003] (Bild 2.14).

2.2.9 Genauigkeit der IFRA

Neben dem Fehler, der aufgrund der Gewichtung mit einer Fensterfunktion der ÜF zugeführt wird, unterliegen die Messsignale einer Reihe von Fehlerquellen. Selbst unter idealen Bedingungen einer störungsfreien Signalübertragung vom Testobjekt zum Transientenrekorder besteht das Problem, dass ein wertekontinuierliches Signal dem wertediskreten Bereich der ADU gegenübersteht. Daraus resultiert ein Quantisierungsfehler der sich in Form von Rauschen auf das Signal auswirkt. Laut Leibfried [Leibfried, 1999] ist die Genauigkeit der ÜF durch den SNR festgelegt: je geringer der SNR ist, desto ungenauer wird die berechnete ÜF. Damit kann die Bewertung der ÜF nur bis zu einer bestimmten Frequenz erfolgen, denn die Impulssignale weisen mit steigender Frequenz einen immer geringer werdenden SNR auf.

Zur Beschreibung der Genauigkeit sind mehrere Verfahren möglich. Mit der Kohärenzfunktion, welche ein Begriff für den Betrag des komplexen Korrelationsfaktors ist, kann der Einfluss des Rauschen auf die Zeitsignale dargestellt werden [Kato, 1997], [Claudi, 1995]. Der komplexe Korrelationsfaktor $\varrho(\omega)$ wird aus dem Mittelwert von n Messungen der Leistungsspektren des Anregungssignals $\underline{G}_{xx}(\omega)$ und

des Antwortsignals $\underline{G}_{yy}(\omega)$ und dem Mittelwert des Kreuzspektrums $\underline{G}_{xy}(\omega)$ bestimmt werden [Landsdorfer, 1991].

$$\underline{\rho}(\omega) = \frac{\sum_{i=1}^n \underline{X}_i^*(\omega) \cdot \underline{Y}_i(\omega)}{\sqrt{\left(\sum_{i=1}^n \underline{X}_i^*(\omega) \cdot \underline{X}_i(\omega) \right) \cdot \left(\sum_{i=1}^n \underline{Y}_i^*(\omega) \cdot \underline{Y}_i(\omega) \right)}} = \frac{\underline{G}_{xy}(\omega)}{\sqrt{\underline{G}_{xx}(\omega) \cdot \underline{G}_{yy}(\omega)}} \quad (2.19)$$

Im störungsfreien Fall weist die Kohärenzfunktion den Wert 1 auf und weicht von diesem Wert mit zunehmendem Einfluss der Störsignale immer stärker ab [Christian, 2001]. Für die Ermittlung der Kohärenzfunktion muss jedoch eine Sequenz von mehreren Einzelmessungen gemacht werden. Zudem kann keine Aussage getroffen werden wie groß die Abweichung sein darf.

Eine weitere Möglichkeit zur Beschreibung der Messgenauigkeit ist mit der Bestimmung der Toleranzbänder möglich. Für ein mit einem Störsignal behaftetes Nutzsignal kann folgende Min-Max-Abschätzung gemacht werden [Leibfried, 1996]:

$$\left\{ \left| \underline{X}(\omega) \right| - \left| \underline{X}_S(\omega) \right| \right\} \leq \left| \underline{X}_N(\omega) \right| \leq \left\{ \left| \underline{X}(\omega) \right| + \left| \underline{X}_S(\omega) \right| \right\} \quad (2.20)$$

$$\left\{ \left| \underline{Y}(\omega) \right| - \left| \underline{Y}_S(\omega) \right| \right\} \leq \left| \underline{Y}_N(\omega) \right| \leq \left\{ \left| \underline{Y}(\omega) \right| + \left| \underline{Y}_S(\omega) \right| \right\} \quad (2.21)$$

Darin stellen $|\underline{X}(\omega)|$ und $|\underline{Y}(\omega)|$ die Messsignale, $|\underline{X}_S(\omega)|$ und $|\underline{Y}_S(\omega)|$ die Störsignale und $|\underline{X}_N(\omega)|$ und $|\underline{Y}_N(\omega)|$ die Nutzsignale von Ein- und Ausgang dar. Anhand dieser Min-Max-Abschätzung können die Grenzen des gültigen Wertebereichs der ÜF, dem sogenannten Toleranzband, angegeben werden.

$$\left| \underline{ÜF}(\omega) \right|_{\max} = \frac{\left| \underline{Y}_N(\omega) \right|_{\max}}{\left| \underline{X}_N(\omega) \right|_{\min}} = \frac{\left| \underline{Y}(\omega) \right| + \left| \underline{Y}_S(\omega) \right|}{\left| \underline{X}(\omega) \right| - \left| \underline{X}_S(\omega) \right|} \quad (2.22)$$

$$\left| \underline{ÜF}(\omega) \right|_{\min} = \frac{\left| \underline{Y}_N(\omega) \right|_{\min}}{\left| \underline{X}_N(\omega) \right|_{\max}} = \frac{\left| \underline{Y}(\omega) \right| - \left| \underline{Y}_S(\omega) \right|}{\left| \underline{X}(\omega) \right| + \left| \underline{X}_S(\omega) \right|} \quad (2.23)$$

In der Regel ist das Störsignal nicht aus den Messsignalen zu separieren und wird deshalb als weißes Rauschen angenommen [Landsdorfer, 1991], [Leibfried, 1996]. Die frequenzabhängigen Störsignale werden daher dem Rauschniveau gleichgesetzt. Eine weitere Methode wird in Kapitel 5.3.2 vorgestellt.

Eine dritte Methode, die zur Beurteilung der Genauigkeit herangezogen werden kann, ist das Schwellwertkriterium. Werden die Amplitudenwerte und damit der SNR beim Spektrum des Anregungssignals zu gering, führt das bei der durchzu-

führende Division zu einem großen Fehler. Die ÜF kann dabei sehr hohe Zahlenwerte annehmen, die jedoch mit der tatsächlichen Systemübertragungsfunktion nichts zu tun haben. Deshalb kann das Schwellwertkriterium eingeführt werden, welches den Wertebereich der ÜF bei unzureichender Genauigkeit beschränkt [Malewski, 1992], [Christian, 2001]. Dabei gilt folgende Vereinbarung: Unterschreitet der Betrag eines Signalspektrums einen bestimmten Pegel so wird diesem ein fester Wert zugewiesen.

$$|Y(\omega)| = 0 \quad \text{für} \quad |Y(\omega)| \leq Y_{\text{Thr}}, \quad \text{wobei } Y_{\text{Thr}} = \text{konst.} \quad (2.24)$$

$$|X(\omega)| = X_{\text{Thr}} \quad \text{für} \quad |X(\omega)| \leq X_{\text{Thr}}, \quad \text{wobei } X_{\text{Thr}} = \text{konst.} \quad (2.25)$$

2.2.10 Maßnahmen zur Genauigkeitssteigerung

2.2.10.1 Maßnahmen für die Entrauschung der Zeitsignale

Eine Genauigkeitssteigerung kann dadurch erreicht werden, indem der SNR vergrößert bzw. die Signale entrauscht werden. Eine bekannte Methode zur Entrauschung ist das Mittelungsverfahren [Coffeen, 2003], [Markalous, 2006]. Das Rauschen strebt hierbei, unter der Annahme, dass es sich um ein weißes Rauschen handelt, zu seinem statistischen Mittelwert Null. Unter der Voraussetzung, dass die zu mittelnde Signale phasenstarr sind, ist der Gewinn des SNRs proportional dem theoretischen Faktor \sqrt{N} , wobei N die Anzahl der Überlagerungen darstellt.

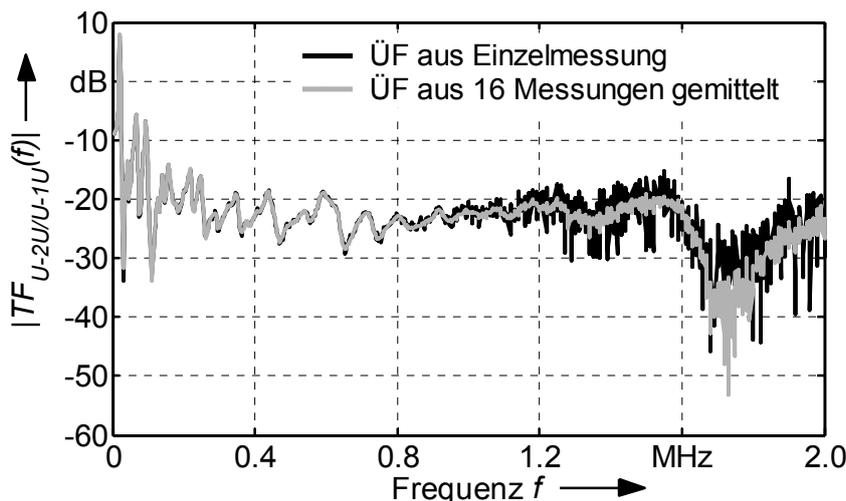
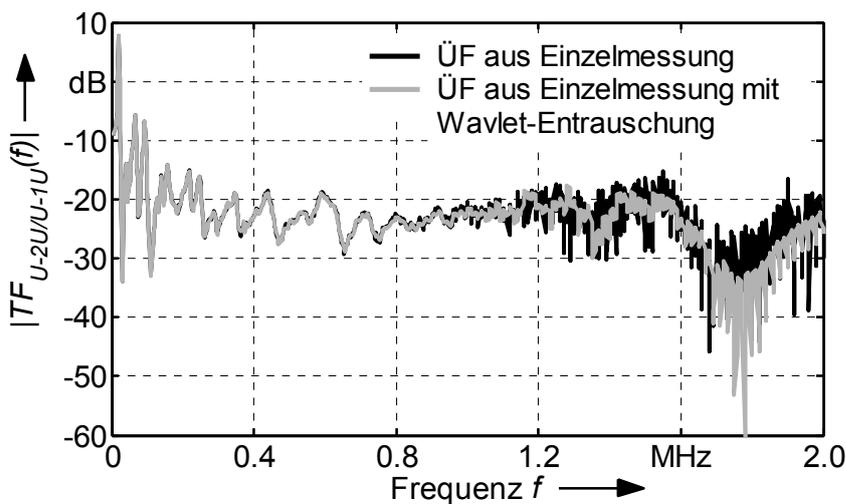


Bild 2.15:
Vergleich zwischen einer ÜF aus Einzelmessung und einer entrauschten ÜF durch Averaging am Beispiel eines 200 MVA, 220 kV/110 kV Kuppelumspanners

Aufgrund des Rauschens unterliegen die Signale einer statistischen Streuung bezüglich ihres Triggerzeitpunktes (Triggerungsjitter) und sind somit nicht vollkommen phasenstarr. Der Gewinn des SNRs wird daher immer kleiner \sqrt{N} sein. Die

Mittelung der Signale kann hierbei sowohl mit den Signalen im Zeitbereich als auch mit den komplexen Signalspektren im Frequenzbereich erfolgen.

Eine weitere Entrauschungsmöglichkeit besteht über die Wavelet-Transformation. Durch eine diskrete Transformation werden die Zeitsignale in den Wavelet-Bereich überführt und die Koeffizienten, die das Rauschen beschreiben, über eine Schwellwertoperation eliminiert [Donoho, 1994], [Donoho, 1995]. Durch die anschließende Rücktransformation erhält man die entrauschten Zeitsignale. Die Qualität der Wavelet-Entrauschung hängt allerdings stark von der Bestimmung des Schwellwertes ab, denn bei einem niedrigen Schwellwert bleiben einige Rauschkoeffizienten erhalten und bei einem zu hohen Schwellwert gehen neben den Rauschkoeffizienten auch Signalkoeffizienten verloren [Lenz, 2003]. Des Weiteren stellt sich die Frage nach der Wahl des zu benutzenden Wavelets. Nach Lenz [Lenz, 2003] sind hierbei die Daubechies-Wavelets, wegen ihrer vorteilhaften Hin- und Rücktransformationseigenschaften den anderen Wavelets vorzuziehen.



*Bild 2.16:
Vergleich zwischen einer ÜF aus Einzelmessung und einer entrauschten ÜF durch Wavelet-Entrauschung am Beispiel eines 200 MVA, 220 kV/110 kV Kuppelspanners*

Die höchste Genauigkeit erhält man bei der Kombination beider Entrauschungsarten. Hierbei wird zuerst der Mittelwert aus den Einzelsignalen berechnet und anschließend einer Wavelet-Entrauschung unterzogen.

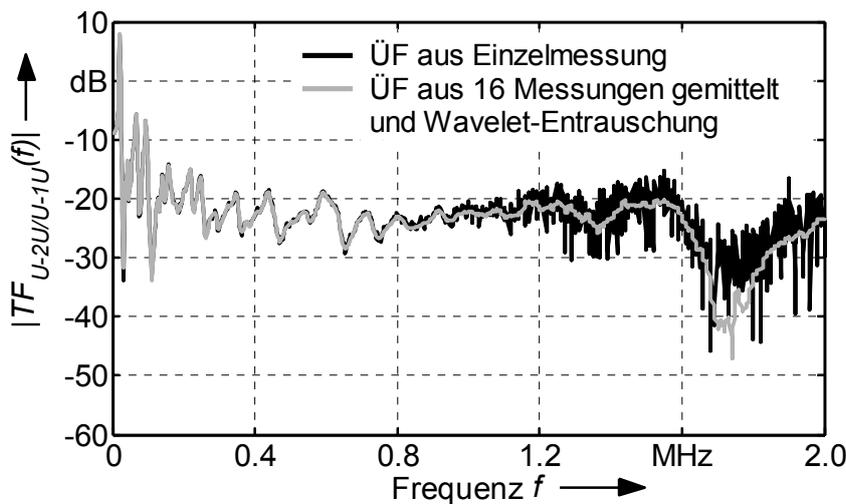


Bild 2.17:
Vergleich zwischen einer ÜF aus Einzelmessung und einer kombiniert entrauschten ÜF durch Averaging und Wavelet-Entrauschung am Beispiel eines 200 MVA, 220 kV/110 kV Kuppelspanners

2.2.10.2 Weitere Maßnahmen zur Steigerung der Genauigkeit

Neben den Entrauschungsmethoden gibt es eine Vielzahl weiterer Methoden, mit denen die Genauigkeit der Messsignale gesteigert werden können.

- Erhöhung der ADU-Auflösung:

Wie schon in Kapitel 0 beschrieben, steht bei der Digitalisierung ein wertekontinuierliches Signal einem wertediskreten Bereich gegenüber. Je mehr Diskretisierungsstufen, d.h. je mehr Bits der ADU zur Verfügung stehen, desto höher wird deren Dynamikbereich und desto geringer wird der Quantisierungsfehler. Zwischen der ADU-Auflösung N_{bit} und dem Dynamikbereich D_{ADU} besteht folgender theoretischer Zusammenhang:

$$D_{ADU} = 20 \cdot N_{bit} \log(2) \quad \text{in dB} \quad (2.26)$$

Praktisch ist der Dynamikbereich begrenzt und es existiert ein weiterer Zusammenhang mit der Frequenz, so dass die ADU-Auflösung mit zunehmender Frequenz abnimmt [Malewski, 1989], [Christian, 2001].

- Ausnutzung des vertikalen Aussteuerungsbereichs:

Wird der vertikale Aussteuerungsbereich der ADU nicht voll ausgenutzt, werden die Signale mit einer geringeren Auflösung aufgezeichnet. Liegt beispielsweise eine ADU-Auflösung von 14 Bit zugrunde und wird ein anliegendes Signal mit etwas weniger als $\frac{1}{4}$ des Aussteuerungsbereichs des ADU aufgenommen, erniedrigt sich die effektive ADU-Auflösung um 2 bit. Dies bedeutet nach Gleichung (2.24) eine Verringerung der Dynamik um 12 dB.

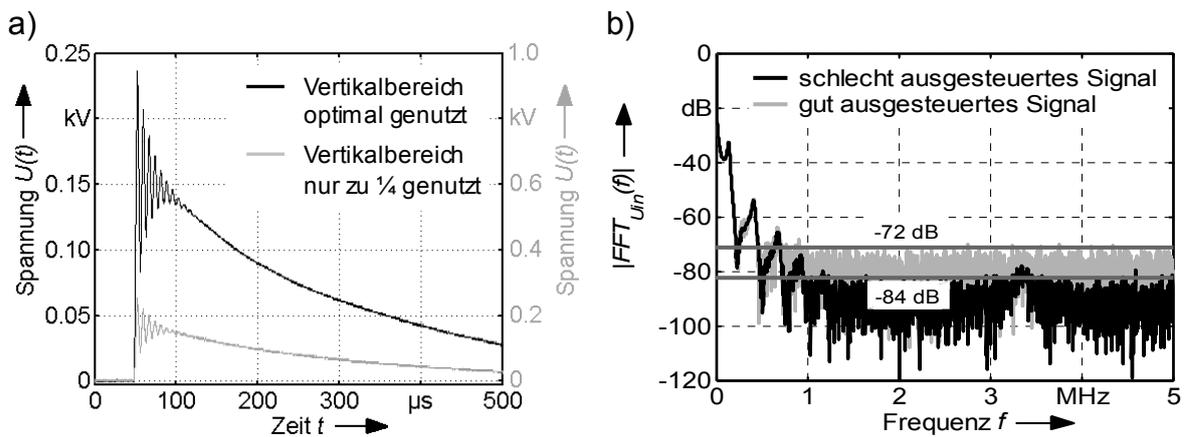


Bild 2.18: Auswirkung einer optimalen und einer schlechten Ausnutzung des vertikalen Aussteuerungsbereiches auf das Signalspektrum
 a) Am Oszilloskop aufgenommene Zeitsignale
 b) Die zugehörigen Signalspektren

▪ Überabtastung

Wird ein Signal mit einer Samplefrequenz abgetastet, die um ein vielfaches höher ist als dies vom Abtasttheorem ($f_s \geq 2 \cdot f_g$) gefordert wird, nennt man das Überabtastung. Die Überabtastung bewirkt, dass die Rauschleistung über einen größeren Frequenzbereich verteilt wird. Sie kann damit als eine arithmetische Mittelung im Spektrum verstanden werden. [Christian, 2001]. Erhöht man die Abtastfrequenz f_{s1} auf f_{s2} kann die theoretische Erhöhung des Signal-zu-Rausch-Abstand ΔSNR angegeben werden zu [Leibfried, 1996]:

$$\Delta SNR = 10 \cdot \log \left(\frac{f_{s2}}{f_{s1}} \right) \quad \text{in dB} \quad (2.27)$$

▪ Benutzung eines Hochpassfilters

Ein Transformator stellt ein schwingungsfähiges Gebilde dar, dessen Resonanzfrequenzen mit einem Impuls angeregt werden. Besitzt ein Transformator eine ausgeprägte niedrige Resonanzfrequenz, führt das zu einer langsamen, dominierenden Schwingung im Zeitsignal, die einen maximalen Wert aufweist, der um ein vielfaches der aufmodulierten höherfrequenten Schwingungen sein kann. Der vertikale Aussteuerungsbereich des Transientenrekorders muss bei der Aufzeichnung entsprechend dieser dominierenden Schwingung eingestellt werden. Ist jedoch bei der Auswertung der ÜF diese Resonanzfrequenz nicht relevant, dann sind die höherfrequenten Anteile, die von größerem Interesse sind, schlechter ausgesteuert [Koreman, 1987]. Ein am Eingang dazwischen geschalteter Hochpassfilter würde die dominierende niedere Frequenz herausfiltern und der vertikale Aussteuerungsbereich des Transientenrekorders kann

auf die höherfrequenten Schwingungen eingestellt werden [Leibfried, 1996], [Christian, 2001].

2.2.11 Vergleich zwischen SFRA und IFRA

Die SFRA hat gegenüber der IFRA den Vorteil, dass die Anregung mit einer konstanten Amplitude über einen einstellbaren Frequenzbereich erfolgt. Damit erfolgt die Anregung über den betrachteten Frequenzbereich mit einem konstanten SNR und demzufolge nimmt die Genauigkeit der Signale mit zunehmender Frequenz nicht ab. Im Gegensatz dazu nimmt die Genauigkeit der ÜF bei der Zeitbereichsmessung mit zunehmender Frequenz ab. Verglichen mit einem Impuls geringer Steilheit beinhaltet ein steilerer Impuls höhere Frequenzanteile und besitzt daher eine höhere Grenzfrequenz. So führt eine Steigerung der Impulssteilheit und das in Kapitel 2.2.10 vorgestellte Verfahren zu einer Verbesserung der Genauigkeit in dem interessierenden Frequenzbereich. Die Bandbegrenzung der Signale bleibt jedoch erhalten.

Der algorithmische Aufwand und damit die Gefahr von Fehlerquellen sind bei der IFRA im Allgemeinen sehr hoch. Gerade bei der Fensterung muss bewusst das Signal verfälscht werden um den Randbedingungen der FFT zu genügen. Die Fenstermultiplikation im Zeitbereich geht im Frequenzbereich in eine Faltung über und kann bei der anschließenden Division nicht gekürzt werden (vgl. Gleichung 2.27)

$$|TF(j\omega)| = \frac{\left| \mathfrak{F}\{y(t) \cdot w(t)\} \right|}{\left| \mathfrak{F}\{x(t) \cdot w(t)\} \right|} = \frac{\left| \underline{Y}(j\omega) * \underline{W}(j\omega) \right|}{\left| \underline{X}(j\omega) * \underline{W}(j\omega) \right|} \quad (2.28)$$

Die Fehlerquellen, die bei der SFRA gemacht werden können, sind aufgrund der direkten Ermittlung der ÜF im Frequenzbereich, vergleichsweise gering. Die größte Fehlerquelle geht hierbei von einem falsch eingestellten Bandpassfilter aus (vgl. Kapitel 2.2.2).

Bild 2.19 zeigt ein Vergleich zwischen IFRA und SFRA, denen derselbe Messaufbau zugrunde liegt. Für die Ermittlung der ÜF im Zeitbereich sind die Zeitsignale in einem ersten Fall solange aufgezeichnet worden, dass die Signalwerte am Ende des Ausschnitts nur noch Rauschen aufweisen. Die daraus resultierende Abnahme des SNRs wurde durch eine 36fache Überlagerung und einer anschließenden Wavelet-Entrauschung kompensiert. Bei der anschließenden Fourier-

Transformation konnte, wegen den vollständigen Signalaufzeichnungen, auf eine Fensterung verzichtet werden. In einem zweiten Fall sind die Zeitsignale nach 200 μs abgeschnitten und mit Fensterfunktion gewichtet worden. Die Aufzeichnung der ÜF im Frequenzbereich erfolgte mit einer Bandbreite des Bandpassfilters von 30 Hz, einer Sweepzeit von > 3 min und 1601 Punkten, die linear über den Frequenzbereich 20 Hz bis 2 MHz verteilt worden sind.

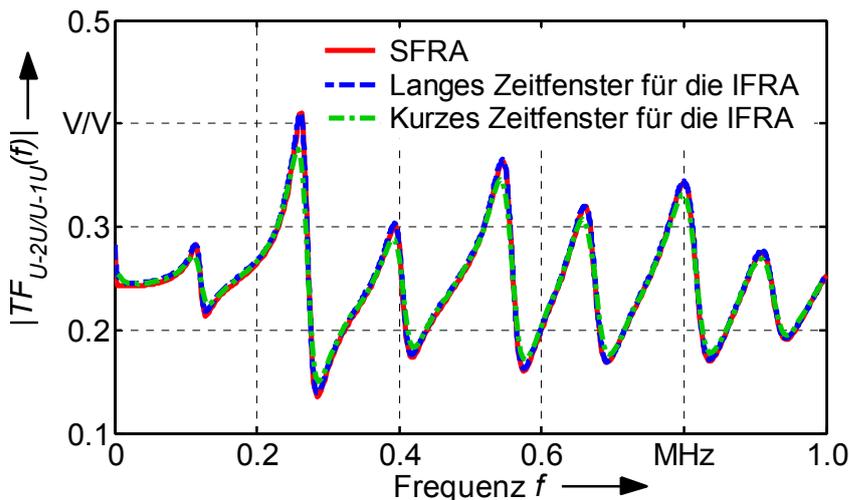


Bild 2.19:
Vergleich zwischen SFRA, IFRA mit einer langen Aufzeichnungsdauer und ohne Fensterung und einer IFRA mit kurzer Aufzeichnungsdauer und mit Fensterung

Wird das Zeitsignal so lange aufgezeichnet bis keine Signalenergie vorhanden ist, zeigt die daraus gewonnene ÜF eine sehr gute Übereinstimmung mit der im Frequenzbereich gemessenen ÜF. Hingegen zeigt die ÜF, die aus den Zeitsignalen einer stark begrenzten Aufzeichnungsdauer (hier 200 μs) gewonnen wird, aufgrund des Fensters eine frequenzabhängige Dämpfung.

Eine Kompensation des Dämpfungsunterschieds zwischen einer im Frequenzbereich gemessener ÜF und einer ÜF, die aus gewichteten Zeitsignalen gewonnen wird, erscheint jedoch schwierig. Neben den Einflussparametern Fensterfunktion, Aufzeichnungsdauer und die Behandlung des Pre-Trigger-Bereichs, kann auch der Verlauf der Zeitsignale eine Rolle spielen. Klingen die Zeitsignale nur langsam ab, wird ein geringerer Anteil der Gesamtsignalenergie erfasst als bei schnell abklingenden Signalen. Dies führt dann im Spektrum zu einem größeren Fehler des Betragwertes (siehe Anhang E).

Durch die freie Wahl des zu betrachtenden Frequenzbereichs sowie die Anzahl der Frequenzmesspunkte ist bei der ÜF gemäß der SFRA-Methode eine sehr feine Frequenzauflösung möglich. Die Frequenzauflösung bei der ÜF gemäß der IFRA-Methode wird hingegen durch die Länge des Zeitausschnitts bestimmt. Für

eine genaue Darstellung niedriger Frequenzen ist eine lange Aufzeichnungsdauer nötig. Hierbei werden die hohen Frequenzanteile nur ungenau wiedergegeben, weil sich der SNR bei einer längeren Signalaufzeichnung erniedrigt (vgl. Kapitel 2.2.7).

Die Vorteile der IFRA gegenüber der SFRA ist, dass ein mehrkanaliger Transientenrekorder die simultane Erfassung mehrerer Antwortsignale zulässt. Diese Möglichkeit bieten nur wenige Networkanalyser. Des Weiteren kann ein Impulsgenerator mit einer hohen Ladeenergie einer wesentlich höheren Belastung als die Signalquelle eines Networkanalyzers ausgesetzt werden. Damit ist die Wahl der Prüfschaltungen bei der Frequenzbereichsmessung eingeschränkter als bei der Zeitbereichsmessung. Ein weiterer Vorteil der IFRA ist, dass trotz des höheren Aufwandes bezüglich der Signalbearbeitungsschritte die Ermittlung der ÜF bei der IFRA in der Regel deutlich schneller ist, als bei der SFRA.

2.3 Zusammenfassung

Die ÜF kann durch zwei unterschiedliche Messverfahren gewonnen werden: Einmal direkt im Frequenzbereich und einmal im Zeitbereich. Allerdings erweist sich die SFRA aufgrund der direkten Ermittlung im Frequenzbereich als das einfachere und genauere Verfahren. Die IFRA unterliegt hierbei prinzipbedingt diversen Einflussfaktoren und führt zu einem ungenaueren Ergebnis. Durch die Ermittlung im Zeitbereich unterliegen die Signale dem Einfluss des Rauschens. Dieses Rauschen zeichnet sich im Allgemeinen durch ein sehr breites Spektrum aus und ist dem Nutzsignal additiv überlagert. Gemäß van den Enden [Enden, 1990] ist deshalb selbst bei bandbegrenzten Signalen immer ein Tiefpassfilter dem Aufzeichnungsgerät vorzuschalten. Zwar können die in Kapitel 2.2.9 erwähnten Entrauschungsmaßnahmen vorgenommen werden, doch aufgrund der Tatsache, dass neben dem unkorrelierten Rauschen auch ein korreliertes Rauschen vorliegt, greifen diese Maßnahmen nur bis zu einem gewissen Grad.

Ein weiterer Einflussfaktor auf die ÜF gemäß der IFRA-Methode ist die ADU selbst und die Aufzeichnungslänge. Die IEC 61083-1 [IEC 61083-1, 2001], welche die Norm für die digitale Signalaufzeichnung einer Blitzstoßspannung ist, schreibt hier eine Abtastrate von 50 MS/s bei einer ADU-Auflösung von 8 Bit vor. Für die Aufzeichnung der Zeitsignale für die ÜF ist insbesondere die ADU-Auflösung der

Norm-Vorschrift unzureichend. Hier sollte möglichst auf eine hohe Auflösung bei einer geeigneten Abtastrate geachtet werden. Eine ADU-Auflösung von 12 Bit bei einer Abtastrate von 60 MS/s ist für die Aufzeichnung der ÜF im Zeitbereich als ausreichend anzusehen. Bei der Aufzeichnungslänge muss hingegen ein Kompromiss zwischen erfasster Signalenergie, Auflösung der ÜF, niedrigster darzustellender Frequenz und dem SNR gefunden werden. Eine Aufzeichnungslänge von 200 μ s und 500 μ s stellt hierbei einen befriedigenden Kompromiss dar.

Die Signalbearbeitung hat letztendlich auf die IFRA auch einen entscheidenden Einfluss. Hier ist insbesondere die Wahl des Fensters von großer Bedeutung. Die geringste Beeinflussung auf die IFRA ist durch ein Hanning-Fenster und ein 90%-Rechteck-10%-Hanning-Fenster zu erwarten.

Können die Zeitsignale so lange aufgezeichnet werden, bis keine Signalenergie vorhanden ist, ist es durchaus möglich, dieselben Ergebnisse wie bei der SFRA zu erzielen. Für die Praxis ist derzeit eine solch lange Signalaufzeichnung aus Zeitgründen nicht praktikabel, weil man im Vorfeld nicht weiß, nach welcher Zeit die Signalenergie abgeklungen ist. Hier müsste immer eine adaptive Anpassung der Aufzeichnungslänge an den jeweiligen Transformator erfolgen. Zudem weisen solche Signale einen äußerst geringen SNR auf und müssen mit der Averaging-Methode entrauscht werden.

3 Bestimmung der ÜF durch Offline-Messungen

3.1 Messaufbau für eine reproduzierbare FRA

Die Bewertung des Frequenzganges eines Transformators erfolgt durch Vergleich der aktuellen Messung mit einer bereits vorangegangenen, der so genannten Referenzmessung. Der Theorie (siehe Kapitel 2) nach darf sich der Verlauf der ÜF über der Frequenz im Vergleich zu der Referenzmessung nur dann ändern, wenn sich das elektrische Netzwerk des Transformators aufgrund eines Schadens an der Leitungsführung, den Wicklungen, am Kern oder am Stufenschalter ändert. Bei der Bestimmung der ÜF wird allerdings das gesamte elektrische Netzwerk ab dem Signalaufzeichnungsgerät erfasst. Somit wird nicht nur das Frequenzverhalten des Transformators, sondern auch das Frequenzverhalten des Messaufbaus mit der ÜF erfasst [Hanique, 1994]. Deshalb sind die vom Messaufbau hervorgerufenen Einflüsse gering und vor allem konstant zu halten. Hierbei werden speziell an Anschlusstechnik, Leitungen und Erdungskonzept bestimmte Anforderungen gestellt, um eine hohe Reproduzierbarkeit der gemessenen ÜF zu gewährleisten.

3.1.1 Die Leitungs- und Anschlusstechnik

Aufgrund der großen Abmessungen der Leistungstransformatoren werden in der Regel bis zu 30 m lange Koaxialkabel zur Signalübertragung von den Anschlussklemmen des Transformators bis zum Messgerät eingesetzt. Dies führt allerdings dazu, dass bei einer nachfolgenden Untersuchung die Koaxialleitungen zwischen Transformator und Messgerät nicht exakt identisch zur Erstmessung verlegt werden können. Frühere Untersuchungen haben gezeigt, dass die Messergebnisse der ÜF nur dann von der geometrischen Anordnung der Leitung unabhängig werden, wenn die Schirme der Koaxialleitung am Prüfobjekt geerdet werden [Christian, 2001]. Für diese Schirmerdung ist allerdings die Distanz zwischen Transformator-klemme und Transformator-kessel, die mehrere Meter betragen kann, zu überbrücken.

An einem 220-MVA-Spartransformator wird folgende Anschlussmöglichkeit auf ihre Reproduzierbarkeit untersucht: Ab einem Leitungssplitter wird der Innenleiter und der Schirm eines Koaxialkabels in ungeschirmten, separaten Leitungen geführt. Während die Leitung, die mit dem Innenleiter des Koaxialkabels verbunden

ist, zur Anschlussklemme des Transformators führt, wird die Leitung, die mit dem Schirm des Koaxialkabels verbunden ist, mit dem Kessel des Transformators verbunden. Die elektrische Verbindung an der Transformator-klemme und an dem Kessel findet jeweils mit Zangen statt. Der Einfluss auf die Reproduzierbarkeit der ÜF wird wie folgt untersucht:

- 1) Die Kabel hängen unter der Durchführung, so dass sich eine Kabelanordnung nach Bild 3.1 a) ergibt (Konfiguration 1).
- 2) Die Kabel hängen unter der Durchführung wie bei Fall 1), allerdings werden die Kabel an einer anderen Stelle mit dem Kessel und der Transformator-klemme verbunden, wie in Bild 3.1 b) dargestellt, (Konfiguration 2).

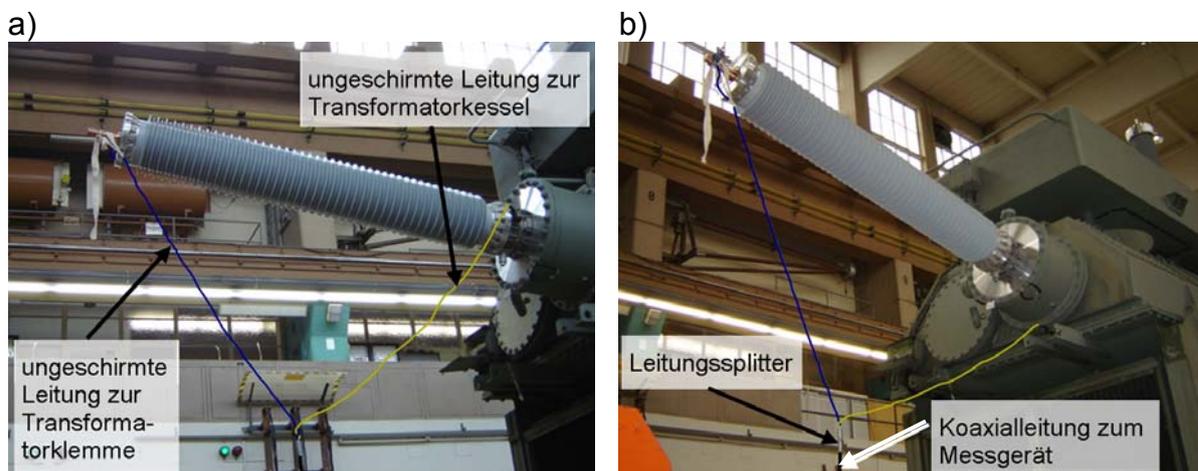


Bild 3.1: Unterschiedliche Kabelanordnungen bei der Frequenzgangmessung

- a) ungeschirmte Leitungsteile hängen unter der Durchführung durch
- b) ungeschirmte Leitungsteile hängen unter der Durchführung durch und sind im Vergleich zu a) an anderen Stellen mit dem Transformator kontaktiert

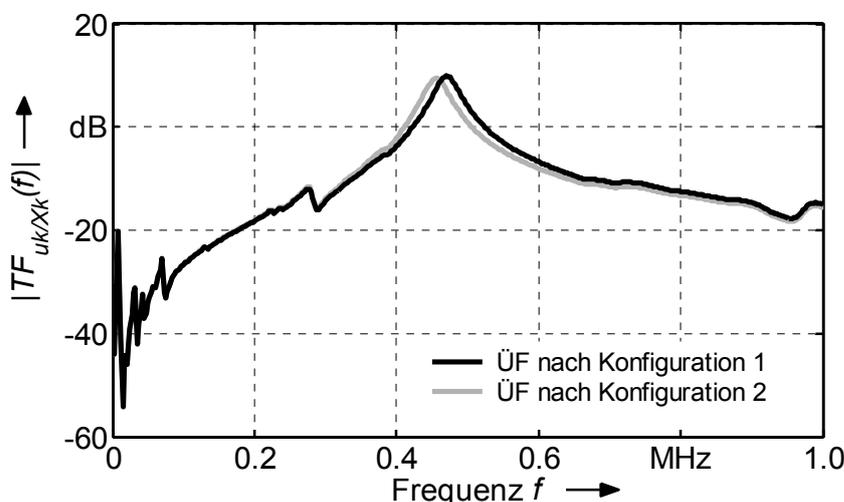


Bild 3.2: Einfluss ungeschirmter Leitungsteile auf die ÜF in Abhängigkeit ihrer Anordnung

Wie in Bild 3.2 zu erkennen ist, verschiebt sich bei der Kabelanordnung nach Konfiguration 2 die Resonanzfrequenz bei 470 kHz um 15 kHz nach links. Bei dieser z.T. ungeschirmten Leitung gibt es demnach Freiheitsgrade, die zu Messfehlern und folglich zu Fehlinterpretationen führen können. Die Signalleitungen sollten daher möglichst bis zur Klemme des Transformators geschirmt geführt werden, um die Abhängigkeit der Kabelanordnung zu minimieren und die Reproduzierbarkeit zu steigern. In Bild 3.3 sind entsprechende Anschlussadapter an die Trafoklemmen zu sehen, die eine Anbindung der Koaxialkabel ermöglichen. Es sind aber auch andere Anschlussverbindungen vorstellbar z.B. mit einer Zange.

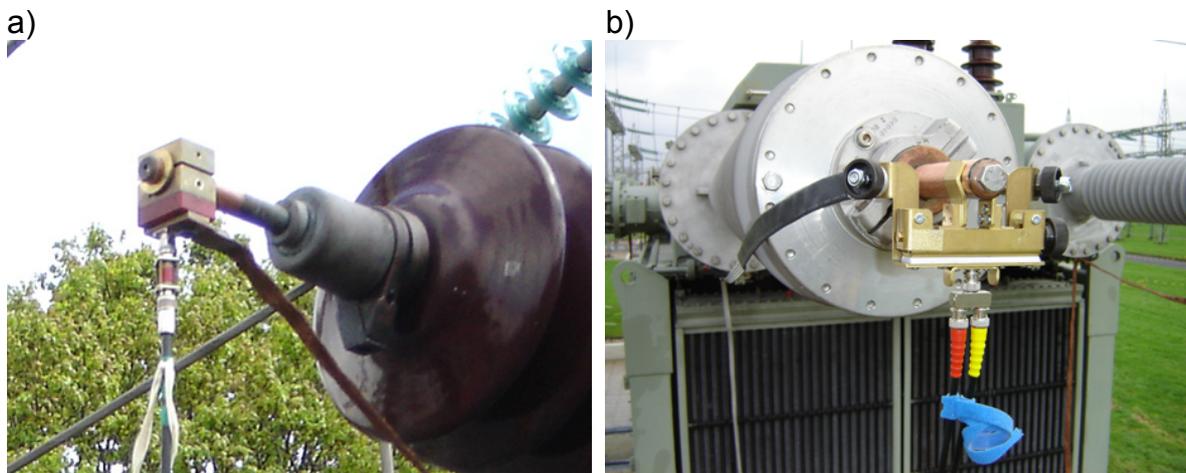


Bild 3.3: Klemmenadapter zur Koaxialen Anbindung am Durchführungsstift

- a) Schraubbarer, massiver Messingklotzadapter*
- b) BNC-Trafoklemmen-Adapter mit einstellbaren Bolzenumklammerung*

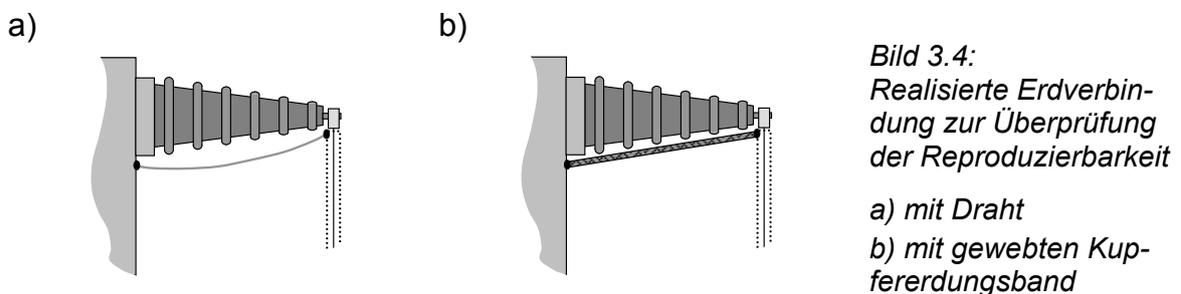
Ein kapazitiver Sensor, der an einem Durchführungsmessbelag montiert wird, ist prinzipiell als Anschluss an den Transformator auch geeignet (Kapitel 5). Der Nachteil eines solchen Sensors ist, dass er im Vergleich zu den im Bild 3.3 dargestellten Anschlussadaptern ein Frequenzverhalten aufweist. Werden bei einer späteren Untersuchung anstelle des Sensors die Anschlussadapter oder ein neuer kapazitiver Sensor mit einem anderen Frequenzverhalten verwendet, besteht die Möglichkeit, dass die Reproduzierbarkeit der Referenz-ÜF nicht mehr gegeben ist.

3.1.2 Das Erdungskonzept

In früheren Untersuchungen wurde festgestellt, dass sowohl bei einer beidseitigen Erdung der Leitungsschirme, als auch bei einer einseitigen Leitungsschirmerdung

am Prüfling, kein bedeutender Unterschied im Verlauf des Frequenzganges in Abhängigkeit der Leitungsanordnung festzustellen ist [Christian, 2001]. Allerdings sollte auf Grund der Feldverhältnisse in einem Umspannwerk sowie zum Schutz des Messgerätes auf die zusätzliche Erdung am Messgerät nicht verzichtet und die Leitungsschirme daher beidseitig geerdet werden.

Um die Koaxialkabelschirme am Transformator erden zu können, muss eine Leitung vom Kessel des Transformators zum Trafoklemmen-Adapter geführt werden. Prinzipiell kann diese Distanz mit jeder Art von Leitung überwunden werden, solange die Leitung die Reproduzierbarkeit der FRA nicht gefährdet. In einer ersten Versuchsanordnung wird an einem 333-MVA-Spartransformator die Reproduzierbarkeit der ÜF bei einer Erdverbindung der Koaxialleiter einmal mit Draht und einmal mit einem Kupfererdungsband überprüft. Als Anschlussklemmenadapter für die Koaxialleiter werden massive Messingklötze (Bild 3.3 a)) verwendet. Für die Kabelschirmerdung wird vom Anschlussadapter zum Trafokessel einmal der 2,5 mm² Kupferdraht und einmal das gewebte Kupfererdungsband mit den Maßen 35 mm x 3 mm verwendet. Beide Erdleitungen verlaufen entlang einer 220-kV-Durchführung, die seitlich an den Transformator montiert ist (Bild 3.4).



Nachdem mit demselben Messaufbau die Referenz-ÜF des Transformators sowohl mit Draht als auch mit Erdungsband als Erdungsleiter aufgezeichnet worden ist, wird der gesamte Messaufbau vom Transformator entfernt. Das Messgerät wird an einer neuen Stelle positioniert, die Messleitungen neu ausgelegt und neu am Transformator mittels den gleichen Klemmenadaptern von der Referenzmessung angeschlossen. Anschließend wird der Frequenzgang des Transformators neu bestimmt und mit der entsprechenden Referenz-ÜF verglichen.

Bild 3.5 zeigt, dass eine Erdung über den Kupferdraht zu einer deutlichen schlechteren Reproduzierbarkeit der ÜF führt, als eine Erdung mittels Erdungsband. Von ca. 800 kHz an sind bei der ÜF, bei welcher die Kabelschirmerdung mit Draht erfolgte, Unterschiede bezüglich der Dämpfung festzustellen. Mit zunehmender Fre-

quenz wird der Dämpfungsunterschied ausgeprägter. Ab ca. 1,6 MHz sind neben dem Dämpfungsunterschied auch Verschiebungen der Resonanzstellen erkennbar. Im Gegensatz dazu kann bei der Frequenzgangmessung, bei der die Kabelschirmerdung mit einem gewebten Kupfererdungsband erfolgte, im betrachteten Frequenzbereich kein Unterschied im Kurvenverlauf festgestellt werden. Ursache hierfür sind die geringfügigen Längenunterschiede sowie die daraus resultierende geometrischen Anordnungen der Erdungsleiter, die sich zwangsläufig bei einer Wiederholungsmessung.

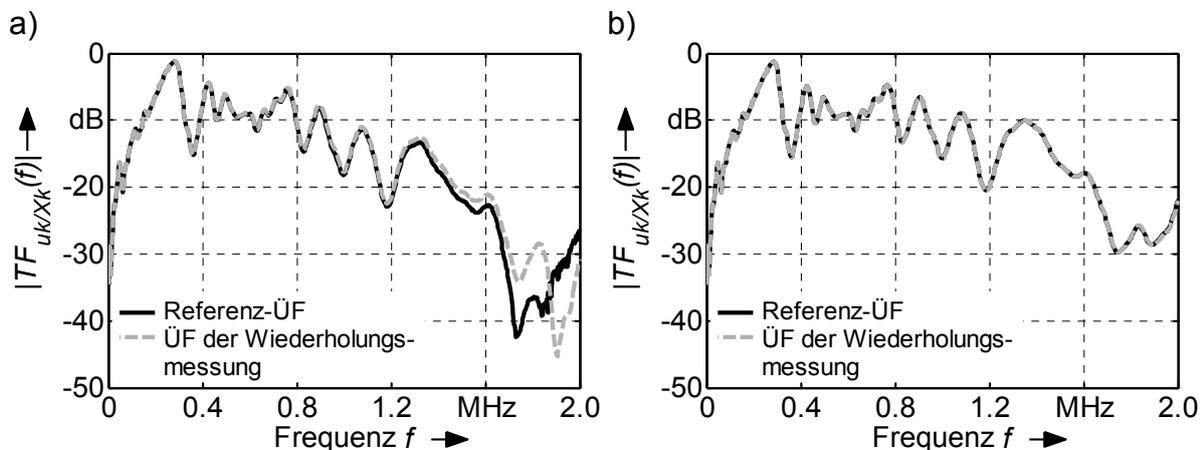


Bild 3.5: Überprüfung der Reproduzierbarkeit

- a) mit Draht als Erdverbindungsleitung
- b) mit Kupfergeflechtband als Erdverbindungsleitung

In einer weiteren Versuchsanordnung soll an dem 333-MVA-Spartransformator die Auswirkung der Störempfindlichkeit von einem Draht und einem gewebten Erdungsband auf die ÜF ermittelt werden. Dazu wird derselbe Messaufbau wie eben beschrieben verwendet, nur dass nun zusätzlich unterhalb der Durchführung eine Schleife mit einer Windung aufgebaut ist, die ein sinusförmiges Störsignal von 80 kHz emittiert (Bild 3.6). Die Erzeugung des 80-kHz-Signals erfolgt mit einem Signalgenerator und wird von einem Audioverstärker entsprechend verstärkt. Bei einer Gesamtlänge der Schleife von 12 m und einem Leitungsquerschnitt von 2,5 mm² wird am Ausgang des Verstärkers ein effektiver Strom von 1,8 A gemessen.

Im Bild 3.7 ist das Störsignal bei der Messung mit Draht als Erdanbindung deutlich in Form von zusätzlichen Störfrequenzen im Frequenzgang zu erkennen. Die maximale Schwankungsbreite beträgt hierbei 7 dB. Da der Verstärker bei 80 kHz

nicht in seinem Nennfrequenzbereich betrieben wird, verzerrt er das Signal derart, dass neben der 80-kHz-Störung auch eine 78-kHz-Störung erkennbar ist. Bei einer Erdanbindung mit Erdungsband ist das Störsignal im Frequenzgang zwar auch erkennbar, jedoch mit einer maximalen Schwankungsbreite von 1 dB stärker gedämpft. Die daraus abzuleitende Schlussfolgerung ist, dass das Kupfergeflechtband den Messaufbau nicht so stör anfällig macht wie der Draht.

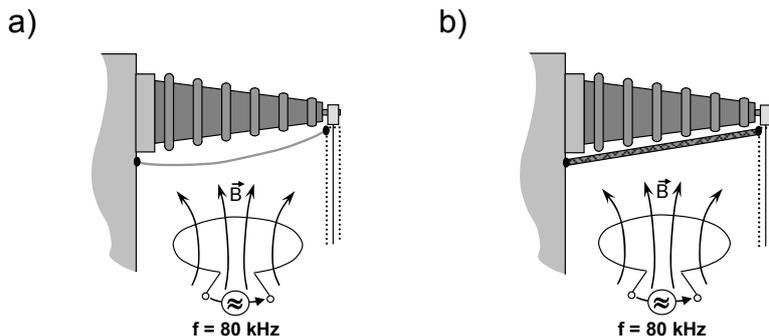


Bild 3.6:
Schematischer Aufbau
zur Ermittlung der Stör-
empfindlichkeit

a) bei Draht
b) bei Kupfergeflecht-
band

Im Vergleich zum Geflechtband weist Draht deutlich schlechtere Eigenschaften bezüglich Reproduzierbarkeit und Störempefindlichkeit auf. Die Ursache dafür ist auf den Skin-Effekt zurückzuführen, der den Strom aus dem Inneren eines Leiters verdrängt [Lehner, 1996]. Diese Stromverdrängung wird mit zunehmender Frequenz größer und die Impedanz des Leiters nimmt aufgrund des geringer werdenden effektiven Querschnitts zu. Im Fall der Störempefindlichkeitsuntersuchung, bei der eine Störfrequenz von 80 kHz verwendet wurde, betrug die Eindringtiefe in die jeweilige Erdverbindungsleitung nur noch ca. 0,24 mm. Das gewebte Erdungsband besitzt jedoch wegen seinen vielen, dünnen Einzelleitungen eine sehr große Oberfläche. Deshalb sind die Auswirkungen des Skin-Effekts wesentlich geringer als bei einem normalen Draht.

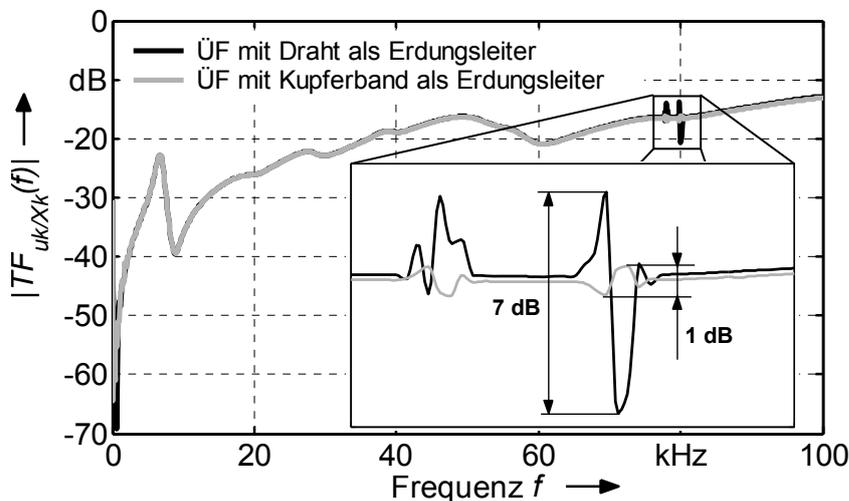


Bild 3.7:
Störempefindlichkeit ge-
genüber der ÜF bei
Erdanbindung mit Draht
und Erdungsband

Erdungsbänder sind in unterschiedlichen Größen und Materialien erhältlich. Dieser Freiheitsgrad kann dazu führen, dass die Reproduzierbarkeit der ÜF schlechter wird, wenn unterschiedliche Ausführungen der Erdungsbänder bei der jeweiligen Frequenzgangmessung herangezogen werden. Die nachfolgende Untersuchung zeigt den Einfluss unterschiedlicher Erdungsbändertypen auf die ÜF:

- 1) Erdungsband aus Aluminium mit den Maßen: 22 mm x 2 mm (Breite x Höhe).
- 2) Erdungsband aus Kupfer mit den Maßen: 35 mm x 3 mm (Breite x Höhe).

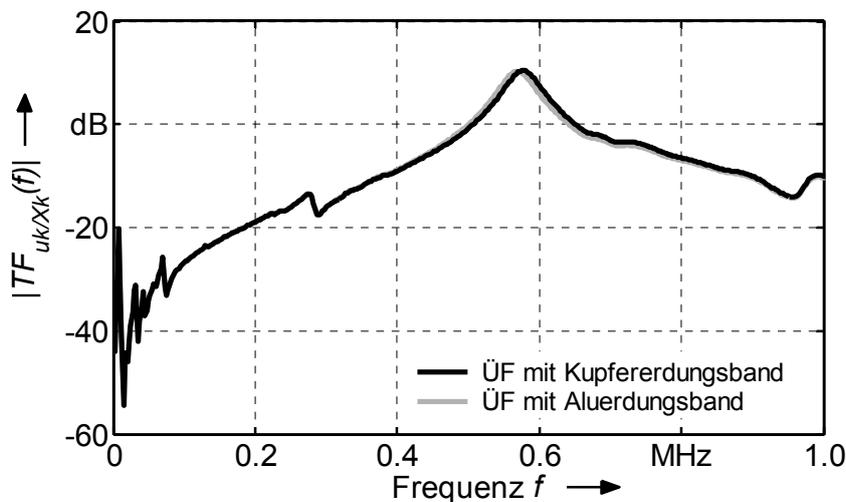


Bild 3.8:
Einfluss unterschiedlicher Erdungsbändertypen auf die ÜF

Bei beiden Messungen wurde darauf geachtet, dass die geometrische Anordnung der Erdungsbänder gleich ausfällt. Bild 3.8 zeigt, dass der Einfluss des Erdungsbändertyps sehr gering ist. Die Resonanzfrequenz bei 470 MHz verschiebt sich um 8 kHz nach links. Ursache dafür ist eine höhere Längsinduktivität des Aluminiumerdungsbands, aufgrund der geringeren geometrischen Abmaße. Das Material dürfte hierbei kaum eine Rolle spielen, zumal, wie den Gleichungen 3.1 und 3.2 zu entnehmen ist, der durch den Skineneffekt hervorgerufene effektive Querschnitt bei Aluminiumerdungsbändern größer ist als bei Kupfererdungsbändern. Damit wird die schlechtere Leitfähigkeit des Aluminiums im Vergleich zu Kupfer kompensiert. Dennoch müssen aus Gründen der Reproduzierbarkeit mindestens die Abmaße der eingesetzten Erdungsbänder in einem Protokoll festgehalten werden.

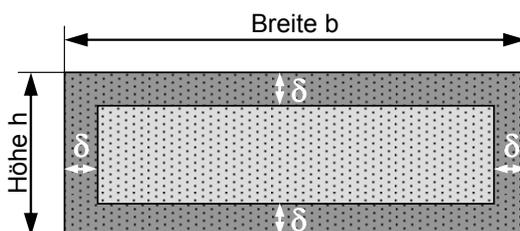


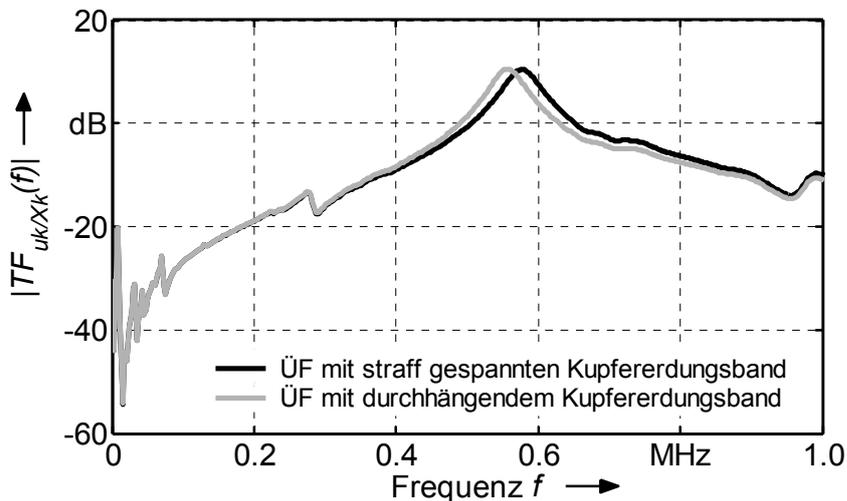
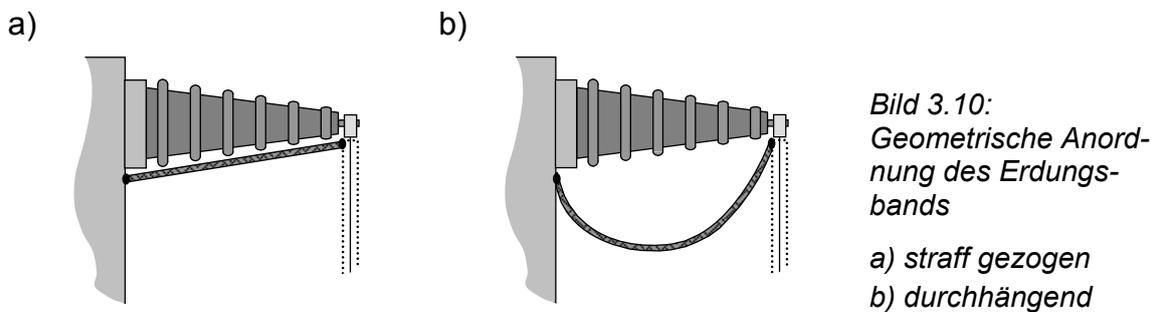
Bild 3.9:
Profil eines ideal dargestellten Erdungsbandes mit äquivalenter Eindringtiefe

$$A_{\text{eff}} = 2 \cdot \delta \cdot ((b + h) - 2 \cdot \delta) \quad (3.1)$$

mit

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \sigma}} \quad (3.2)$$

Ein weiterer Einflussfaktor auf die FRA ist die geometrische Anordnung des Erdungsbandes entlang der Durchführung. Es kann bei der Erstmessung entlang der Durchführung straff gezogen sein und bei einer nachfolgenden Messung unter der Durchführung durchhängen, wie es in Bild 3.10 dargestellt ist. In diesem Fall wird nicht nur die Impedanz des Erdungsbandes vergrößert, sondern auch die Fläche, die zwischen Durchführung und dem Erdungsband aufgespannt wird. Der Einfluss einer magnetischen Störeinkopplung auf die ÜF wird dadurch erhöht.

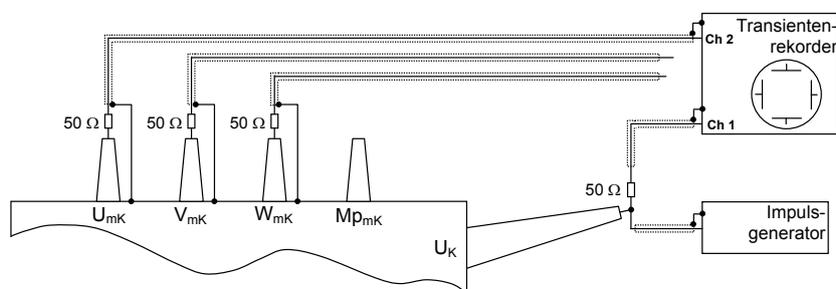


Die Auswirkungen der unterschiedlichen geometrischen Anordnungen der Erdungsbander auf die ÜF ist in Bild 3.11 dargestellt. Darin ist zu erkennen, dass bei unterschiedlichen geometrischen Anordnungen des Erdungsbandes die Reproduzierbarkeit der ÜF nicht gewährleistet ist. Die Resonanzfrequenz bei 470 kHz verschiebt sich deutlich um 20 kHz nach links, wenn das Erdungsband unter der

Durchführung durchhängt, anstatt straff gezogen zu sein. Demnach sollten die Erdungsbänder immer auf dem kürzesten Weg und straff entlang der Durchführung gezogen mit dem Transformatorkegel verbunden werden.

3.1.3 Weitere Einflussgrößen

Neben den Einflussgrößen des Erdungskonzeptes und der Anschlusstechnik gibt es eine Reihe weiterer Faktoren, die sich auf die FRA auswirken. So können z.B. aus Bequemlichkeitsgründen an den offenen nicht untersuchten Klemmen Koaxialleitungen angebracht werden, um bei der Untersuchung der jeweiligen Phase nur noch die entsprechende Messleitung mit dem Messgerät verbinden zu müssen (Bild 3.12). Wird in einer späteren Nachuntersuchung auf diese Leitungen verzichtet, verringern sich die wirksamen Erdkapazitäten. Das hat Folgen für den Verlauf des Frequenzgangs. An einem Wicklungspaket soll die Auswirkung der unbenutzten Leitungen auf die FRA untersucht werden. Dazu wird am Eingang der OS-Wicklung ein transientes Signal eingespeist. Sowohl die Eingangsspannung als auch der Eingangsstrom, der mittels einer Pearson-Sonde erfasst wird, werden einem Transientenrekorder zugeführt. Die Ausgänge der OS- und US-Wicklung sind bei der Untersuchung geerdet, während der Eingang der US-Wicklung für die Referenzmessung unbeschaltet bleibt. Für die Wiederholungsmessung wird an diesem Eingang eine 30 m lange Koaxialleitung angeschlossen, dessen Ende offen gelassen wird. In Bild 3.13 ist deutlich zu erkennen, dass die Erhöhung der Erdkapazität die ÜF deutlich beeinflusst. So zeigen sich ab ca. 700 kHz Abweichungen im Kurvenverlauf. Zudem bildet sich bei der ÜF mit der zusätzlichen, unbenutzten Leitung eine weitere Resonanzstelle bei ca. 860 kHz. Daher sollte schon im Vorfeld auf unnötige Leitungsanschlüsse verzichtet werden.



*Bild 3.12:
Messaufbau an einem
Großtransformator mit
zusätzlichen, unbenutz-
ten Leitungen*

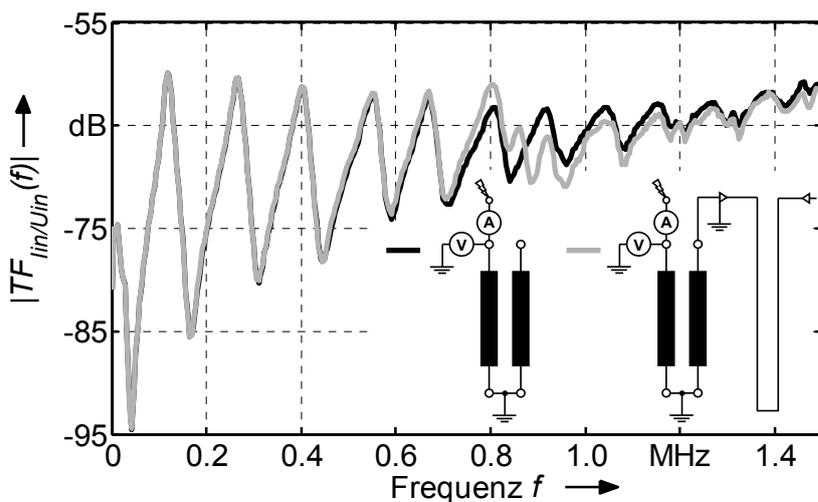


Bild 3.13:
Einfluss auf die ÜF
durch zusätzliche, un-
benutzte Leitungen

Unterschiedliche Leitungslängen führen zwangsläufig auch zu einem anderen Netzwerk des Messaufbaus. Im Vergleich zu einem langen Koaxialkabel, weisen kürzere Koaxialkabel eine kleinere Erdkapazität und Längsinduktivität auf. Der Einfluss unterschiedlicher Leitungslängen hängt jedoch nicht nur von dessen Netzwerk ab, sondern auch von der Eingangsimpedanz des Messgeräts. Bei einer hochohmigen Spannungsmessung hängt die ÜF aufgrund von Reflektionsvorgängen von der Leitungslänge ab. In dem Messaufbau nach Bild 3.14 sollen die Auswirkungen unterschiedlicher Leitungslängen auf die FRA ermittelt werden.

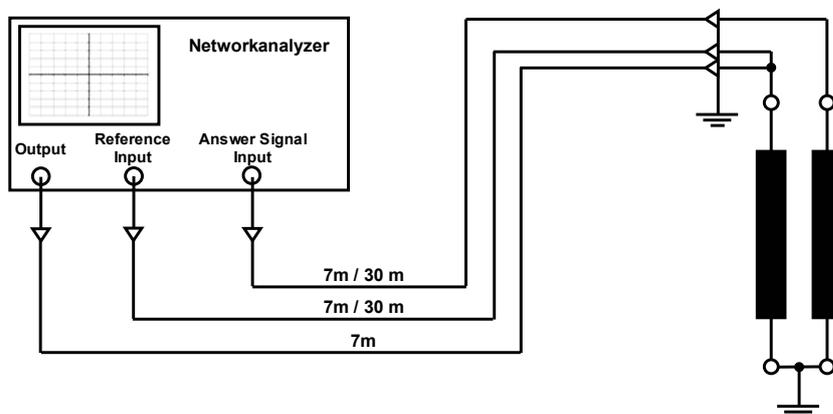
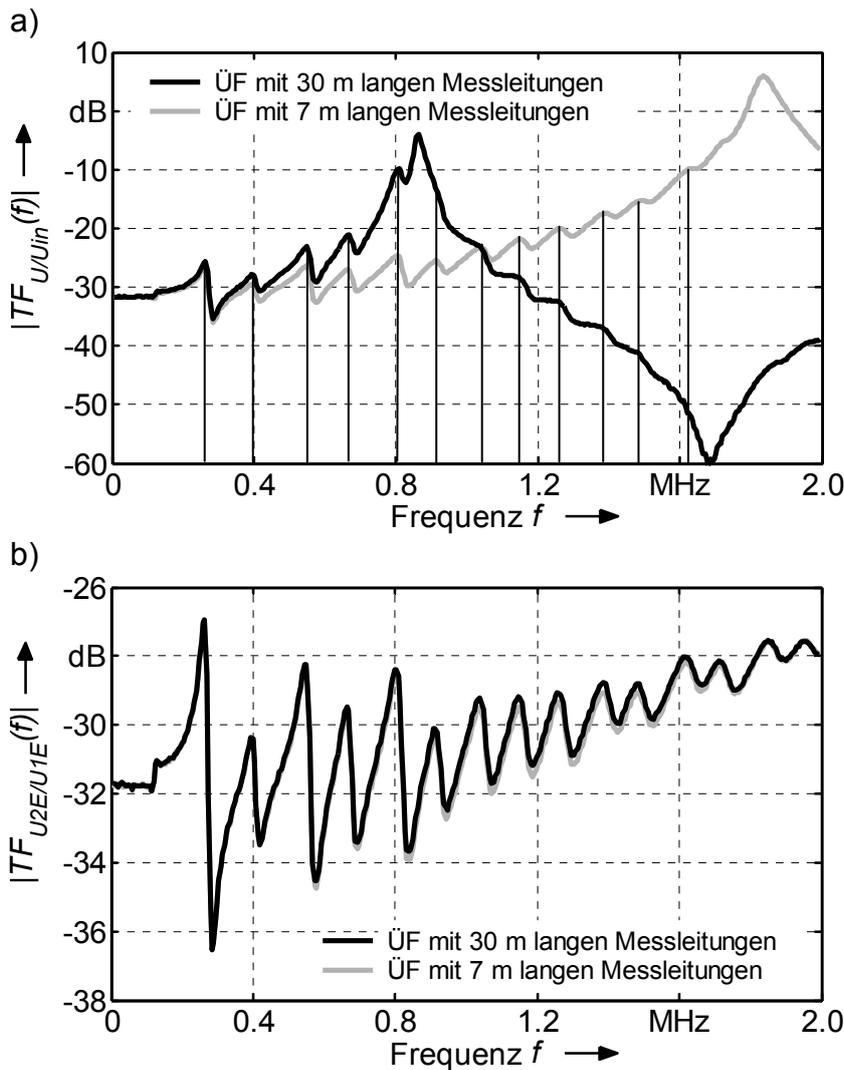


Bild 3.14:
Messaufbau zur Unter-
suchung der Auswirkun-
gen unterschiedlicher
Leitungslängen auf die
ÜF

Dazu werden zwei Frequenzgangmessungen an 30 m langen Messleitungen einmal bei einer hochohmigen Eingangsbeschaltung und einmal bei einer leitungsangepassten Eingangsbeschaltung des Messgeräts durchgeführt. Die Messungen werden anschließend mit 7 m langen Messleitungen wiederholt. Beim Vergleich der jeweiligen Messung (vgl. Bild 3.15) zeigt sich ein sehr deutlicher Einfluss der Leitungslänge auf die ÜF bei einem hochohmigen Abschluss. Die Hauptresonanzstelle bei 850 kHz bei der Frequenzgangmessung mit 30 m langen Leitungen ver-

schiebt sich um das 2,15-fache nach rechts, wenn die Leitung um 23 m verkürzt wird. Ein völlig anderes Verhalten der ÜF zeigt sich bei der leitungsangepassten Messung. Bei diesen Messungen ist keine Verschiebung der Resonanzstellen erkennbar. Allerdings zeigt sich in einem Bereich von 0,6 MHz und 1,8 MHz eine geringfügig andere Dämpfung.



Da sich die Nebenresonanzstellen bei der hochohmigen Messung nicht verschieben und bei der leitungsangepassten Messung keine Hauptresonanzstelle erkennbar ist, kann die Ursache der Hauptresonanzstellen nur durch Leitungsreflexionen erklärt werden. Rechnerisch müsste sich nach Gleichung 3.3 die Resonanzstelle f_0 aufgrund der Reflexion bei einer Leitungslänge von $l_0 = 30$ m und einer angenommenen Wellenausbreitungsgeschwindigkeit $V_0 = 220.000$ km/s erst bei 1,8 MHz ausbilden. Tatsächlich liegt die von der Reflexion herrührende Reso-

nanzstelle bei 850 kHz. Offensichtlich wird ein Teil der Welle nicht am Wicklungseingang sondern erst in der Wicklung reflektiert.

$$f_0 \approx \frac{V_0}{4 \cdot l_0} \quad (3.3)$$

3.2 Einflüsse der Messgeräte auf die FRA

In Kapitel 2 wurden bereits die diversen Einflüsse der Signalaufzeichnung auf die FRA erläutert. Nachfolgend soll die Beeinflussung der Reproduzierbarkeit bei der Verwendung unterschiedlicher Messgeräte untersucht werden. Zunächst wird die ÜF aus Zeitbereichsmessungen bestimmt. Als Messgeräte dienen hierzu einmal der Waverunner LT224 der Firma LeCroy und einmal der Transientenrekorder HiAS 743 der Firma Haefely. Im Vergleich zum HiAS, der mit einer 12-Bit-Auflösung arbeitet und eine Eingangsimpedanz von 2 MΩ besitzt, weist der Waverunner nur eine 8-Bit-ADU und eine Eingangsimpedanz von 1 MΩ auf. Wegen der geringeren Auflösung ist bei den Signalen, die mit dem Waverunner aufgezeichnet worden sind, bei den höheren Frequenzen mit einer stärkeren Signalunsicherheit zu rechnen ist. Die Abtastrate beträgt hierbei einmal 120 MS/s beim HiAS und 100 MS/s beim Waverunner. Unter Zuhilfenahme eines Algorithmuses werden die Zeitsignale auf die gleiche Pretrigger- und Aufzeichnungslänge gebracht und mittels derselben Fensterfunktion und dem FFT-Algorithmus in den Frequenzbereich transformiert. Um negative Einflüsse durch den Messaufbau zu verhindern, wurde während den Vergleichsmessungen am Messaufbau nichts verändert. Es wurden lediglich die Messgeräte getauscht.

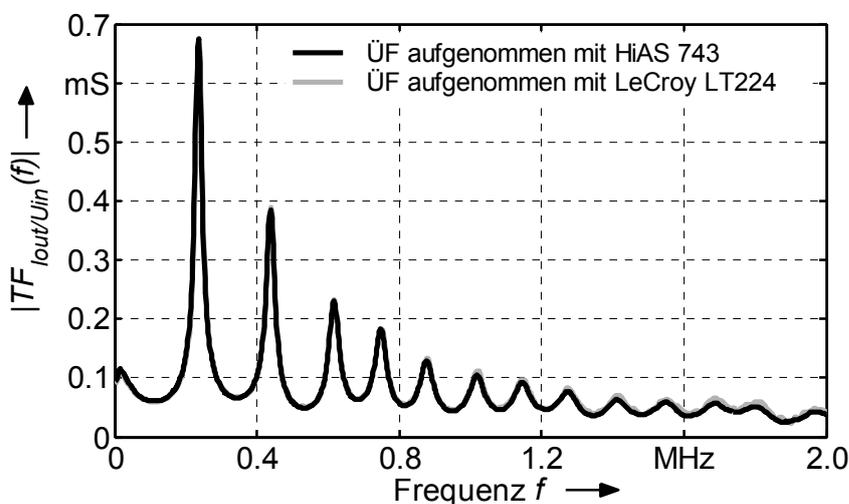


Bild 3.16:
ÜF gemessen gemäß
der IFRA-Methode, ein-
mal mit
HiAS 743 und einmal
mit LeCroy LT224 auf-
genommen

Bild 3.16 zeigt, dass trotz der unterschiedlichen Hardwareparameter (ADU-Auflösung, Samplerate und Eingangsimpedanz) eine sehr gute Übereinstimmung der ÜF bis ca. 800 kHz gegeben ist. Ab 800 kHz sind geringfügige Dämpfungsunterschiede erkennbar, deren Ursache vermutlich an den unterschiedlichen Eingangsimpedanzen der Messgeräte liegt. Eine Verschiebung der Resonanzstellen ist jedoch nicht feststellbar. Ab ungefähr 1,4 MHz wirkt sich das höhere Quantisierungsrauschen des LeCroy-Oszilloskops bereits stark auf die aufgenommenen Signale aus. Der Frequenzgang wird unruhiger und unterscheidet sich demzufolge stärker von dem Frequenzgang, der vom HiAS aufgenommen wurde.

In einer weiteren Untersuchung wird die ÜF direkt im Frequenzbereich bestimmt. Als Messgeräte dienen hierzu der Networkanalyzer HP3577 von Hewlett-Packard und der FRAnalyzer der Firma Omicron. Bei beiden Geräten erfolgt die Frequenzgangmessung mit 401 Punkten, mit einer Eingangsimpedanz der Messgeräte von 50Ω und einer Anregungssinusspannung von 0 dBm. Eine Unterscheidung der Geräteparameter ergab sich bei der Breite des Bandpassfilters und der Sweepzeit: Beim HP3577 betragen diese 10 Hz und 3 min, während der FRAnalyzer mit einer Bandpassfilterbreite von 30 Hz und einer automatisch eingestellten Sweepzeit arbeitet. Wie bei der Zeitbereichsmessung wurde zwischen den beiden Frequenzbereichsmessungen auch am Messaufbau nichts verändert, sondern lediglich die Geräte ausgetauscht.

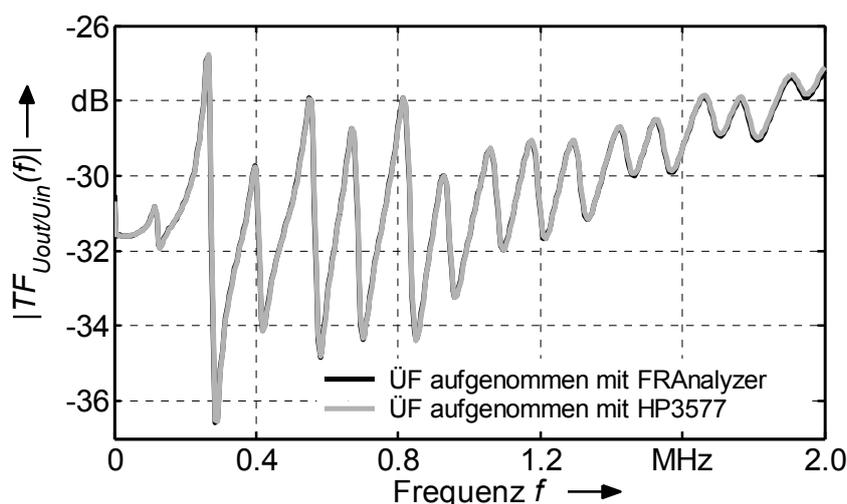


Bild 3.17:
Vergleich der ÜF, die zum einen mit dem FRAnalyzer und zum anderen mit dem HP3577 aufgenommen worden sind

Die Ergebnisse der Messungen zeigen, dass auch in diesem Fall eine sehr gute Übereinstimmung der beiden ÜF's gegeben ist. Ab ca. 1,5 MHz sind minimale Dämpfungsunterschiede der beiden Kurvenverläufe erkennbar, die vermutlich von

einem geringfügigen, unterschiedlichen Frequenzverhalten der Eingangsbeschaltung der beiden Messgeräte herrührt.

Sowohl die Zeitbereichs- als auch die Frequenzbereichsmessungen zeigen, dass die FRA weitestgehend vom Gerät unabhängig ist. Dazu müssen allerdings die Geräte ähnliche Spezifikationen wie Eingangsimpedanz, Samplerate und Auflösung aufweisen. Wie in Kapitel 3.1.3 bereits erläutert wurde, hat gerade die Eingangsimpedanz einen erheblichen Einfluss auf die gemessene ÜF. Hier muss zwischen einer hochohmigen und einer leitungsangepassten Messung klar unterschieden werden.

3.3 Einfluss des Prüflings auf die FRA

3.3.1 Kerneinfluss durch Remanenz

Wie in Kapitel 2.1 erwähnt, sind bei Frequenzbetrachtungen unterhalb von 10 kHz die nichtlinearen Eigenschaften des Eisenkerns vom Transformator zu beachten. Sie können sich unterschiedlich äußern und sind stark von der Prüfschaltung abhängig. Werden bei einer Bestimmung der ÜF diejenigen Trafoklemmen, an denen keine Untersuchung erfolgt, offen gelassen (Bild 3.18 b)), wirkt sich der Kerneinfluss direkt auf die FRA aus.

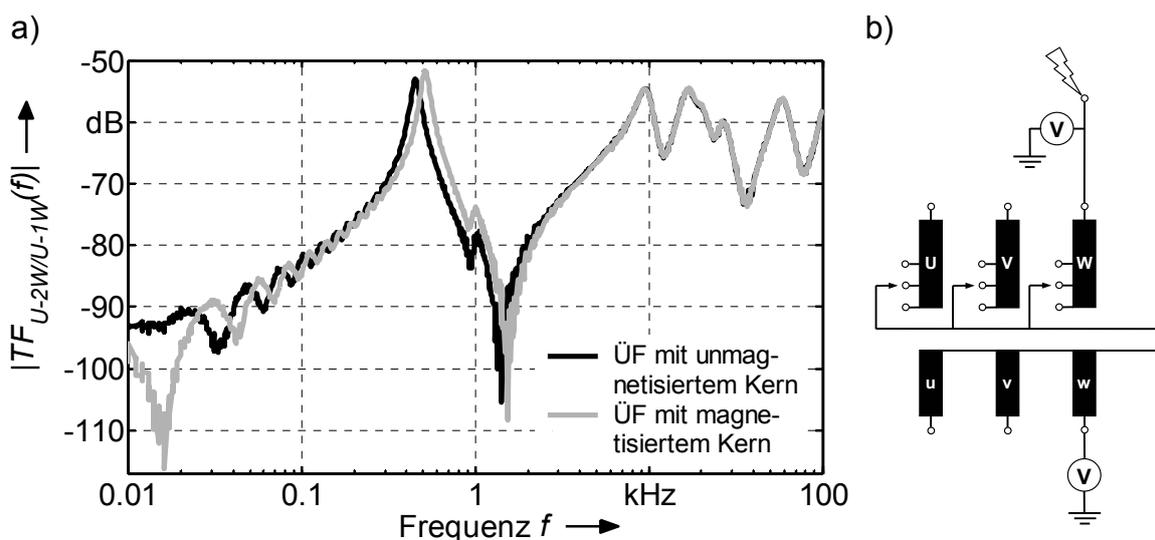


Bild 3.18: Einfluss des Kerns auf die ÜF bei offenen Anschlüsse der nichtuntersuchten Klemmen

a) Messergebnis der ÜF

b) Prüfschaltung

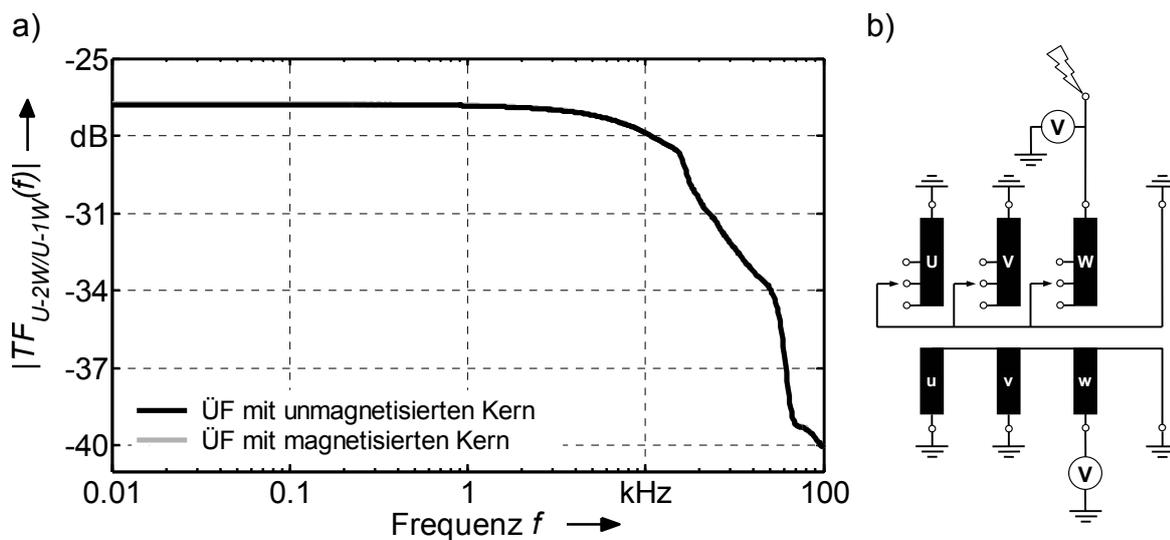


Bild 3.19: Einfluss des Kerns auf die ÜF bei geerdeten Anschlüssen der nichtuntersuchten Klemmen

- a) Messergebnis der ÜF
b) Prüfschaltung

Am Beispiel eines magnetisierten Kerns ist in Bild 3.18 a) deutlich zu erkennen, dass sich im Vergleich zu einem unmagnetisierten Kern die Resonanzfrequenz bei 470 Hz um 70 Hz nach rechts verschiebt. Im weiteren Frequenzverlauf nähern sich die Kurven wieder an und sind ab ca. 6 kHz deckungsgleich. Dieser Effekt des Kerns kann zu einer Fehlinterpretation führen, denn Wicklungsschäden weisen ein ähnliches Verhalten der ÜF auf. Werden hingegen alle nichtuntersuchten Klemmen geerdet (Bild 3.19 b)) hat der Kern, wie in Bild 3.19 a) zu erkennen ist, keinen Einfluss auf die FRA.

Der Grund, dass der Kern bei geerdeten Anschlussklemmen keinen Einfluss auf die ÜF hat ist folgender: Sind die Wicklungsanschlüsse einer Spannungsebene geerdet, kann aufgrund des Induktionsgesetzes in diesem Schenkel des Eisenkerns kein zeitlich veränderbarer magnetischer Fluss mehr fließen. Es gilt:

$$\frac{d\Phi}{dt} = 0V \quad (3.4)$$

Werden bei einem Transformator die Wicklungsanschlüsse zweier Phasen geerdet, existiert bei einem Dreischenkel-Kern kein magnetischer Rückschluss für den Fluss. Demzufolge fließt im gesamten Kern kein zeitlich veränderbarer Fluss und die FRA wird unabhängig vom Kern. Die magnetische Kopplung für die Spannungsübertragung erfolgt bei der zu untersuchenden Phase ausschließlich über

den Streufluss. In großen Leistungstransformatoren wird hauptsächlich eine Fünf-schenkel-Kern-Technologie eingesetzt. Werden bei diesem Kerntyp die Wicklungsanschlüsse zweier Phasen auf Masse gelegt, könnte immer noch aufgrund der äußeren Schenkel ein magnetischer Rückschluss erfolgen. Netztransformatoren weisen allerdings aufgrund ihrer Tertiärwicklung drei Spannungsebenen pro Schenkel auf. Wird bei der FRA darauf geachtet, dass nur an den Anschlüssen zweier Spannungsebenen simultan gemessen wird, können alle Anschlussklemmen der übrig gebliebenen Spannungsebene geerdet werden. Somit kann kein zeitlich veränderbarer magnetischer Fluss im Kern entstehen und die FRA wird auch in diesem Fall unabhängig vom Kern.

Der Auswertebereich der ÜF hängt demnach von der Prüfschaltung und der Bauweise des Transformators ab. Kann durch eine äußere Beschaltung ein magnetischer Fluss im Kern verhindert werden, gibt es zu den niedrigeren Frequenzen hin keine Einschränkung hinsichtlich des Auswertebereichs der ÜF. Kann hingegen ein magnetischer Fluss im Kern nicht verhindert werden, wie es in der Regel bei 5-schenkligen Maschinentransformatoren aufgrund der fehlenden Tertiärwicklung der Fall ist, sollte die Auswertung der ÜF erst ab 10 kHz erfolgen. Durch die Einschränkung des Auswertebereichs gehen kaum Informationen für die Bewertung des Wicklungszustandes verloren, weil sich Wicklungsveränderungen eher im höherfrequenten Bereich bemerkbar machen.

3.3.2 Weitere Einflussparameter

Der Einfluss des Stufenschalters und der Temperatur des Transformators wurden in der Vergangenheit von Christian [Christian, 2001] und Leibfried [Leibfried, 1996] eingehend untersucht. Hierbei zeigte sich, dass bei Nennstellung nicht nur die Stufenschalterstellung einen Einfluss auf die FRA besitzt, sondern auch die Schalt-richtung. Die Temperatur hingegen besitzt nur einen geringen Einfluss auf die FRA und muss bei einer Temperaturschwankung von bis zu ca. 20 °C nicht weiter beachtet werden (siehe auch Anhang C).

Jede Form einer Anregung führt im entsprechenden Frequenzbereich zu einem magnetischen Fluss im Kern. Der nichtlineare Zusammenhang zwischen magnetischer Feldstärke und magnetischem Fluss eines Eisenkerns führt dazu, dass die FRA nicht nur durch unterschiedliche Magnetisierung des Kerns beeinflusst wird, sondern auch durch die Höhe der Messspannung [Homagk, 2007]. Wie im Fall der

Remanenz, bleibt der Einfluss allerdings auf den unteren Frequenzbereich, in dem sich die Kerneffekte zeigen, beschränkt. Eine Interpretation der ÜF im Frequenzbereich von 0 kHz bis 10 kHz ist daher nur dann sinnvoll, wenn mit Sicherheit alle Einflussfaktoren wie Remanenz und Messspannungshöhe ausgeschlossen werden können.

Im Laufe der Jahre kann es vorkommen, dass Durchführungen an einem Transformator ausgetauscht werden müssen. Da speziell kapazitiv gesteuerte Durchführungen Varianzen bezüglich ihrer Gesamtkapazität aufweisen, wird bei einem Tausch der Durchführung das elektrische Netzwerk verändert. Im Extremfall wird eine nichtkapazitiv gesteuerte Durchführung mit einer kapazitiv gesteuerten getauscht. Homagk zeigt in [Homagk, 2007], dass in einem solchen Fall die ÜF maßgeblich verändert wird. Daher sollte nach einem Tausch der Durchführung die Referenz-ÜF neu ermittelt werden.

3.4 Die Wiederholbarkeit anhand von Fallbeispielen

Im Rahmen einer Reihenuntersuchung wurden im Jahr 1999 an 29 typgleichen 200-MVA-Netzkuppelumspanner ((220 kV/110 kV) der Frequenzgang ermittelt. Dabei wurde ein Messaufbau wie in Bild 3.20 dargestellt eingesetzt:

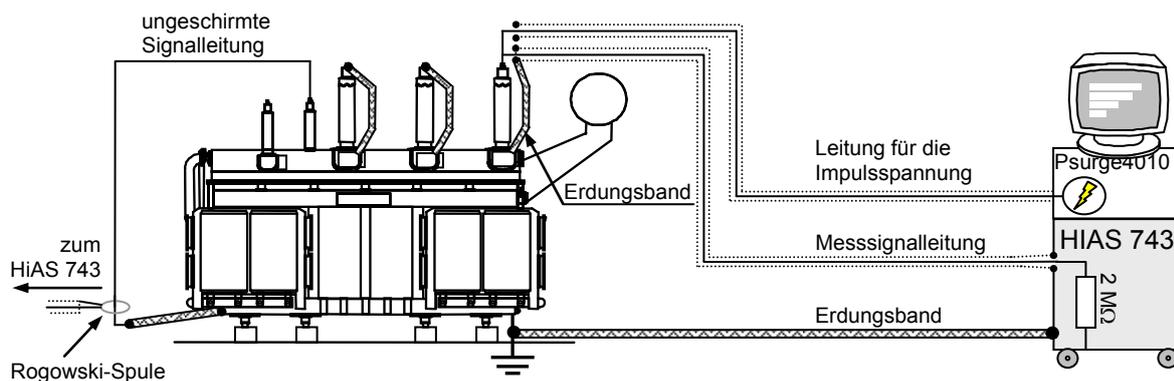


Bild 3.20: Schematischer Messaufbau der Reihenuntersuchung von 1999

Die Signalübertragung erfolgt ausschließlich mittels Koaxialleitungen. Für die Anbindung der Koaxialleitungen an den Durchführungsklemmen wurden massive Messingklotzadapter nach Bild 3.3 a) verwendet. Die Stromauskopplung am Sternpunkt des Transformators erfolgt über eine am Boden befindliche Rogowski-Spule, die mittels einer ungeschirmten Leitung mit dem Sternpunkt des Transformators verbunden ist.

mators verbunden ist. Diese Art der Stromauskopplung wird Konsequenzen für die Reproduzierbarkeit der ÜF des Erdstromes haben.

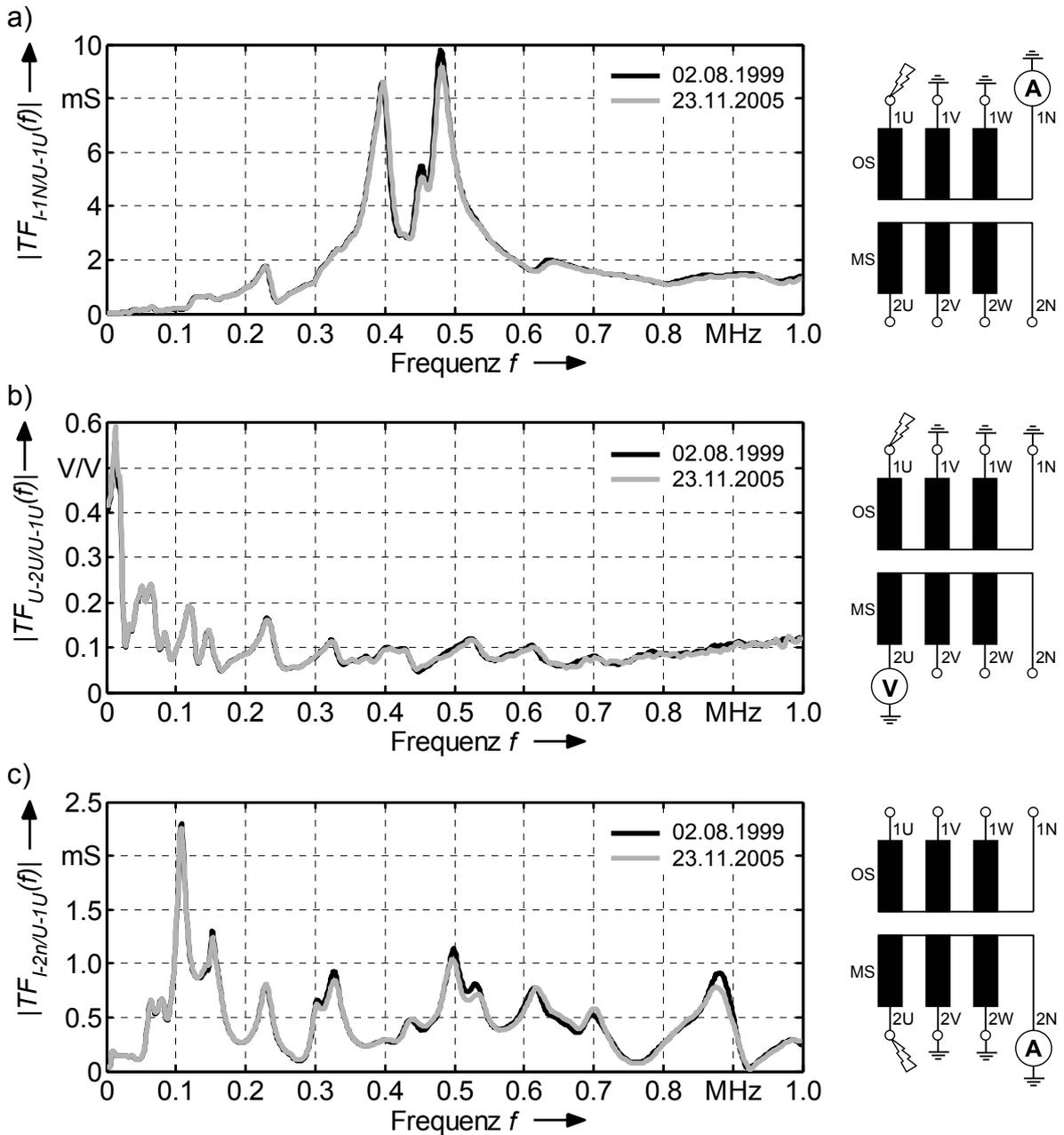


Bild 3.21: Vergleich von Messungen, die um 6 Jahre zeitversetzt aufgenommen worden sind

- a) ÜF des Ausgangstromes an 1N bei Anregung an 1U
- b) ÜF der übertragenen Spannung an 2U bei Anregung an 1U
- c) ÜF des Ausgangstromes an 2N bei Anregung an 2U

Im Jahre 2005 konnten an einigen dieser Transformatoren Wiederholungsmessungen durchgeführt werden, so dass die Reproduzierbarkeit der Messergebnisse überprüft werden konnte. Allerdings musste für diese Wiederholungsmessung der fehlerbehaftete Messaufbau der Stromauskopplung wiederholt werden, da ansonsten das elektrische Netzwerk, welches von der ungeschirmten Leitung aufgebaut wird, nicht in die FRA eingehen würde.

Bild 3.21 zeigt in einem ersten Beispiel die Untersuchungen der ÜF in der Umspannanlage (UA) Ibbenbüren. Hierbei konnte nachgewiesen werden, dass bei einem guten Messaufbau die Reproduzierbarkeit der ÜF's nach 6 Jahren immer noch gegeben ist. Leichte Unterschiede sind, wie zu erwarten war, bei der ÜF des Sternpunktstromes festzustellen. Bei diesen Messungen konnte die geometrische Anordnung der ungeschirmten Leitung trotz größter Sorgfalt nicht exakt hergestellt werden. Die ab ca. 400 kHz auftretenden Unterschiede in der ÜF der übertragenen Spannung, ist auf die geringere Bandbreite des Antwortsignals zurückzuführen. Bereits bei 400 kHz ist der SNR so gering, dass das Rauschen einen nicht mehr zu vernachlässigen Einfluss auf das Nutzsignal ausübt. Im unteren Frequenzbereich ist jedoch eine sehr gute Übereinstimmung der Kurvenverläufe festzustellen.

Ein zweites Beispiel zeigt eine Untersuchung der ÜF, bei der die Referenzmessung am 27.05.1999 in der UA Limburg aufgenommen worden ist. Aufgrund eines Stufenschalterdefekts musste der Transformator ins Werk des Herstellers gebracht werden. In der dortigen Prüfungshalle erfolgte dann die Wiederholungsmessung am 17.09.2005. Hierbei war die externe Beschaltung der Tertiärwicklung vollständig demontiert. Zwar wurde bei der Referenzmessung die Brücke für die Dreieckschaltung geöffnet und vom Erdpotential getrennt, die angeschlossenen Varistoren waren jedoch nicht abmontiert worden. Somit ergab sich bei der Referenzmessung eine externe Beschaltung der Tertiärwicklung nach Bild 3.22 a) und bei der Wiederholungsmessung eine externe Beschaltung nach Bild 3.22 b).

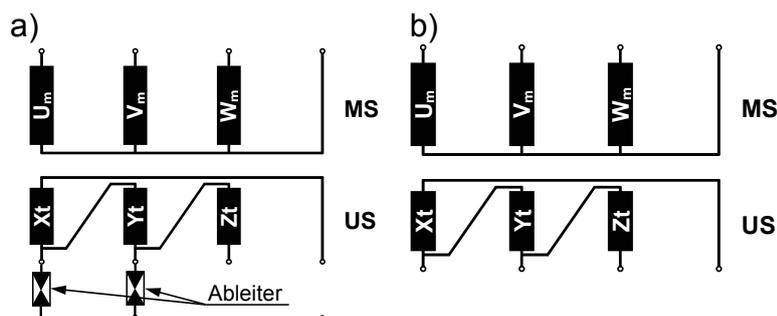


Bild 3.22:
Externe Beschaltung der
Tertiärwicklung während der
Messung der ÜF

a) im Jahr 1999

b) im Jahr 2005

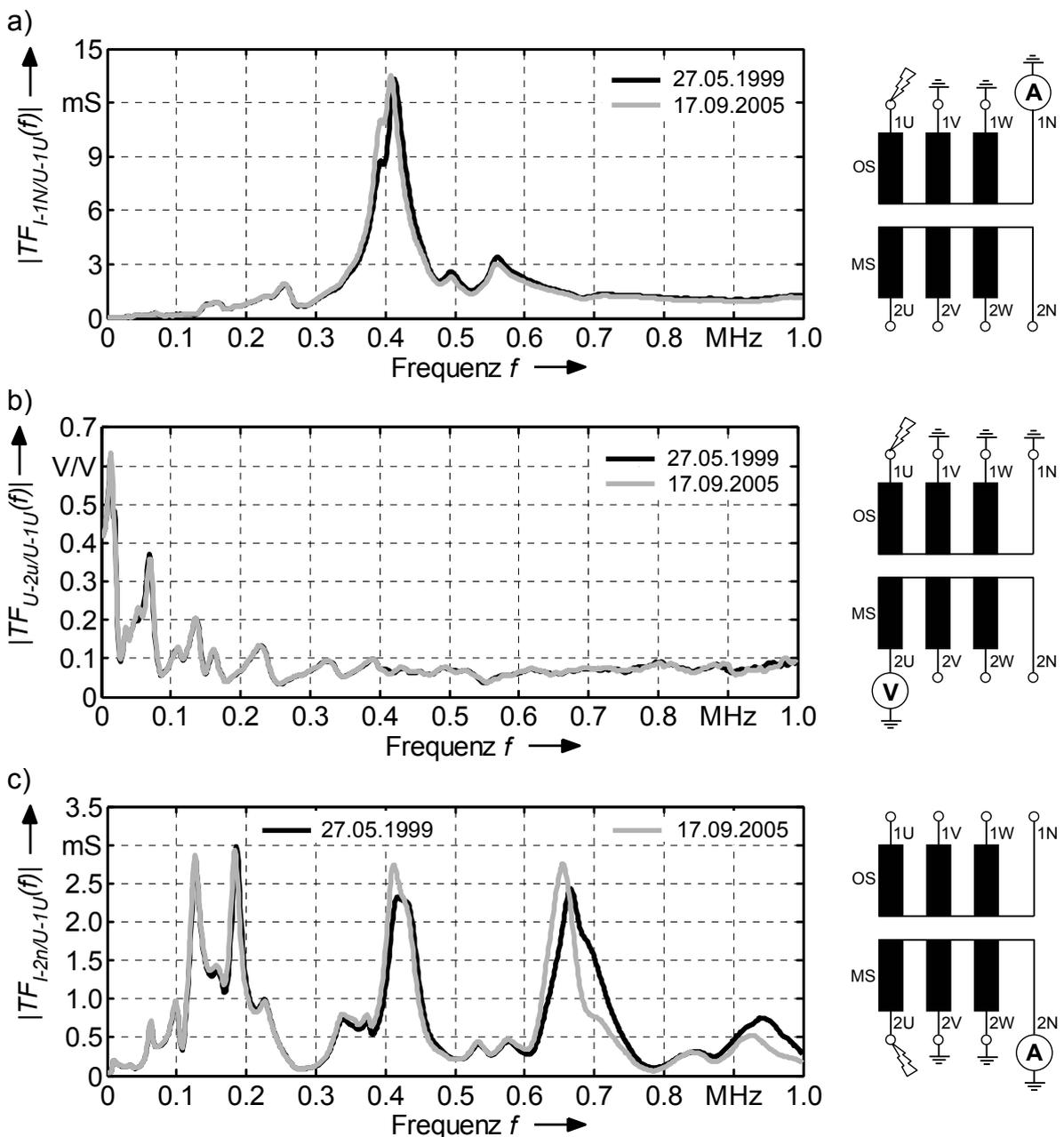


Bild 3.23: Vergleich von Messungen, die um 6 Jahre zeitversetzt aufgenommen worden sind

- ÜF des Ausgangstromes an 1N bei Anregung an 1U
- ÜF der übertragenen Spannung an 2U bei Anregung an 1U
- ÜF des Ausgangstromes an 2N bei Anregung an 2U

Die in Bild 3.23 dargestellten Bilder zeigen, dass auch in diesem Fall eine gute Reproduzierbarkeit der Messergebnisse erreicht worden ist. Es sind, wie schon bei den Messergebnissen zuvor, auch hier bei der ÜF der Sternpunktströme Unterschiede aufgrund der unzulänglichen Stromauskopplung festzustellen. Die ÜF

der übertragenen Spannung zeigt indessen eine sehr gute Übereinstimmung der Kurvenverläufe. Die von einer Seite nicht angelenkten Varistoren haben demzufolge offensichtlich keinen Einfluss auf die ÜF. Die Ergebnisse zeigen aber auch, dass der Messaufbau immun gegenüber veränderlichen Umgebungsbedingungen ist. Während in einer Umspannanlage mit einer erheblichen EMV-Problematik zu rechnen ist, kann das Prüffeld als störungsfreier Raum betrachtet werden. Beim Hersteller wurde der Transformator auch einer Eingangsprüfung unterzogen, bei der unter anderem auch die relative Kurzschlussspannung mit 12,48 % ermittelt worden ist. 1970 wurde bei der Endprüfung des Transformators laut Prüfnachweis eine relative Kurzschlussspannung von 12,52 % gemessen. Bezogen auf den Originalwert lässt die Abweichung der Kurzschlussspannung von 0,32% auch bei dieser Messung keine Wicklungsdeformierungen erwarten.

In Bild 3.24 wird eine weitere Wiederholungsmessung gezeigt. Dieser Transformator, auch ein 200-MVA-Kuppelumspanner, stand in der UA in Mündelheim und wurde aufgrund eines Kurzschlussfalls zur Reparatur ins Werk des Herstellers gebracht. Auch an diesem Transformator wurde der Frequenzgang mittels einer Messung 1999 vor Ort bestimmt, so dass die aktuellen FRA-Ergebnisse mit den im Jahr 1999 aufgezeichneten verglichen werden können. Die ÜF des überspannungsseitigen Ausgangsstromes zeigt bei dem Vergleich nur die zu erwartenden Unterschiede aber ansonsten keine weitere Auffälligkeiten (Bild 3.24 a)). Anders bei der übertragenen Spannung, die bisher immer eine sehr gute Übereinstimmung gezeigt hat (Bild 3.24 b)): Hier sind über fast den gesamten betrachteten Frequenzbereich deutliche Unterschiede im Kurvenverlauf erkennbar, die sich in Form von Hinzukommen oder Verschwinden von Resonanzfrequenzen, Resonanzfrequenzverschiebungen und unterschiedlicher Dämpfung äußern. Noch deutlicher zeigen sich die Veränderungen des Kurvenverlaufs beim mittelspannungsseitigen Sternpunktstrom (Bild 3.24 c)). Bei diesen ÜF's sind extreme Verschiebungen der Resonanzstellen, erhebliche Dämpfungsunterschiede bei den Polstellen, sowie Hinzukommen oder Verschwinden von Resonanzfrequenzen auszumachen. Die Tatsache, dass bei der ÜF des überspannungsseitigen Sternpunktstromes keine Unterschiede im Kurvenverlauf und bei der ÜF des mittelspannungsseitigen Sternpunktstroms solche extremen Veränderungen festzustellen sind, legt die Vermutung nahe, dass an der Mittelspannungswicklung erhebliche Wicklungsschäden vorliegen.

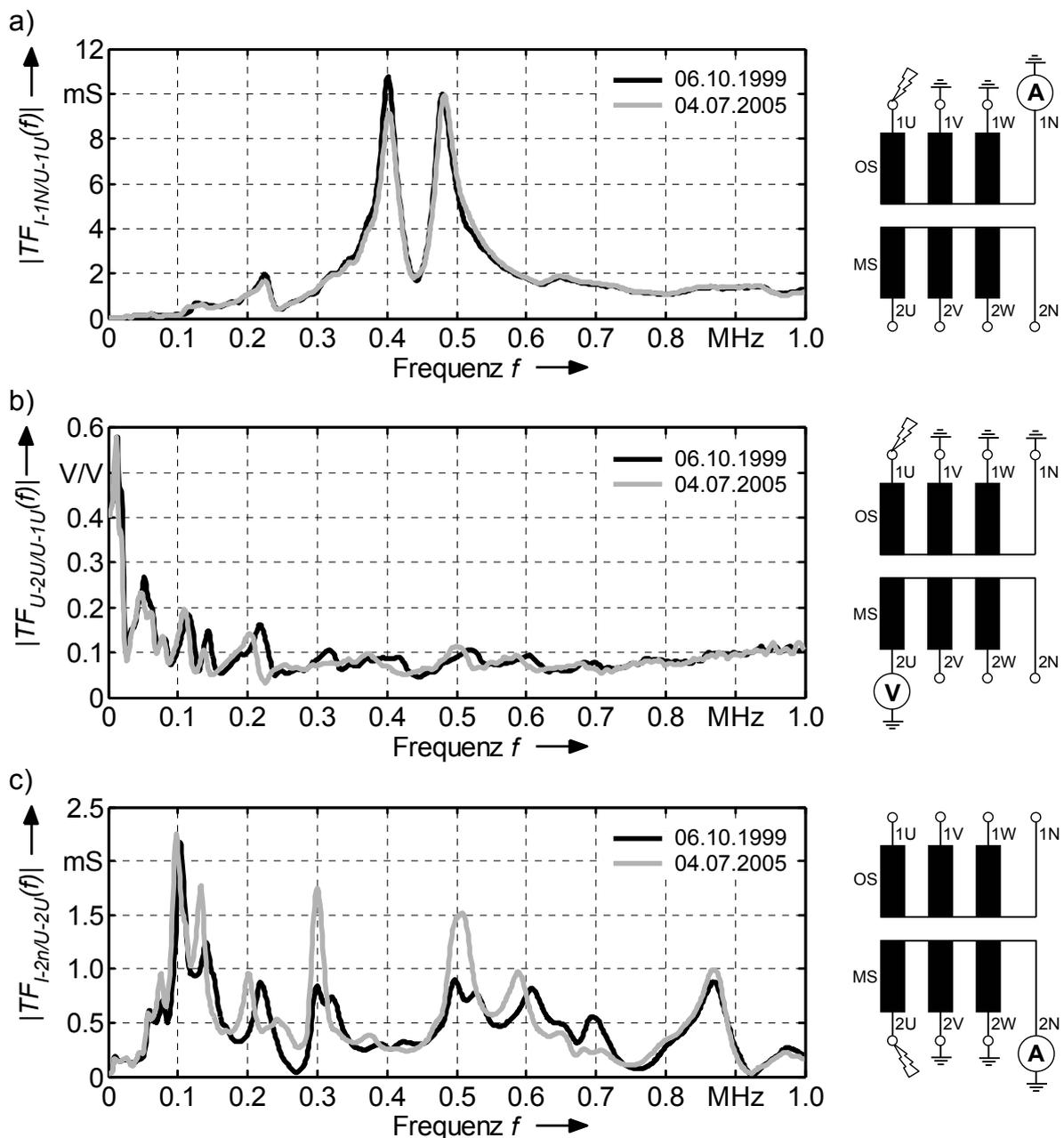


Bild 3.24: Vergleich von Messungen, die um 6 Jahre zeitversetzt aufgenommen worden sind

- ÜF des Ausgangstromes an 1N bei Anregung an 1U
- ÜF der übertragenen Spannung an 2U bei Anregung an 1U
- ÜF des Ausgangstromes an 2N bei Anregung an 2U

Beim Hersteller wurde auch dieser Transformator einer Eingangsprüfung unterzogen und es wurde auch hier die relative Kurzschlussspannung zwischen OS und MS neu ermittelt. Dabei wurde ein Wert von 13,72 % für die Phase U, 13,19 % für die Phase V und 13,8 % für die Phase W festgestellt. 1975 wurde bei der Endprü-

fung eine relative Kurzschlussspannung von 12,67 % als Mittelwert gemessen, wobei die Phasen untereinander praktisch nicht differierten. Die Abweichungen der relativen Kurzschlussspannungen u_k , die im Mittel 7,1 % betragen, sind hierbei unzulässig hoch und es ist auch aufgrund dieser Messung mit erheblichen Wicklungsdeformationen zu rechnen. Die Erhöhung der Kurzschlussspannung lässt hierbei einen größer gewordenen Hauptstreukanal zwischen der OS- und MS-Wicklung erwarten. Die tatsächlich vorliegenden Wicklungsschäden sind in Bild 3.25 dargestellt. Sowohl die US- als auch die MS-Wicklung weisen deutliche Wicklungsverwerfungen in Form von „Nasen“ in ihrer gesamten axialen Länge auf.

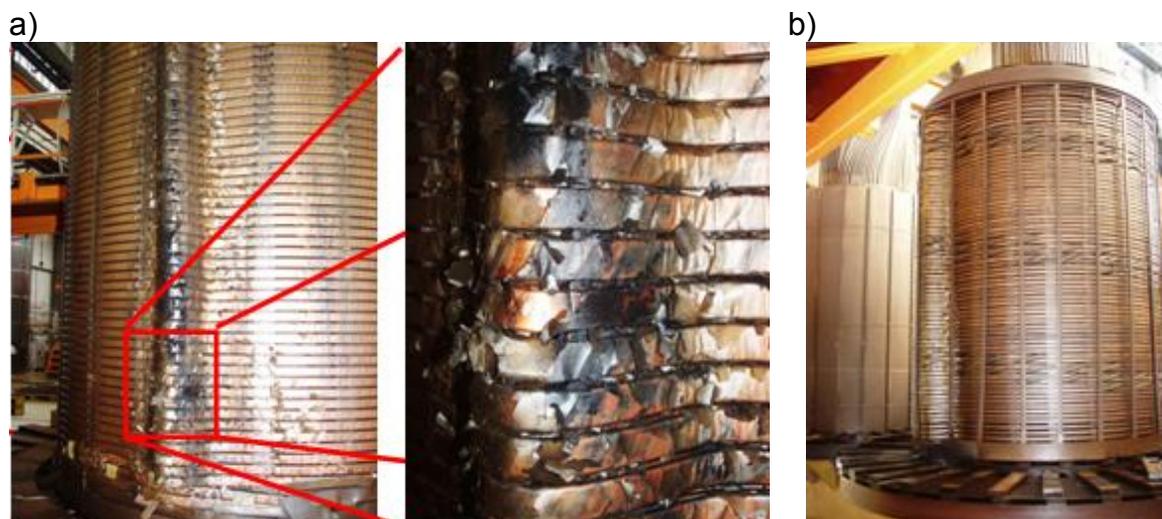


Bild 3.25: Wicklungsschäden vom Transformator aus UA Mündelheim

a) US-Wicklung der Phase U

b) MS-Wicklung der Phase U

3.5 Zusammenfassung

Für die Signalübertragung dürfen, bei einer potential-gebundenen Übertragung, ausschließlich geschirmte Leitungen verwendet werden, um elektromagnetische Einkopplungen zu unterbinden. Selbst für die Ankopplung von Sensoren sollte weitestgehend auf ungeschirmte Leitungen verzichtet werden. Am Besten wird für die Sensorik eine entsprechende Aufnahme an dem Trafoklemmenadapter für die Koaxialkabel angebracht.

Neben der Anschluss- und Leitungstechnik kommt auch dem Erdungskonzept eine besondere Bedeutung zu. Ein schlechtes Erdungskonzept kann dazu führen,

dass die FRA-Ergebnisse nicht reproduzierbar und damit unbrauchbar sind. Um ein hohes Maß der Vergleichbarkeit zu haben, sollte die Anbindung des Kabelschirms an den Kessel nur mit Erdungsbändern erfolgen, welche entlang der Durchführung straff zu ziehen sind. Ihre große Oberfläche sorgt dafür, dass die Auswirkungen des Skineffekts gering gehalten werden und damit weniger störanfällig als drahtähnliche Leitungen sind. Damit ergibt sich ein Messaufbau nach Bild 3.26. Des Weiteren müssen in einem Prüfprotokoll das Material und der Querschnitt (Breite x Höhe) des Erdungsbandes festgehalten werden. Bei einer Nachuntersuchung der ÜF ist es generell wichtig, dieselbe Messkonstellation herzustellen wie bei der Referenzmessung. Gerade, wenn gewisse Freiheitsgrade bei Prüfschaltung, Kabellänge und -typ, Stufenschalterstellung, Sensortyp und Ort der Erfassung bei einer Strommessung existieren, sollte das in einem Prüfprotokoll genau dokumentiert sein. Unnötige Leitungsanschlüsse können bei einer Nachuntersuchung zu Fehlern führen. Deswegen sollte bei einer Frequenzgangmessung nach dem Minimalprinzip verfahren und nur solche Leitungen und Sensoren angeschlossen werden, die für die Messung nötig sind.

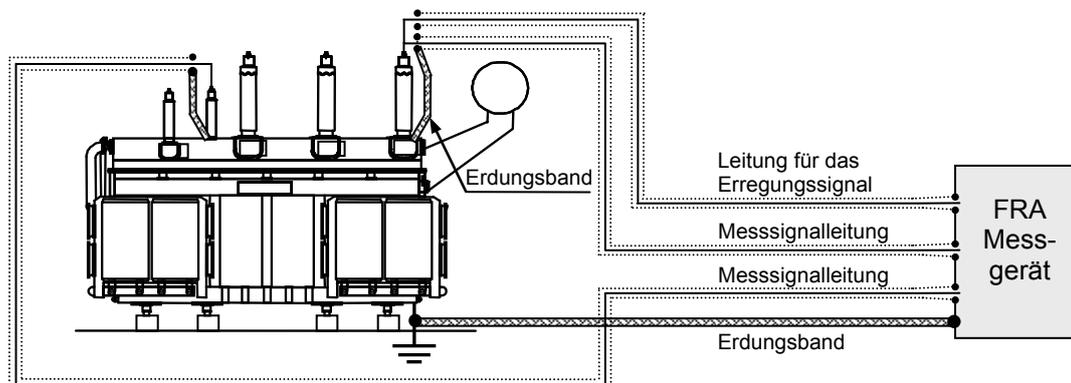


Bild 3.26: Schematische Darstellung des Messaufbaus

Werden die nichtuntersuchten Anschlussklemmen des Transformators nicht geerdet, machen sich die nichtlinearen Effekte des Kerns unterhalb von 10 kHz bemerkbar. Werden diese Effekte bei der FRA nicht beachtet, kann das zu Fehlinterpretationen führen. Werden hingegen die nicht untersuchten Anschlussklemmen des Transformators geerdet, sind keine Effekte des Kerns erkennbar. Jedoch können auch in diesem Fall unterschiedliche Erdungsleitungen zu unterschiedlichen Ergebnissen der FRA führen. Deshalb sollte bei der Ermittlung der ÜF auf zusätzliche Erdungsleitungen verzichtet und die ÜF bei offenen Anschlussklemmen ge-

messen werden. Für die offline gemessene ÜF können daher folgende Regeln für eine gute Reproduzierbarkeit erstellt werden:

1. Es sind für die Signalübertragung geschirmte Leitungen zu benutzen.
2. Es sind Bänder von mind. 20 mm Breite für die Verbindungen zur Erde zu benutzen.
3. Die Erdungsbänder sind entlang der Durchführung straff zu ziehen.
4. Die Klemmenadapter müssen fest und flächig an der Trafoklemme anliegen.
5. Auf ungeschirmte Leitungsteile ist weitestgehend zu verzichten.
6. Es dürfen keine zusätzlichen Leitungen oder Erdungsbänder an den nichtuntersuchten Transformator клемmen angeschlossen werden.
7. Die Messung ist ausführlich zu dokumentieren.

Wird der hier dargestellte Messaufbau für die Frequenzgangmessung realisiert, ist zu erwarten, dass auch nach Jahren reproduzierbare Messergebnisse zu erzielen sind, wie es auch die Fallbeispiele zeigen. Die Fallbeispiele zeigen zudem, dass mit der FRA durchaus herausgefunden werden kann, welche Wicklung beschädigt ist.

4 Empfindlichkeitssteigerung der ÜF durch ein externes Netzwerk

Die Bewertung der ÜF erfolgt anhand der Extremwerte (Maxima und Minima) der ÜF. Diese charakteristischen Merkmale hängen von mehreren Faktoren ab:

- mechanischer Aufbau der Wicklung
- Position der Wicklung im Transformator
- Wechselwirkung mit benachbarten Wicklungen
- Prüfschaltung

Die Empfindlichkeit der ÜF gegenüber mechanischen Wicklungsschäden hängt daher zum einen vom elektrischen Netzwerk der zu untersuchenden Wicklung und von der angeschlossenen Prüfschaltung ab [Christian, 2001]. Eine radiale Deformation bewirkt in erster Linie, dass sich die Erd- und Koppelkapazitäten ändern und sich damit die entsprechenden Resonanzstellen verschieben. Zeigt eine Wicklung kaum oder keine charakteristischen Kurvenmerkmale auf, wie in Bild 4.2 dargestellt, können diese Änderungen der Kapazitätswerte nur schwer im Kurvenverlauf festgestellt werden.



Bild 4.1:
10 kV/400 V, 1,2 MVA Wicklungspaket. Im Vordergrund die US- im Hintergrund die OS-Wicklung

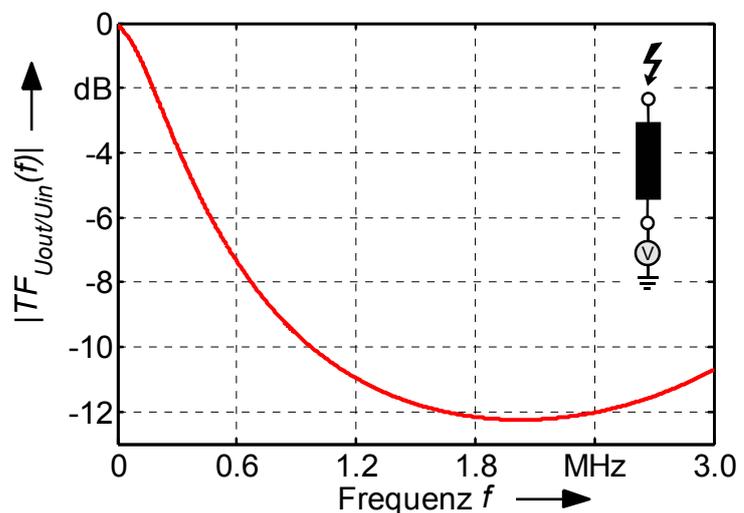


Bild 4.2:
Frequenzgang der US-Wicklung

Es kann vorkommen, dass die Sensitivität der ÜF nicht ausreicht, einen mechanischen Schaden messtechnisch zu erfassen, selbst wenn mit einer Prüfschaltung die Übertragungseigenschaften auf eine andere Wicklungsröhre gemessen wird und die ÜF damit weitere Resonanzstellen aufweist. Dies ist insbesondere dann der Fall, wenn bei der übertragenen Spannung oder dem übertragenen Strom eher das Resonanzverhalten der intakten Wicklung gemessen wird (Bild 4.4).



Bild 4.3:
Deformierte Unterspannungswicklung

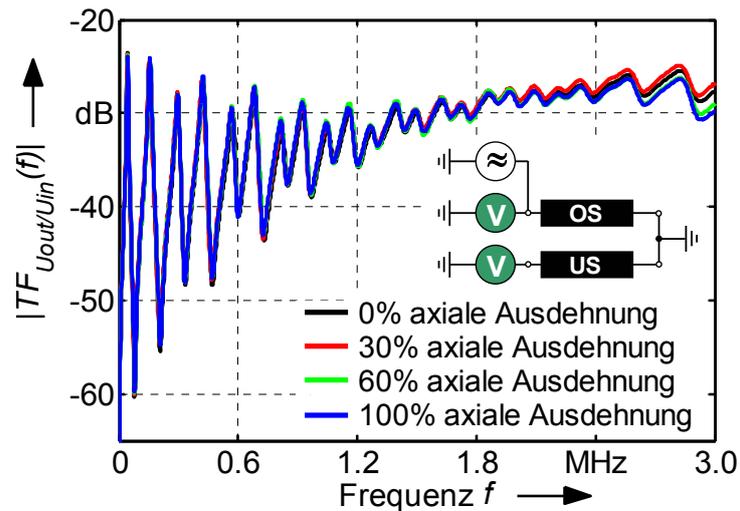


Bild 4.4:
Vergleich der ÜF's in Abhängigkeit der axialen Ausdehnung der radialen Deformation.

Abhilfe könnte ein externes Netzwerk leisten, welches dem Transformator vorgeschaltet wird. Dieses Netzwerk sollte dabei so konzipiert sein, dass mindestens eine Resonanzstelle im betrachteten Frequenzbereich ausgebildet wird, die empfindlich auf kapazitive Veränderungen im Netzwerk der Wicklungen reagiert. Als Untersuchungsobjekt dient ein Wicklungspaket aus einem, 1,2-MVA-Verteiltransformator (10 kV/400 V), bei dem die Unterspannungswicklung kein Resonanzverhalten bis 3 MHz aufweist. Die Oberspannungswicklung weist im Gegensatz dazu ein Wanderwellenverhalten mit vielen, über den betrachteten Frequenzbereich nahezu gleichverteilten Resonanzstellen auf.

4.1 Simulation der Unterspannungswicklung

Um die Art, den Aufbau und die Konfiguration des externen Netzwerks bestimmen zu können, ist eine Simulation des elektrischen Verhaltens der Unterspannungs-

wicklung notwendig. Mit Hilfe dieser Simulation kann eine Abschätzung bezüglich des Einflusses einer Deformation auf die Wicklungsparameter erfolgen und die sich daraus ergebenden Veränderungen auf die ÜF festgestellt werden. Die Simulation beruht auf einem detaillierten RLC-Modell auf Basis der Selbst- und Gegeninduktivitäten. Dazu werden einzelne Lagen oder Scheiben oder mehrere Lagen oder Scheiben in eine Gruppe zusammengefasst und mit konzentrierten Bauelementen beschrieben. Das sich so ergebende Simulationsmodell kann sowohl im Zeitbereich, als auch im Frequenzbereich analysiert werden [Mombello, 1998], [Malewski, 1994], [Malewski, 2000], [Jayasinghe, 2005], [Li, 2007]. Der analytische Ansatz auf Basis der Selbst- und Gegeninduktivitäten ist nach Rahimpour [Rahimpour, 2001] für die Berechnung der Wicklungsparameter gut geeignet, zumal sehr genaue Formeln für die Berechnung der Selbst- und Gegeninduktivitäten vorhanden sind.

Die Fähigkeit des detaillierten Modells, das Resonanzverhalten des Transformators nachzubilden, ist abhängig von der Genauigkeit der Parameterberechnung. Die elektrischen und magnetischen Felder werden dabei getrennt berechnet und wie bereits erwähnt in Form von konzentrierten Bauelementen dargestellt. Die Kopplung erfolgt erst mit der Zusammenschaltung der Elemente. In Wirklichkeit sind diese Größen im gesamten Feldraum verteilt und ursächlich miteinander verknüpft. Trotzdem ist diese Methode zweckmäßig, weil sie eine Bestimmung der Parameter mit Hilfe der Materialeigenschaften und einer genauen geometrischen Beschreibung der Wicklung bis 1 MHz ermöglicht.

Die für die Simulation herangezogene US-Wicklung besteht aus 23 Windungen, von denen jede in 12 parallele Teilleiter unterteilt ist (Anhang D). Die Teilleiter sind zur Vermeidung von Längenunterschieden und somit ungleichmäßiger Strombelastung in der Mitte der Wicklung verdreht. Als Kern dient ein normaler, längsgeschlitzter Blechzylinder, der auf Massepotential gelegt ist. Da die US-Wicklung alleine und ohne Kessel im Raum steht, werden die Erdkapazitäten hauptsächlich nur zum Kern aufgebaut. Die Streukapazitäten sind zudem wesentlich kleiner als die Erdkapazitäten und können daher vernachlässigt werden. Damit ergibt sich ein Ersatzschaltbild der US-Wicklung wie in Bild 4.5 dargestellt. Die Berechnung der Parameter erfolgt wie in [Rahimpour, 2001] und Anhang E beschrieben.

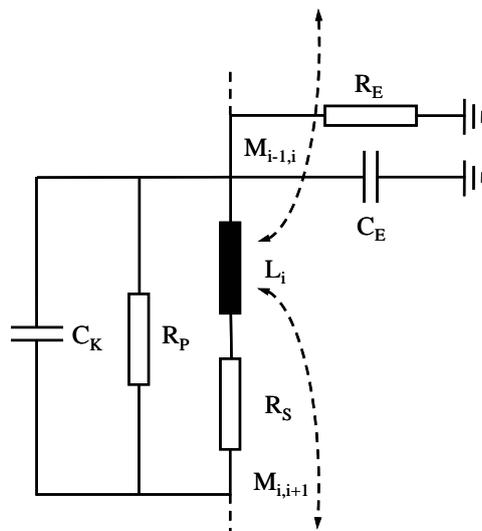


Bild 4.5:
Ersatzschaltbild einer
Windung der Lagenwick-
lung

In Bild 4.6 wird die simulierte ÜF der Unterspannungswicklung mit der gemessenen verglichen. Die Kurvenverläufe weisen dabei starke Ähnlichkeiten mit einer maximalen Abweichung von 1,9 dB auf. Dieses Simulationsergebnis ist für die weiteren Betrachtungen genau genug, um Richtwerte zum Aufbau des externen Netzwerkes zu erhalten.

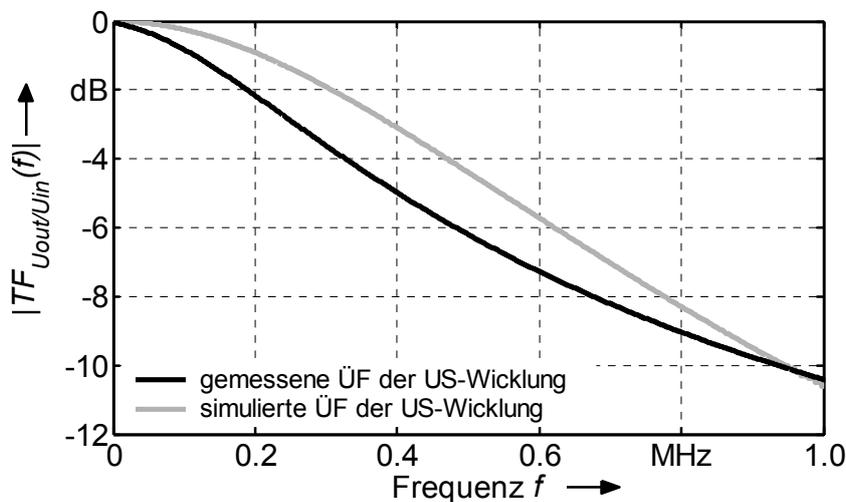


Bild 4.6:
Vergleich zwischen ge-
messener und simulier-
ter ÜF der US-Wicklung

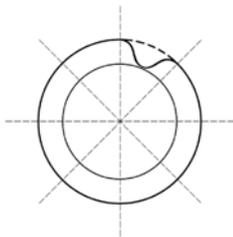
4.2 Bestimmung des externen Netzwerkes

4.2.1 Kapazitätsänderung bei einer radialen Deformation

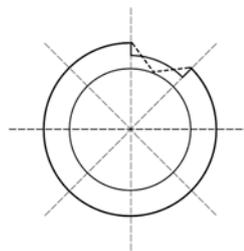
Bei einer radialen Deformation verringert sich in einem Teilabschnitt der Wicklung der Abstand zwischen Windung und Kern, wobei die Erdkapazität an dieser Stelle erhöht wird. Die Änderung des Induktivitätswertes, sowie die der restlichen Para-

meter können bei der alleinigen Betrachtung der US-Wicklung vernachlässigt werden. Somit muss für die Ermittlung des Aufbaus des externen Netzwerkes nur eine Abschätzung der Erdkapazitätsänderung bei einer radialen Deformation erfolgen, die mit Hilfe der FRA detektiert werden soll. Die Wicklung wird dazu von oben betrachtet in 8 Sektoren aufgeteilt. Unter der Annahme, dass eine radiale Deformation als ein Dreieck approximiert werden kann, entspricht diese Deformation einer Eindrückung des ganzen Windungsachtels auf den halben Abstand zwischen Kern und Wicklung (Bild 4.7).

a)



b)



*Bild 4.7:
Radiale Deformation
einer Wicklung*

a) real Eindrückung

*b) für die Simulation
vereinfachte Darstellung*

Vereinfachend wird anschließend angenommen, dass ein Sektor als Plattenkondensator mit dem Abstand d_{KW} zwischen dem Kern und der Wicklung und der Höhe h_W einer Windung aufgefasst werden kann. Als Breite wird $1/8$ des mittleren Umfangs zwischen Kern und Wicklung angenommen. Die Summation der 8 Sektoren ergibt anschließend den erhöhten Erdkapazitätswert dieser Windung. Die Kapazität eines Sektors wird hierbei wie folgt berechnet:

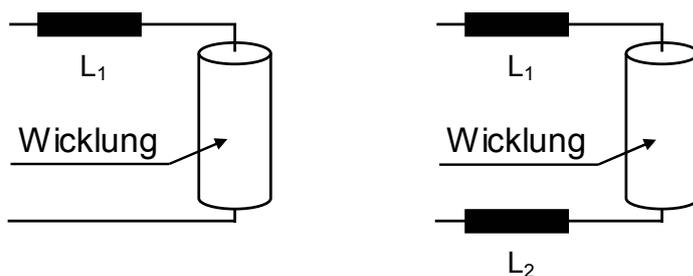
$$C_{\text{Sektor}} = \frac{\varepsilon_0 \cdot 2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{r_k + r_w}{2} \right) \cdot h_W}{8 \cdot d_{KW}} \quad (5.1)$$

Bei der betrachteten US-Wicklung erhöht sich bei einer Deformation mit einer radialen Tiefe von 1 cm und einer axialen Ausdehnung über 2 Windungen (das entspricht 10 % der Wicklungslänge) die Erdkapazität um ca. 5 pF. Solch ein Deformationsgrad muss unter zu Hilfenahme eines externen Netzwerkes mit der FRA eindeutig detektiert werden können. Im Simulationsmodell erfolgt die Erhöhung der Erdkapazität an den ersten beiden im Ersatzschaltbild repräsentierenden Windungen.

4.2.2 Aufbau des externen Netzwerks

Da der Frequenzgang der US-Wicklung keine Polstellen im betrachteten Frequenzbereich aufweist, muss eine Resonanzstelle in diesem Frequenzbereich „erzungen“ werden, mit der eine Deformation eindeutig bestimmt werden kann. Demnach muss ein externes Netzwerk so aufgebaut werden, dass sie im Zusammenspiel mit den Erdkapazitäten der US-Wicklung eine Resonanzstelle erzeugt. Bei den ersten Simulationen sind verschiedene Reihen- und Parallelschwingkreise als externes Netzwerk untersucht worden. Hierbei stellte sich heraus, dass zusätzliche Kapazitäten nur den Einfluss der Wicklungserdkapazität auf die Gesamtkapazität mindern. Die besten Ergebnisse erzielte man mit einer in Reihe geschalteter Induktivität. Dies lässt darauf schließen, dass keine neuen Resonanzstellen entstehen, sondern es werden Resonanzstellen, die in einem höheren Frequenzbereich liegen, in den betrachtenden Frequenzbereich verschoben.

Eine Verbesserung der Polgüte, die eine Identifikation einer Resonanzfrequenzverschiebung erleichtert, kann erreicht werden, indem eine zweite Induktivität ans Wicklungsende geschaltet wird. Dies führt zu einer nur geringfügigen Änderung der Position der Resonanzstelle. Der Nachteil der zweiten Induktivität ist, dass die Verschiebung der Resonanzstelle bei einer Kapazitätsänderung geringer wird. Hier muss also ein Kompromiss zwischen hoher Güte und starker Verschiebung der Resonanzstelle bei einer Kapazitätsänderung gefunden werden.



*Bild 4.8:
Mögliche externe Netzwerke:
Links: mit nur einer zusätzlichen Induktivität
Rechts: Induktivitäten am Ein- und Ausgang geschaltet*

Bei einem externen Netzwerk, wie es in Bild 4.8 dargestellt ist, kann der Einfluss der Messleitungen auf die Resonanzstelle nicht vernachlässigt werden. Die Leitungsparameter, die sich hauptsächlich aus einer Erdkapazität und einer Längsinduktivität zusammensetzen, müssen daher, wie auch die Eingangsimpedanz des Messgerätes, in der Simulation mit berücksichtigt werden. Des Weiteren hat sich gezeigt, dass sich die geringen Erdkapazitätsänderungen von 5 pF erst im höherfrequenten Bereich bemerkbar machen. Wohlwissend, dass das Simulations-

modell nur bis maximal 1 MHz gültig ist und die Unsicherheit der Ergebnisse mit höher werdender Frequenz steigt, wird der Simulationsbereich auf 2 MHz ausgedehnt. Die Simulationsergebnisse sind daher nur als grobe Annäherung anzusehen und es können demzufolge nur Richtwerte für die Induktivitäten abgeleitet werden. Aus der Simulation heraus ergaben sich für eine Erdkapazitätsänderung nach Kapitel 4.2.1 folgende Werte für die Induktivitäten:

L_1 in μH	15	15	25	25	25	50	50	50	100	100
L_2 in μH	-	10	-	10	100	-	10	100	-	10
Verschiebung der Resonanzstelle in kHz	6,25	3,75	6,25	5	2,5	7,5	5	2,5	6,25	3,75

4.2.3 Überprüfung der Gültigkeit der Simulationsergebnisse

Die Simulation hat in Kapitel 4.2.2 gezeigt, dass sich mit zusätzlichen Induktivitäten eine Resonanzstelle im betrachteten Frequenzbereich bildet. Der Vergleich der Simulation mit der Messung in Bild 4.9 zeigt, dass trotz der Überschreitung der Gültigkeitsgrenze des Simulationsmodells eine hohe Ähnlichkeit der Realität gegeben ist. Bei einer vorgeschalteten Induktivität von 50 μH weist die ÜF der Simulation eine Resonanzfrequenz bei ca. 1,75 MHz auf. Bei einer Erhöhung der Wicklungserdkapazität um 5 pF verschiebt sich die Resonanzstelle um 7,5 kHz nach links. Die Messung zeigt, dass die tatsächliche Position der Resonanzstelle bei ca. 1,85 MHz liegt und sich diese im Falle einer Deformation um 13,1 kHz nach links verschiebt. Aufgrund der Art der nachgeahmten Wicklungsdeformation (siehe Kapitel 4.3.1) und der Tatsache, dass sich diese Deformation über 3 Windungen erstreckt, wird die Wicklungserdkapazität sicherlich mehr als nur um 5 pF erhöht. Somit ist die mehr als doppelt so hohe Abweichung zwischen Simulation und Realität nicht nur eine Ursache der erhöhten Unsicherheit der Simulation in diesem Frequenzbereich, sondern auch der höheren Kapazitätsänderung zuzuschreiben.

Werden die Ergebnisse der Simulation mit der Messung bei einer vorgeschalteten Induktivität von 25 μH verglichen (Bild 4.10), zeichnen sich größere Differenzen ab. Die Simulation gibt die Resonanzstelle bei 1,92 MHz an, während die Messung die Resonanzstelle bei knapp 2,3 MHz wiedergibt. Hier zeigt sich, dass die Simulation mit höher werdender Frequenz immer ungenauer wird. Trotzdem ist das Simulationsmodell ausreichend genau um grobe Richtwerte für die Induktivitäten zu erhalten. Für einen Frequenzbereich von 0 MHz bis 2 MHz wird die höchste

Empfindlichkeit sowohl bei der Simulation als auch bei der Messung mit einem Induktivitätswert von $50\ \mu\text{H}$ erreicht.

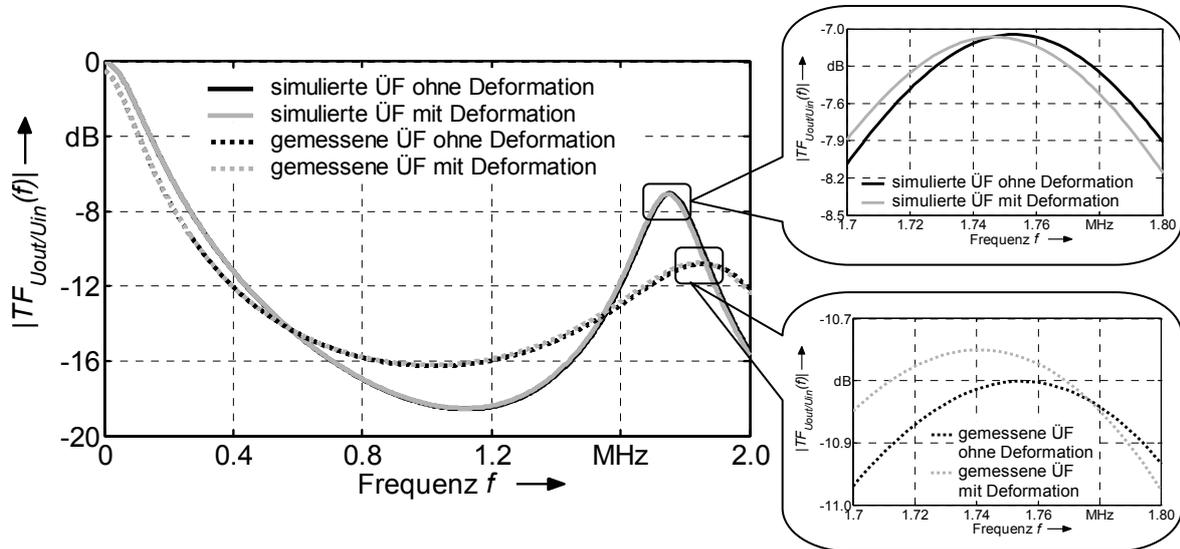


Bild 4.9:
Überprüfung der Simulationsergebnisse anhand gemessener ÜF's mit einer Zusatzinduktivität von $50\ \mu\text{H}$ am Eingang der Wicklung

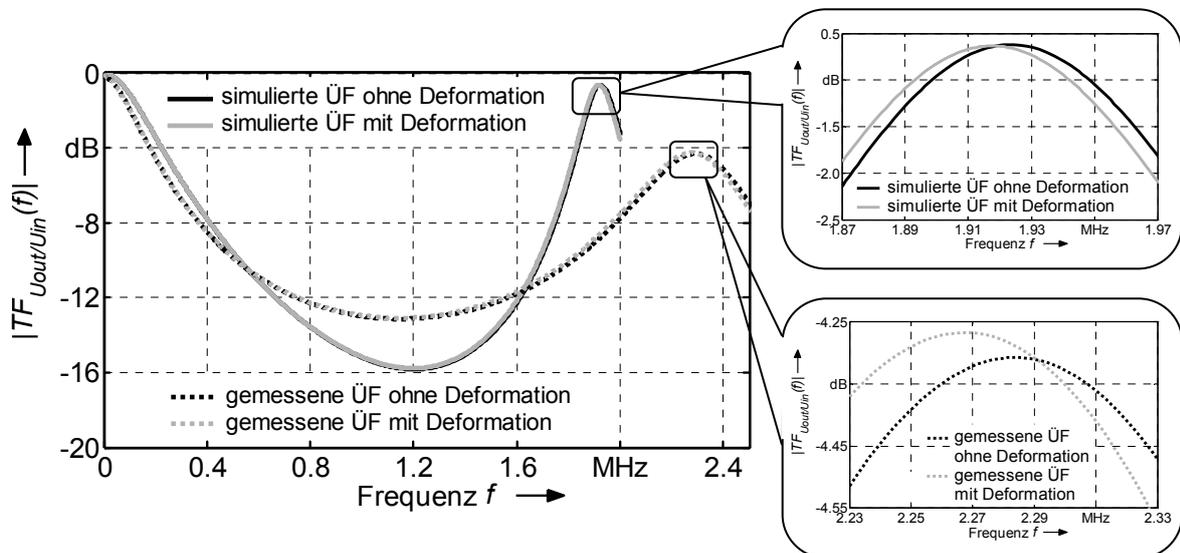
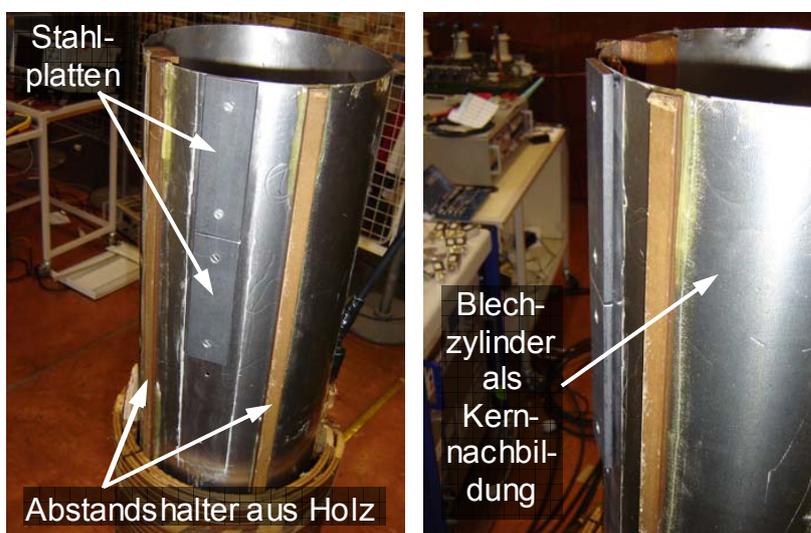


Bild 4.10:
Überprüfung der Simulationsergebnisse anhand gemessener ÜF's mit einer Zusatzinduktivität von $25\ \mu\text{H}$ am Eingang der Wicklung

4.3 Experimentelle Untersuchungen

4.3.1 Messaufbau, Anschlusstechnik und Messmethode

Eine Deformation der Wicklung würde ihre unmittelbare Zerstörung nach sich ziehen und weiterführende Untersuchungen wären an dieser Wicklung nicht mehr möglich. Deshalb wird der Umstand ausgenutzt, dass sich in erster Linie die Erdkapazitäten ändern. Auf der Kernnachbildung können insgesamt 3 Stahlplatten mit Maßen 100 x 50 x 4 mm angeschraubt werden, die den Abstand zwischen Kern und der US-Wicklung in diesem Abschnitt verringern (Bild 4.11).



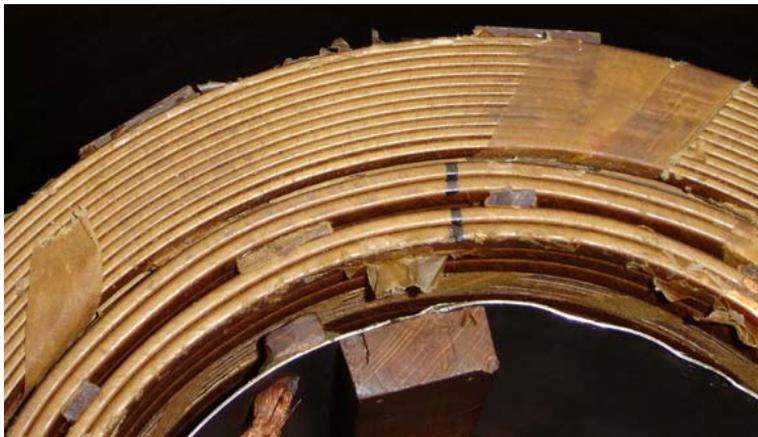
*Bild 4.11:
Nachbildung der Deformation am Kern am Beispiel des Deformationsgrades 2*

Mit diesen Stahlplatten können 4 Deformationsgrade simuliert werden:

- Deformationsgrad 0 (Referenz): Keine Stahlplatte am Kern angeschraubt.
- Deformationsgrad 1: 1 Stahlplatte am Kern angeschraubt.
- Deformationsgrad 2: 2 Stahlplatten am Kern angeschraubt.
- Deformationsgrad 3: 3 Stahlplatten am Kern angeschraubt.

Aufgrund der Tatsache, dass sich eine Stahlplatte über 3 Windungen erstreckt und die Abstandsreduzierung zwischen Wicklung und Kern nicht wie zunächst in Kapitel 4.2.1 angenommen über ein Dreieck approximiert werden kann, führt das zu einer größeren Erdkapazitätsänderung als zunächst angenommen. Ein Nachteil dieser Deformationsnachahmung ist, dass sich ausschließlich die Erdkapazitäten ändern. Die Koppelkapazitäten, die sich zwischen US- und OS-Wicklung bilden bleiben dabei unverändert. Eine weitere Möglichkeit eine Veränderung des mechanischen Aufbaus zu erzeugen ist der, dass die Kernnachbildung aus ihrer zentrischen Position weg und hin zur Wicklung bewegt wird.

Bei der Deformationsnachbildung muss der den Kern darstellende Blechzylinder immer wieder aus der US-Wicklung herausgehoben werden. Beim anschließenden Einfügen des Kerns in die Wicklung können sich jedoch Positionsunterschiede ergeben, die einen erheblichen Einfluss auf den Frequenzgang des Wicklungspaketes haben können. Vier Abstandshalter aus Holz, die jeweils um 90° versetzt an der Kernnachbildung angebracht sind, verhindern eine radiale Verschiebung des Kerns. Mit einer Markierung am Kern und an der Wicklung lässt sich zudem eine Verdrehung des Kerns in der Wicklung vermeiden (Bild 4.12).



*Bild 4.12:
Positionsmarkierungen für
den Kern*

Ein weiteres Problem bei der Herausnahme und Wiedereinbringung des Kerns besteht darin, dass die US-Wicklungsanschlüsse immer wieder von der Messanschlussleiste entfernt und angeschlossen werden müssen. Insbesondere beim Anschluss des unteren Endes der Wicklung ergeben sich dadurch Positionsänderungen der Leitung, die zu nichtreproduzierbaren Messergebnissen führen können. Deshalb sind die Anschlussleitungen der US-Wicklung wie die Messleitungen als geschirmte Koaxialleiter ausgeführt. An der Messanschlussleiste können dann die Signale der Wicklung abgegriffen werden. Zudem besteht an der Messanschlussleiste die Möglichkeit das/die externe(n) Netzwerk(e) anzubringen. Es ergibt sich demzufolge am Beispiel der freistehenden US-Wicklung der Messaufbau nach Bild 4.13.

Zur Bestimmung der ÜF wird die Sweep-Methode angewendet, weil sie in der Lage ist bis zu 3 MHz zuverlässig und sensibel die ÜF aufzuzeichnen. Zur Vermeidung von Reflektionen wird als Eingangsimpedanz der Wellenwiderstand der Messleitungen gewählt. Die Aufzeichnung des Frequenzganges findet mit einem linearen Sweep und einer Auflösung von 1601 Punkten im Bereich von 20 Hz bis 3 MHz statt. Der Frequenzbereich wird deshalb so hoch gewählt, weil die Wick-

lungen nicht wie sonst üblich in Öl stehen. Dadurch erniedrigen sich die Kapazitäten um den Faktor $\sqrt{\varepsilon_{r,\text{Öl}}} \approx 1,5$ und die Resonanzfrequenzen wandern in den höherfrequenten Bereich [Christian, 2001]. Zur Verifizierung der gewonnenen Messergebnisse wird nach jeder Messsequenz die Messung ohne Deformation (Referenzmessung) wiederholt. Hierbei zeigte sich, dass die Referenzkurven, welche vor und nach einer Messsequenz bestimmt worden sind, eine sehr hohe Deckungsgleichheit besitzen. Sämtliche Veränderungen im Kurvenverlauf der gemessenen ÜF sind daher der mechanischen Veränderung des Wicklungsaufbaus zuzuschreiben.

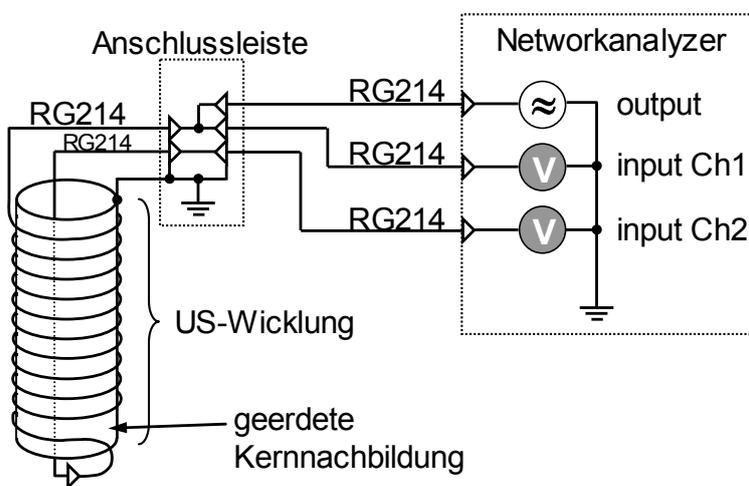


Bild 4.13:
Messaufbau für die experimentelle Untersuchungen am Beispiel der freistehenden US-Wicklung

4.3.2 Untersuchungen an der freistehenden US-Wicklung

Die Analyse der Empfindlichkeitssteigerung erfolgt mit einer Induktivität von 25 μH . Die daraus resultierende Resonanzstelle liegt zwar bei 2,3 MHz, es ist jedoch zu berücksichtigen, dass für die Messung das Öl als Dielektrikum fehlt. Somit ist sowohl die Resonanzstelle als auch die von der Deformation herrührende Resonanzfrequenzverschiebung um den Faktor 1,5 zu reduzieren. Das Empfindlichkeitsverhalten bei einer zweiten, ausgangsseitig zugeschalteten Induktivität, wird mit den Werten 10 μH und 100 μH untersucht. Als Prüfschaltung wird der aus Bild 4.13 bekannte Messaufbau herangezogen.

Wie schon Bild 4.3 b) zeigt, weist die Unterspannungswicklung kein Resonanzverhalten bis 3 MHz auf. Daher ist eine Veränderung des elektrischen Netzwerkes der Wicklung am Verlauf der ÜF praktisch nicht zu erkennen. Bild 4.14 a) zeigt, dass sich die Dämpfung minimal mit der Erhöhung des Deformationsgrades ändert, jedoch sind nach Christian [Christian, 2001] Dämpfungsänderungen schwie-

rig zu interpretieren. Des Weiteren ist kein eindeutiger Trend in dem Kurvenverläufen zu erkennen. Demzufolge sind anhand dieser Kurven kaum Rückschlüsse auf den Wicklungszustand möglich.

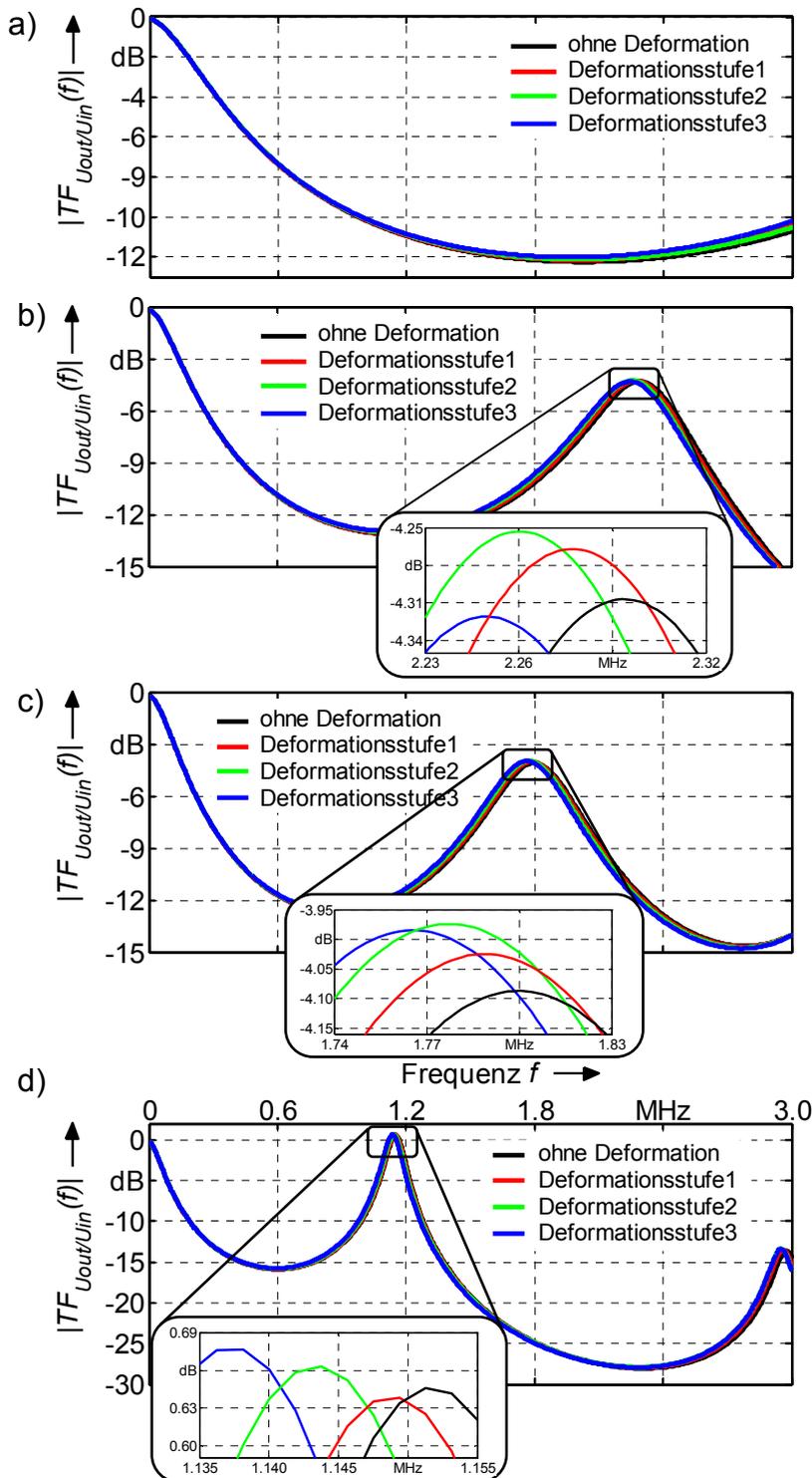


Bild 4.14:
Empfindlichkeitsanalyse
des externen Netzwerkes
an der freistehenden US-
Wicklung anhand ver-
schiedener Deformations-
grade

- a) ohne zusätzliche In-
duktivität
- b) mit einer zusätzlichen
Induktivität ($25 \mu\text{H}$) am
Eingang der US-
Wicklung
- c) mit zusätzlichen Induk-
tivitäten am Eingang
($25 \mu\text{H}$) und am Aus-
gang ($10 \mu\text{H}$) der
Wicklung
- d) mit zusätzlichen Induk-
tivitäten am Eingang
($25 \mu\text{H}$) und am Aus-
gang ($100 \mu\text{H}$) der
Wicklung

Durch die Zunahme der Eingangsinduktivität von 25 μH zeichnet sich, wie schon eingangs erwähnt, eine Resonanzstelle bei 2,3 MHz ab. Diese verschiebt sich mit steigendem Deformationsgrad immer weiter nach links. Bei der Deformationsstufe 1 zeigt sich hierbei eine Verschiebung von 17 kHz, während die Verschiebung zwischen Deformationsstufe 2 und 3 nur noch 11,5 MHz beträgt. Es scheint also so zu sein, dass die Empfindlichkeit mit zunehmendem Deformationsgrad abnimmt. Beim Hinzufügen einer zweiten Induktivität mit 10 μH am Ausgang der Wicklung liegt die Resonanzstelle bei ca. 1,8 MHz, wobei die Güte etwas gesteigert werden konnte. Die Empfindlichkeit gegenüber Deformationen konnte jedoch nicht gesteigert werden. Es zeigt sich allerdings, dass nun die größte Verschiebung mit 12,5 kHz zwischen der Deformationsstufe 2 und 3 festgestellt wird. Bei der Deformationsstufe 1 beträgt sie hingegen nur 11 kHz.

Wird der Wert der zweiten Induktivität von 10 μH auf 100 μH gesteigert, steigert sich zwar die Güte der Resonanzstelle enorm, jedoch wird die Empfindlichkeit gegenüber Wicklungsdeformationen noch schlechter. Neben der Resonanzstelle bei 1,15 MHz zeigt sich eine weitere Resonanzstelle bei 2,9 MHz, die empfindlicher auf die Deformationen reagiert als die erste Resonanzstelle bei 1,15 MHz.

Durch die Entfernung der Stahlplatten am Kern kann der Ausgangszustand der Wicklung wiederhergestellt werden. Dieser Umstand erlaubt, dass die Referenzkurve zweimal aufgenommen werden kann: einmal vor und einmal nach den Deformationen. Damit kann die Reproduzierbarkeit der Messergebnisse überprüft werden. Diese Untersuchung zeigte, dass es zwischen den beiden Referenz-ÜF kein Unterschied gibt. Somit sind die Verschiebungen der Resonanzstellen eindeutig auf die Erdkapazitätsänderung der US-Wicklung zurückzuführen.

4.3.3 Untersuchungen am gesamten Wicklungspaket

Ausgangspunkt für diese Untersuchung sind die im vorherigen Kapitel durchgeführten Messungen an der US-Wicklung. Diese Wicklung wird mit einer OS-Wicklung zu einem Wicklungspaket erweitert. Zur besseren Realitätsnachbildung wird das Wicklungspaket in einen Rundkessel gestellt. Dadurch wird das elektrische Netzwerk und damit die Feldverhältnisse des Untersuchungsobjekts stark verändert, was dazu führt, dass die Ergebnisse aus Kapitel 4.3.2 nicht exakt übertragen werden können. Neben der besseren Realitätsnachbildung erlaubt die zusätzliche OS-Wicklung zudem eine größere Freiheit bei der Wahl der Prüfschal-

tung. Insgesamt sollen 3 Prüfschaltungen (Bild 4.15) näher betrachtet werden, an denen die Empfindlichkeit der zusätzlichen Induktivitäten bei unterschiedlichen Schaltkonstellationsmöglichkeiten untersucht werden soll.

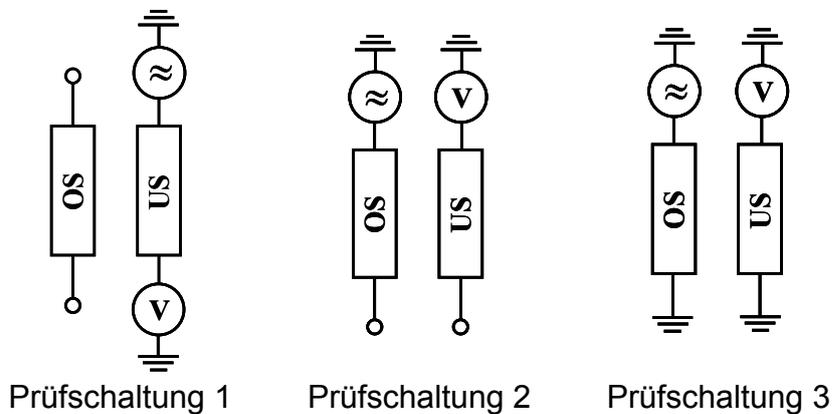


Bild 4.15:
Prüfschaltungen, die für die Empfindlichkeitsanalyse am Wicklungspaket herangezogen worden sind

Bild 4.16 a) zeigt, dass ohne zusätzliche Induktivitäten keine Veränderung des Frequenzganges bei der Prüfschaltung 1 feststellbar ist. Selbst wenn eine Induktivität am Eingang vorgeschaltet wird, bildet sich trotz Variation von $7,5 \mu\text{H}$ bis $25 \mu\text{H}$ vorerst keine neue Resonanzstelle aus. Erst mit der Hinzunahme einer zweiten, am Ausgang der Wicklung zugeschalteten Induktivität von $10 \mu\text{H}$, zeichnet sich eine Resonanzstelle bei ca. 2 MHz ab (Bild 4.16 c)). Je nach Deformationsgrad verschiebt sich diese Resonanzstelle nach links. Bei der Deformationsstufe 1 ergibt sich eine Verschiebung von $7,5 \text{ kHz}$ und zwischen den Deformationsstufen 2 und 3 wird eine Verschiebung von 10 kHz festgestellt. Demnach bewirkt eine zusätzliche Ausgangsinduktivität eine Sensibilisierung der ÜF gegenüber einer radialen Deformation in der Wicklungsmitte. Diese Vermutung wird mit Bild 4.16 e) bekräftigt: In diesem Fall ist nur eine Induktivität von $100 \mu\text{H}$ am Ausgang der Wicklung zugeschaltet. Während zwischen Referenz und der Deformationsstufe 1 keine wahrnehmbare Verschiebung der Resonanzstelle bei $2,65 \text{ MHz}$ festzustellen ist, verschiebt sich die Resonanzstelle zwischen den Deformationsstufen 2 und 3 um 13 kHz .

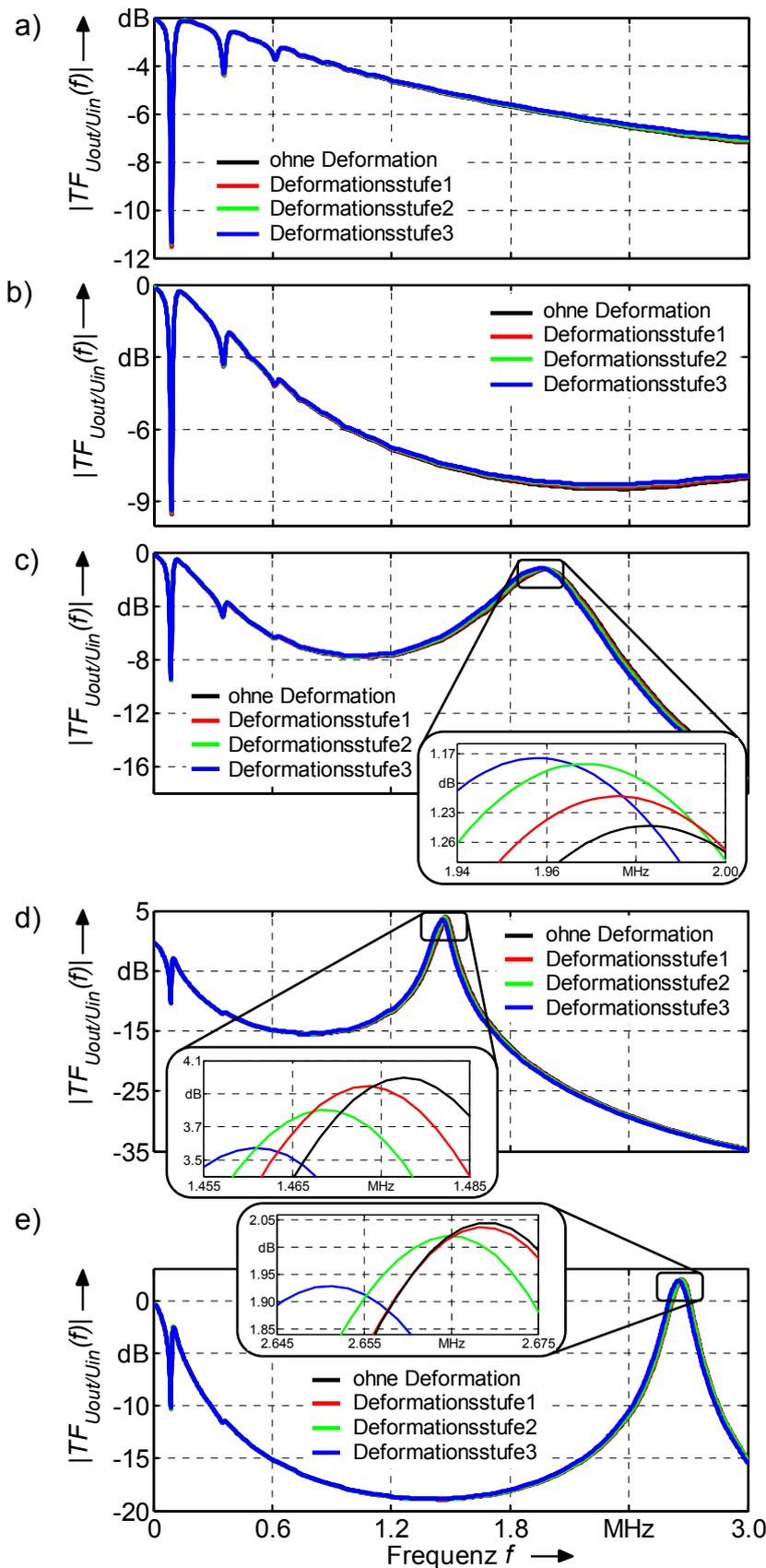


Bild 4.16:
Empfindlichkeitsanalyse
des externen Netzwerkes
am gesamten Wicklungspaket
anhand verschiedener Deformationsgrade
und der Prüfschaltung 1

- a) ohne zusätzliche Induktivität
- b) mit einer zusätzlichen Induktivität ($7,5 \mu\text{H}$) am Eingang der US-Wicklung
- c) mit zusätzlichen Induktivitäten am Eingang ($7,5 \mu\text{H}$) und am Ausgang ($10 \mu\text{H}$) der Wicklung
- d) mit zusätzlichen Induktivitäten am Eingang ($7,5 \mu\text{H}$) und am Ausgang ($100 \mu\text{H}$) der Wicklung
- e) mit einer zusätzlichen Induktivität ($100 \mu\text{H}$) am Ausgang der US-Wicklung

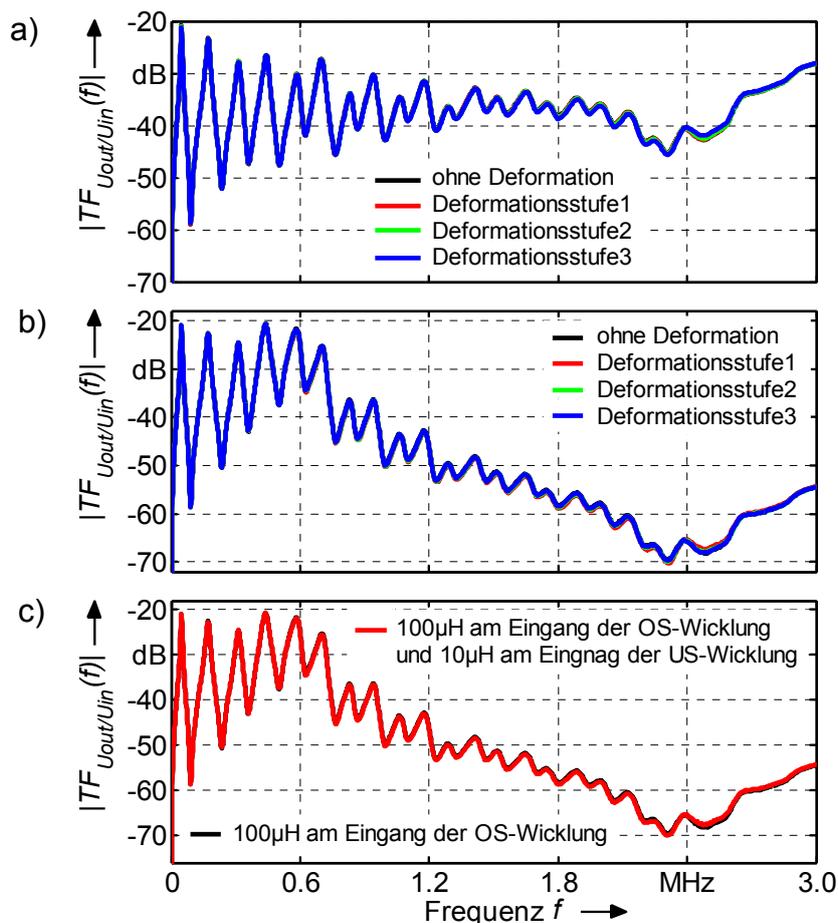


Bild 4.17:
Empfindlichkeitsanalyse
des externen Netzwerkes
am gesamten Wicklungspaket
anhand verschiedener Deformationsgrade
und der Prüfschaltung 2

- a) ohne zusätzliche Induktivität
b) mit einer zusätzlichen Induktivität ($100 \mu\text{H}$) am Eingang der OS-Wicklung
c) mit zusätzlichen Induktivitäten: bei Messung 1 am Eingang der OS-Wicklung ($100 \mu\text{H}$) und bei Messung 2 sowohl am Eingang der OS-Wicklung ($100 \mu\text{H}$) als auch am Eingang der US-Wicklung ($10 \mu\text{H}$)

Bei der Prüfschaltung 2 kann mit zusätzlichen Induktivitäten kein zusätzliches Resonanzverhalten im betrachteten Frequenzbereich erzwungen werden. Die Variation der Eingangsinduktivität reichte von $25 \mu\text{H}$ bis $440 \mu\text{H}$. Selbst die Hinzunahme einer Induktivität am Eingang der US-Wicklung führte zu keinem veränderten Kurvenverlauf (Bild 4.17). Mit steigenden Eingangsinduktivitäten wird nur ein anderes Dämpfungsverhalten der ÜF erreicht. Offensichtlich können die Induktivitäten bei dieser Prüfschaltung nicht in Resonanz mit den Kapazitäten treten. So kann bei dieser Prüfschaltung an diesem Wicklungspaket die nachgebildeten Deformationen nicht detektiert werden.

Bei der Prüfschaltung 3 sind die nachgebildeten Deformationen ohne zusätzliches Netzwerk nicht detektiert. Wird allerdings am Eingang eine Induktivität von $200 \mu\text{H}$ dazugeschaltet, ist eine zusätzliche Resonanzstelle bei $2,5 \text{ MHz}$ erkennbar. Diese verschiebt sich wie bei der Prüfschaltung 1 mit zunehmendem Deformationsgrad nach links. Die Verschiebung beträgt bei der ersten Deformationsstufe 13 kHz und zwischen der zweiten und der dritten Deformationsstufe 10 kHz . Bei einer zusätzlichen Ausgangsinduktivität von $10 \mu\text{H}$ bildet sich die zusätzliche Re-

sonanzstelle bei 1,39 MHz aus. Die Resonanzfrequenzverschiebung und damit auch die Empfindlichkeit gegenüber einer radialen Deformation ist deutlich geringer als bei der Untersuchung mit nur einer Induktivität am Eingang. Trotz der schlechteren Empfindlichkeit führt eine zweite Induktivität am Ausgang zum Verschwinden einer Nebenresonanzstelle bei 1,46 MHz (Bild 4.18c)).

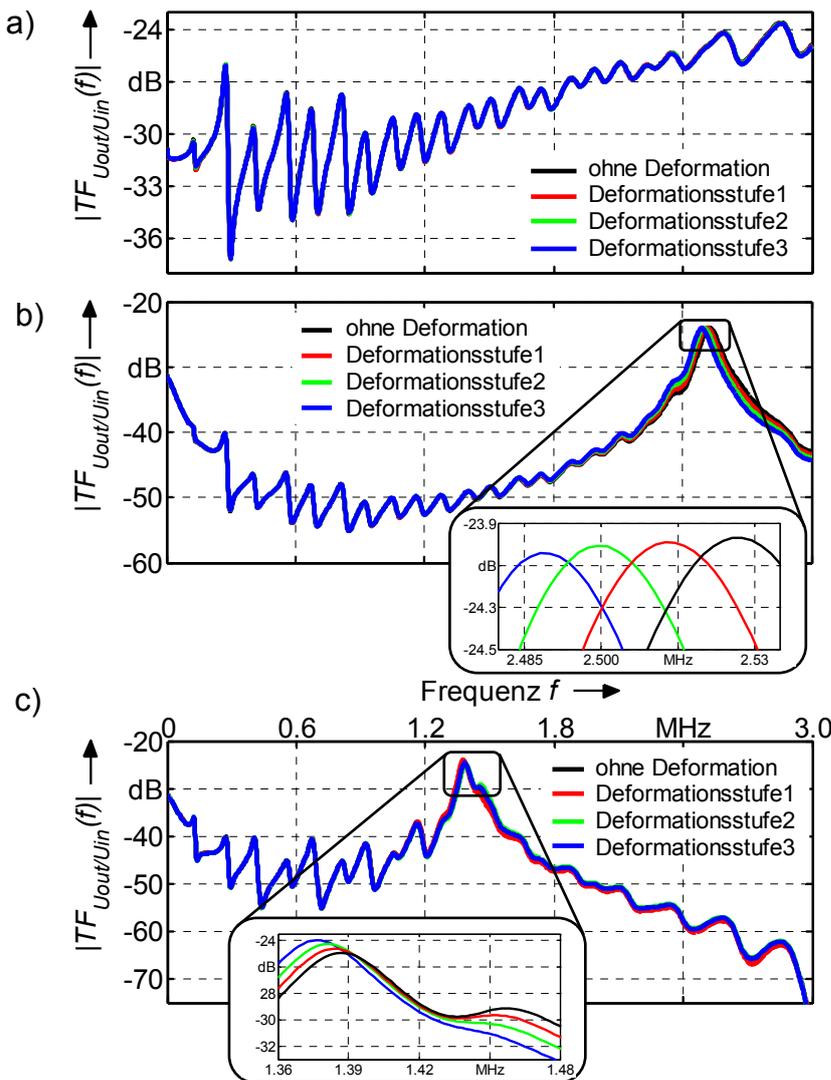


Bild 4.18:
Empfindlichkeitsanalyse
des externen Netzwerkes
am gesamten Wicklungspaket
anhand verschiedener Deformationsgrade
und der Prüfschaltung 3

a) ohne zusätzliche Induktivität

b) mit einer zusätzlichen Induktivität (200 μH) am Eingang der OS-Wicklung

c) mit zusätzlichen Induktivitäten am Eingang der OS-Wicklung (200 μH) am Eingang der US-Wicklung (10 μH)

4.3.4 Vergleich zu einer hochohmigen Messung

Christian untersuchte bereits in [Christian, 2001] die Empfindlichkeit der ÜF gegenüber radialen Deformationen. Bei dieser Untersuchung wurde ein Wicklungspaket herangezogen, das dem in diesem Kapitel vorgestellten Wicklungspaket identisch ist. Die Detektion der durchgeführten Deformationen erfolgte hierbei an einer „Hauptresonanzstelle“ bei ca. 1,5 MHz. Die Ursache dieser „Hauptresonanz-

stelle“ liegt dabei nicht am Netzwerk des Wicklungspaketes, sondern an den Leitungreflektionen aufgrund der hochohmigen Messung (vgl. Kapitel 3.1.3).

Für einen direkten ÜF-Vergleich zwischen der Empfindlichkeit einer hochohmigen Messung und einer 50- Ω - Messung mit zusätzlichen Induktivitäten, müssen die Messungen unter gleichen Bedingungen erfolgen. Deshalb wird die ÜF bei beiden Messmethoden für die in diesem Kapitel durchgeführten Deformationen neu ermittelt. Um gleiche Randbedingungen zu erhalten werden die Messungen mit 6 m langen RG214-Koaxialleitungen durchgeführt.

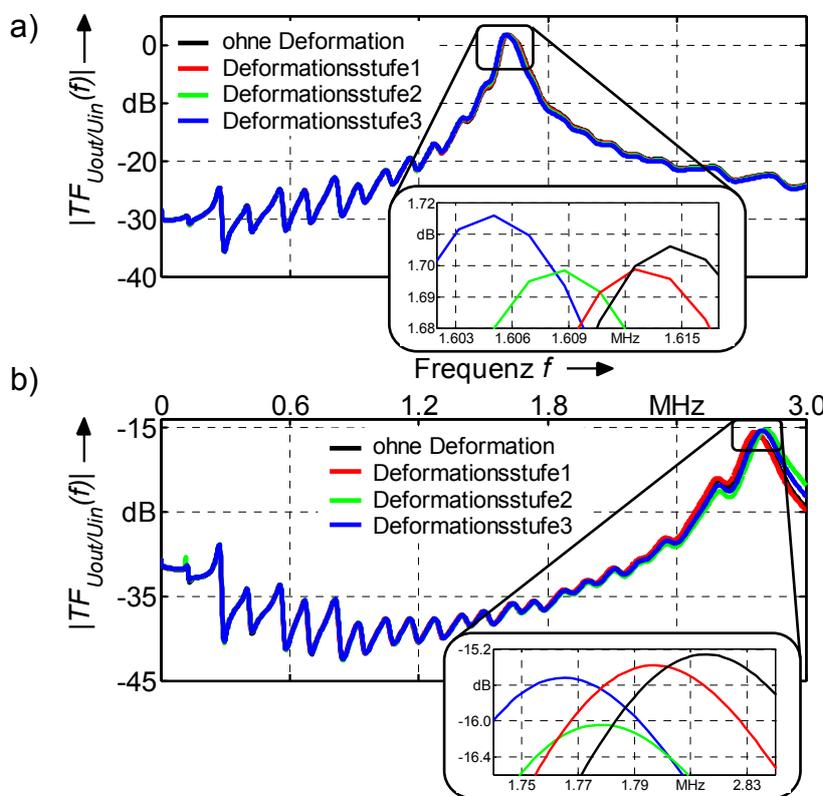


Bild 4.19:
ÜF-Untersuchung der
nachgebildeten Wick-
lungsdeformation mittels:

- a) einer hochohmigen
Messung
- b) dem hier vorgestellten
externen Netz-
werk und einer Lei-
tungsangepassten
Messung

Bild 4.19 zeigt, dass sich bei einem hochohmigen Abschluss am Messgerät eine Resonanzstelle bei 1,6 MHz bildet. Diese verschiebt sich mit steigendem Deformationsgrad nach links, wobei die Verschiebung bei der Deformationsstufe 1 ca. 2 kHz beträgt und zwischen den Deformationsstufen 2 und 3 eine Verschiebung von ca. 3,5 kHz festzustellen ist. Wird bei der 50- Ω -Messung eine Eingangsinduktivität von 25 μ H verwendet, ist im Vergleich zu der 50- Ω -Messung ohne Induktivität eine zusätzliche Resonanzstelle bei 2,8 MHz zu erkennen. Diese zusätzliche Resonanzstelle verschiebt sich bei der ersten Deformationsstufe um 18,5 kHz, während zwischen der zweiten und dritten Deformationsstufe nur noch eine Ver-

schiebung von 13,5 kHz wahrzunehmen ist. Die hohe Empfindlichkeit der ÜF mit der Eingangsinduktivität liegt einerseits sicherlich an der hohen Resonanzfrequenz, andererseits führt das kürzere Messkabel zu einer geringeren, zusätzlichen Erdkapazität als wie bei langen Messleitungen. Somit ist die relative Kapazitätsänderung, aufgrund der nachgebildeten Wicklungsdeformation, bei kürzeren Messleitungen höher als bei langen Messleitungen.

Geht man davon aus, dass eine annähernd lineare Transformation der Resonanzstelle bei 2,8 MHz nach 1,6 MHz möglich ist, würden sich die Resonanzfrequenzverschiebungen auch entsprechend verringern und nur noch im Bereich von 5 kHz bis 10 kHz liegen. Dennoch kann die ÜF, die leitungsangepasst und mit dem externen Netzwerk bestimmt worden ist, als empfindlicher angesehen werden, als die hochohmig gemessene ÜF.

4.4 Zusammenfassung

Mit einem externen Netzwerk können Resonanzstellen erzeugt oder Resonanzstellen, die in einem höheren Frequenzbereich liegen in den für die Betrachtung der ÜF relevanten Frequenzbereich transformiert werden. Dadurch ist man in der Lage, eine Sensitivitätssteigerung der ÜF zu erzielen, wie es auch die in diesem Kapitel dargestellten Untersuchungen zeigen.

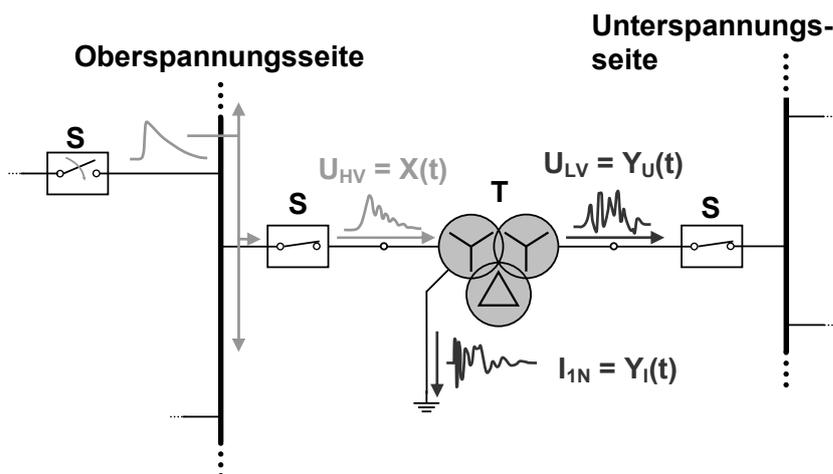
Bei der hier vorgestellten Wicklung haben sich bei den durchgeführten Untersuchungen zwei Prüfschaltungen als besonders effektiv erwiesen: Prüfschaltung 1 (PS 1) und Prüfschaltung 3 (PS 3). Bei PS 1 wird die übertragene Spannung vom Eingang zum Ausgang der Unterspannungswicklung bei offenen Enden der OS-Wicklung gemessen. Die besten Ergebnisse wurden hierbei bei der Messung mit einer Eingangsinduktivität von 7,5 μH und einer Ausgangsinduktivität von 10 μH erzielt. Mit PS 3 wird die übertragene Spannung vom Eingang der US- zum Eingang der OS-Wicklung bei geerdeten Ausgängen der Wicklungen untersucht. Das beste Ergebnis bei dieser Untersuchung wurde mit einer Eingangsinduktivität von 200 μH erzielt. Bei diesen Prüfschaltungen konnten Resonanzstellenverschiebungen von bis zu 18 kHz zwischen zwei Deformationsstufen erreicht werden. Bei der Prüfschaltung 2 konnte trotz des externen Netzwerkes keine zusätzliche Resonanzstelle erzwungen werden.

Die gemessenen Ergebnisse waren deutlich und gut interpretierbar und können an jeden Transformatortyp angepasst werden. Allerdings können der Aufbau und die optimalen Werte des externen Netzwerkes erst durch Simulation und empirischen Ermittlung gefunden werden. Dabei können die Ungenauigkeit der Simulation und der enorme Zeitaufwand der Untersuchungen, die für jeden Wicklungstypen gemacht werden müssen, große Probleme bereiten.

Große Wicklungen sind zur Beherrschung der Spannungsfestigkeit bei Blitzstoß im Eingangsbereich entweder verschachtelt oder besitzen einen Steuerleiter. Daher ist zunächst von einem veränderten Ersatzschaltbild im Eingangsbereich auszugehen. Aufgrund der Größe der Wicklung weisen zudem die Elemente des Ersatzschaltbildes auch andere Werte auf, als wie bei der in diesem Kapitel untersuchten Wicklung. Es ist daher davon auszugehen, dass bei großen Wicklungen die Werte des externen Netzwerkes angepasst werden müssen.

5 Bestimmung der ÜF aus Online Messungen

Die IFRA hat den Vorteil, dass für die Berechnung der ÜF nicht die Form des Anregungssignals maßgebend ist, sondern nur die Spektren von Anregungs- und Antwortsignal (siehe Kapitel 2). Daher ist es denkbar, das während des Betriebs des Transformators transiente Wanderwellen, die infolge von Schalthandlungen oder Gewitterüberspannungen entstehen, erfasst und für die Berechnung der ÜF herangezogen werden können [Malewski, 1988], [Leibfried, 1996]. Im Vergleich zu den offline Messungen hat solch eine online Messung den Vorteil, dass der Messaufbau aufgrund der stationären Installation keinen negativen Einfluss auf die Reproduzierbarkeit der FRA haben kann. Allerdings wird bei der online FRA nicht nur das elektrische Netzwerk des Transformators erfasst, sondern auch das Netzwerk der am Transformator angeschlossenen Umspannanlage [Leibfried, 1996].



$$\ddot{U}F = \frac{\hat{\mathcal{F}}[Y_U(t)]}{\hat{\mathcal{F}}[X_U(t)]} \quad \text{bzw.} \quad \ddot{U}F = \frac{\hat{\mathcal{F}}[Y_I(t)]}{\hat{\mathcal{F}}[X_U(t)]}$$

Bild 5.1:
Ausnutzung der transienten Wanderwellen für die Bestimmung der ÜF

5.1 Erfassung der transienten Wanderwellen

5.1.1 Die eingebaute Sensorik

Bereits im Jahre 1996 wurde in Kooperation mit der EnBW AG an einem 350-MVA-Netzkuppelumspanner eine umfangreiche Sensorik installiert, die eine Erfassung der stochastisch auftretenden, d.h. durch betriebsbedingte Schalthandlungen im Energieversorgungsnetz, verursachten, transienten Wanderwellen erlauben

[Leibfried, 1996]. An die Sensorik wurde hierbei eine hohe Anforderung gestellt: Sie darf den Betrieb des Transformators nicht beeinträchtigen, muss eine hohe Lebensdauer aufweisen und möglichst wartungsfrei sein. Für die Erfassung der jeweiligen Leiterströme kommt eine toroidale Rogowskispule ohne Ferritkern zum Einsatz, die im Durchführungsdom untergebracht ist (Bild 5.2a)). Sie besteht aus verleimtem Schichtholz als Wicklungsträger, den Wicklungen selbst und einem längsgeschlitzten Kupfermantel, der eine elektromagnetische Einkopplung unterbinden soll. Mehrere Papierlagen zwischen der Wicklung und dem Kupfermantel isolieren die Spulen, während die Papierisolation des Kupfermantels eine vorzeitige Ölalterung vermeiden soll. Die so eingebauten Rogowskispulen können Ströme mit einer Amplitude von mehreren 100 A in eine entsprechende Spannung umsetzen und weisen für den Frequenzbereich von 30 kHz bis 2 MHz ein lineares Übersetzungsverhältnis auf.

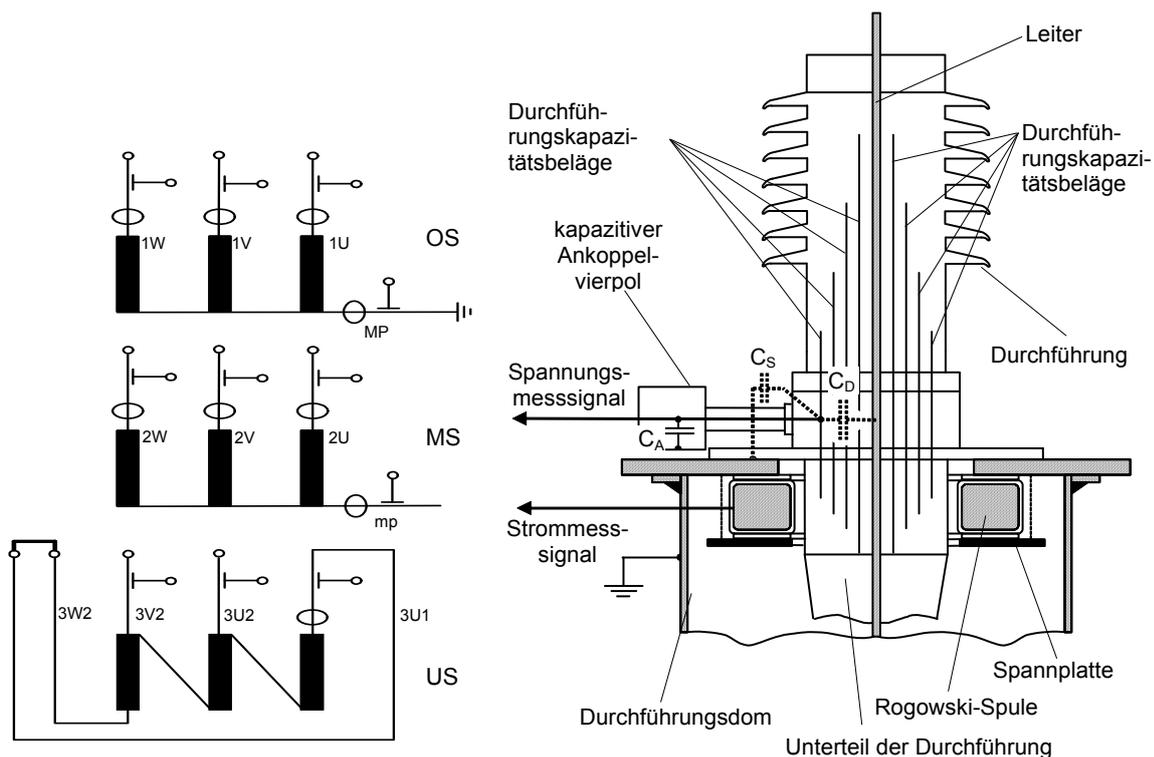


Bild 5.2: a) *Prinzipschaltbild des 350-MVA-Netz-kuppeltransformator*
Spannungssensor ($\text{---}0$)
Stromsensor ($\text{---}\text{---}$)
 b) *Schematische Darstellung der installierten Sensorik*

Die Spannung wird mit einem Ankoppelvierpol, der am Messabgriff der Durchführung angeschraubt wird, erfasst (Bild 5.2b)). Der Ankoppelvierpol besteht neben

der Funkenstrecke, die den Vierpol vor einer unzulässig hohen Spannung schützen soll, nur aus der Ankoppelkapazität C_A . Zusammen mit der Durchführungs-kapazität C_D ergibt sich damit ein kapazitiver Spannungsteiler. Unter der Voraussetzung, dass $C_S \ll C_A$ ist, kann das Übersetzungsverhältnis mit $\ddot{u} \approx C_D / C_A$ angegeben werden. Die Ankoppelkapazität sollte hierbei eine zulässige Spannungsteilheit von ca. 1,5 kV/ μ s besitzen, damit sie bei der Trafoendprüfung der vollen Blitzstoßspannung standhält. Aus Gründen der Linearität und damit den geringeren parasitären Effekten, sind für den Ankoppelvierpol Folienkondensatoren verwendet worden.

Das Übersetzungsverhältnis des Ankoppelvierpols beträgt ca. 1/1350. Somit erfolgt die Signalübertragung vom Sensor zum Transientenrekorder, der im nahe gelegenen Betriebsgebäude untergebracht ist, mit einem relativ hohen Spannungspegel. Am Transientenrekorder wird mit einem zweiten Spannungsteiler das Signal auf den Eingangspegel des Transientenrekorder angepasst. Somit werden die Auswirkungen der Störeinkopplungen, die sich zwangsweise bei einer langen Signalübertragung ergeben, verringert.

5.1.2 Anforderungen an das Messsystem

Anders als bei offline FRA muss das Messsystem für die Datenaufzeichnung der quasi stochastisch auftretenden, transienten Wanderwellen für die online FRA dauerhaft in Betrieb sein. Das erfordert eine automatische Triggerung und Speicherung der Messsignale. Um Teilvorgänge mit aufzeichnen zu können (Kapitel 5.1.3), sollte die Aufzeichnungsdauer hierbei min. 10 – 20 ms betragen. Die bisherige Lösung sah einen Transientenrekorder vor, der die Daten mit einer Auflösung von 10 bit und einer Samplerate von 10 MS/s in einen schnellen Ringspeicher geschrieben und anschließend über einen Parallel-Port zu einem PC übertragen und archiviert hat. Dieses Aufzeichnungssystem war hinsichtlich der Datenübertragungszeit zum PC langsam und es wurden verschiedene Hardwareausfälle verzeichnet. Aus diesem Grund erfolgte eine Umstellung auf ein neueres Messsystem. Dieses besteht aus einem Industrie-PC und einer PCI-Einschubkarte, welche die transienten Vorgänge aufzeichnet. Die Samplerate und die Speichertiefe blieben im Vergleich zum alten System gleich, während die Auflösung auf 14 bit gesteigert werden konnte. Nach Kapitel 2.2.4 sind diese Werte ausreichend, um aus den transienten Wanderwellen eine Frequenzganganalyse bis in den MHz-Bereich durchführen zu können. Zur Erweiterung der Kanalanzahl können mehrere Ein-

schubkarten in den PC eingebaut werden. Diese Karten können mit 4 geschirmten HF-Kabeln zur Synchronisation und Triggerung miteinander verbunden werden.

Ein vorgeschalteter, passiver Spannungsteiler passt den hohen Spannungspegel der Signalübertragung an den Eingangsspannungsbereich des Transientenrekorders an. Zudem ist in dem Spannungsteiler ein Tiefpassfilter integriert um den Aliasing-Effekt zu unterbinden. Der Tiefpassfilter ist hierbei so ausgelegt, dass die 3 dB Grenzfrequenz bei 2,5 MHz und die Sperrdämpfung von -86 dB bei 6,5 MHz erreicht werden. Die Überschreitung der Nyquistfrequenz für die Sperrdämpfung ist hierbei zulässig, weil sich die Spektren des abgetasteten Signals erst bei 3,5 MHz überlappen werden und die Auswertung der Signale immer unterhalb von 3 MHz erfolgen wird (Bild 5.3). Diese Anforderung ist mit einem passiven Filter 10. Ordnung realisierbar.

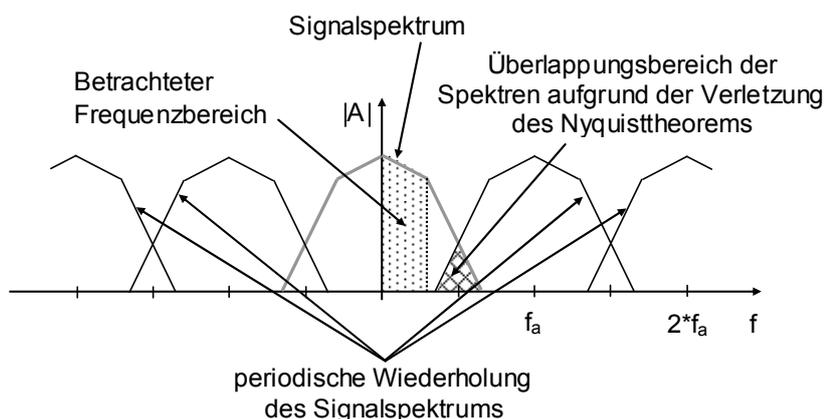


Bild 5.3: Spektrum eines mit Dirac-Impulsen abgetasteten und tiefpassgefilterten Signals, wobei die Sperrdämpfung des Tiefpassfilters 30% über der Nyquistfrequenz liegt

5.1.3 Signalaufzeichnung transienter Wanderwellen

Die Signalaufzeichnung erfolgt durch eine bipolare Schwellwerttriggerung, bei der ein Signal einen bestimmten positiven oder negativen Spannungspegel überschreiten muss. Als Triggersignal dient der Sternpunktstrom, denn sämtliche Asymmetrien in einem Dreiphasensystem, wie sie von transienten Wanderwellen kurzzeitig verursacht werden können, machen sich am Sternpunkt entweder durch Potentialanhebung bei isoliertem Sternpunkt oder durch Ausgleichsströme bei geerdetem Sternpunkt bemerkbar. Die 50-Hz-Komponente der Spannung wird aufgrund der Übertragungscharakteristik des kapazitiven Ankoppelvierpols um mehr

als 30 dB gedämpft. Damit erreicht man eine bessere Aussteuerung des transienten Vorgangs und somit eine Erhöhung des SNRs (vgl. Kapitel 2.2.9.2).

Transiente Wanderwellen, die von Schalthandlungen im Energienetzsystem hervorgerufen werden, erzeugen aufgrund von Reflexionen und Wiederezündungen von Lichtbögen in der Regel eine Folge von Teilvorgängen. Zudem wird bei diesen Vorgängen der Schwingkreis des Versorgungsnetzes, welches aus Längsinduktivitäten und Erdkapazitäten besteht, angeregt, so dass die Teilvorgänge an den Klemmen des Transformators stark oszillieren. Bei einer langen Signalaufzeichnung, wie es in Bild 5.4 dargestellt ist, erscheinen diese Teilvorgänge wie Peaks, weswegen sie im Folgenden auch so benannt werden.

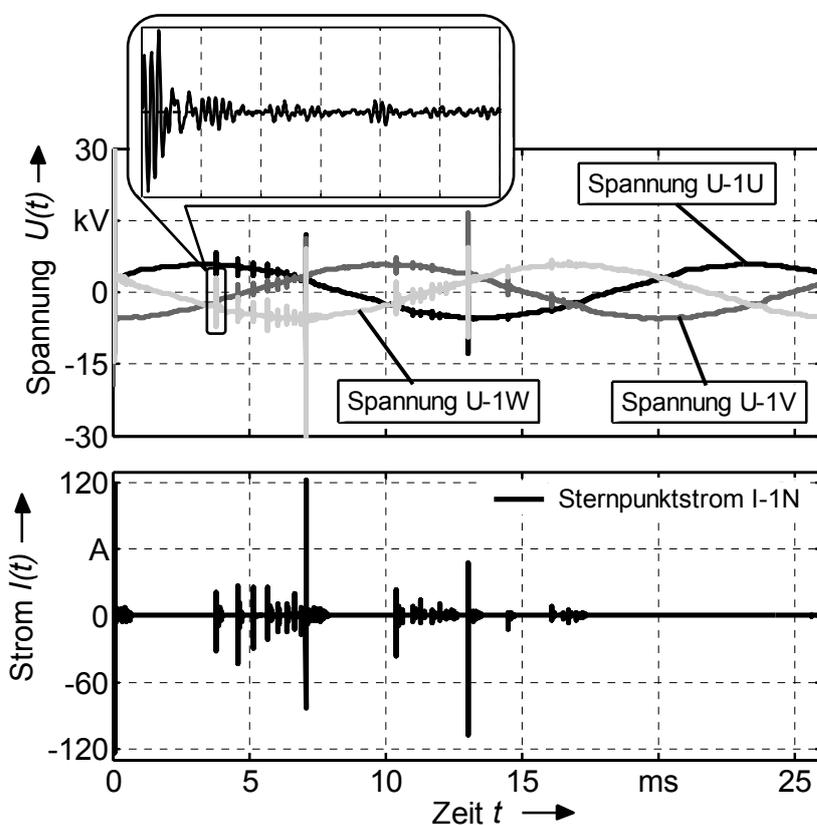


Bild 5.4:
Aufgezeichneter transien-
ter Vorgang mit
gezoomten Peak.

5.2 Einflussfaktoren auf die transienten Wanderwellen

Bei der Zustandsbewertung des Aktivteils eines Transformators müssen die zu vergleichenden Frequenzgänge unter identischen Randbedingungen aufgenommen worden sein. Allerdings können bei der Ermittlung der ÜF aus stochastisch, auftretenden transienten Wanderwellen auf Parameter wie z.B. Stufenschalterstel-

lung oder Netzkonfiguration der Umspannanlage kaum Einfluss genommen werden. Es ist daher zunächst zu klären, welche Einflussparameter bei der Bestimmung der ÜF beachtet werden müssen. Welchen Einfluss die Stufenschalterstellung und die Wicklungstemperatur auf die ÜF generell haben, wurde bereits in Kapitel 3.3.2 geklärt und ist auch bei der Bestimmung der ÜF aus Online-Messdaten zu beachten.

5.2.1 Der Ableiter

Um den Transformator vor Überspannungen, die durch Netzfehler, Schalthandlungen oder Blitzeinschläge hervorgerufen werden, zu schützen, werden MO-Ableiter (**M**etal**l**ox**i**d-**A**bleiter) zwischen den Hochspannungsleitungen und Erde eingesetzt. Wie bei der inneren ZnO-Varistor-Beschaltung eines Transformators, weisen MO-Ableiter eine extrem nichtlineare Spannungs-Strom-Kennlinie auf. Bild 5.5 zeigt im logarithmischen Maßstab den typischen Verlauf einer solchen Kennlinie.

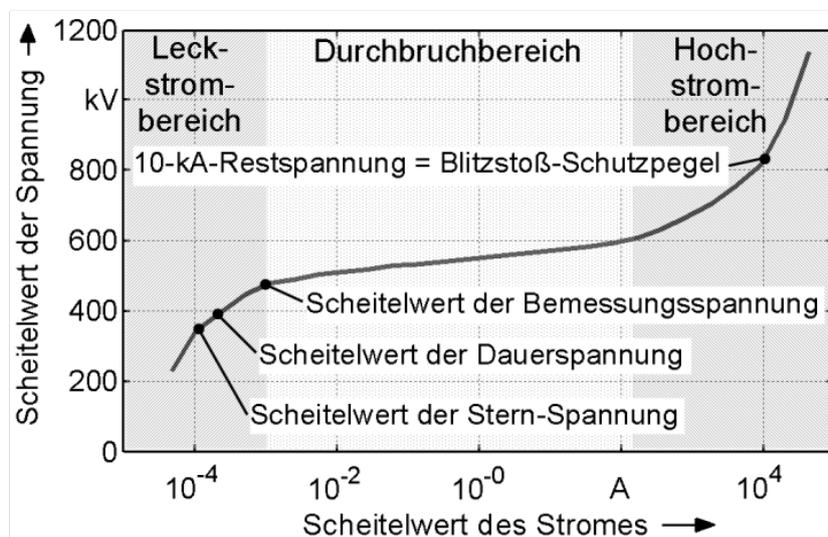


Bild 5.5:
U-I-Kennlinie eines MO-Ableiters mit Bereichsunterteilung

Die Kennlinie lässt sich hierbei in 3 Bereiche Unterteilen [Klein, 2004]:

Leckstrombereich:

Der MO-Ableiter verhält sich wie ein hochohmiger Widerstand und sein Nichtlinearitätsfaktor α beträgt 1 ($I = k \cdot U^\alpha$)

Durchbruchbereich:

In diesem Bereich wechselt der MO-Ableiter seine elektrischen Eigenschaften. Geringfügige Spannungserhöhungen führen zu einem erheblichen Anstieg des

Stromes. Der Bereich ist durch seine extreme Nichtlinearität gekennzeichnet, wobei der Nichtlinearitätsfaktor α hierbei Werte zwischen 30 und 70 annehmen kann.

Hochstrombereich:

Der MO-Ableiter zeigt ein ohmsches Verhalten und sein Nichtlinearitätsfaktor α beträgt wieder 1

Die Kennwerte und Anforderungen eines Ableiters sind in der IEC 60099-4 und IEC60099-5 festgehalten [IEC 60099-4, 2006], [IEC60099-5, 2006]. Neben Schutzpegel, Leitungsentladungsklasse und Nenn-Ableitstoßstrom bestimmen auch die Dauer- und Bemessungsspannung die Auslegung von Ableitern. Die Dauerspannung ist hierbei die höchste zulässige Spannung, die dauerhaft an dem Ableiter anliegen darf. Laut IEC 60099-5 [IEC 60099-5, 2006] muss die Dauerspannung mindestens um 5 % höher liegen als die höchste dauernd anliegende Sternspannung. Solange es die geforderten Schutzpegel zulassen, wird aus Gründen der Stabilität für den Ableiter meist eine höhere als die mindest geforderte Dauerspannung gewählt. Die Bemessungsspannung ist der Wert einer zeitweiligen Überspannung, die direkt nach einer Energieeinbringung in den Ableiter auftreten darf, damit dieser thermisch stabil bleibt. Die genaue Berechnung der Bemessungsspannung ist in der IEC 60099-4 [IEC 60099-4, 2006] festgehalten. Laut Hinrichsen [Hinrichsen, 2000] besteht zwischen der Bemessungsspannung U_r und der Dauerspannung U_c fast ausnahmslos folgender Bezug

$$U_r = 1,25 \cdot U_c \quad (5.1)$$

Dieser Bezug folgt keinen unmittelbaren physikalischen Gründen und ist empirisch ermittelt worden.

Die Bemessungsspannung kennzeichnet auch den Punkt, bei dem die Kennlinie in den Durchbruchbereich übergeht [Hinrichsen, 2000]. Am Beispiel eines 420-KV-Netzes und einer Dauerspannung, die um knapp 10 % über der Sternspannung liegt, würde der Scheitelwert der Bemessungsspannung rund 470 kV betragen (der Scheitelwert der dauernd anliegenden Sternspannung beträgt 343 kV). Geht man davon aus, dass der lineare Bereich bei der Bemessungsspannung aufhört, liegen Überspannungen von 50 kV bis 100 kV im linearen Bereich der MO-Ableiter-Kennlinie.

5.2.2 Transformatoren mit inneren Varistoren

Wie in Kapitel 2 schon erläutert, gibt es Transformatoren, die zum Schutz der Regelwicklung mit Varistoren bestückt sind. Wird die ÜF durch offline Messungen bestimmt, verhalten sich die Varistoren wie hochohmige Widerstände und müssen nicht weiter beachtet werden. Bei der Bestimmung der ÜF mittels online Messdaten werden gezielt die stochastisch auftretenden, transienten Wanderwellen herangezogen, die auf der betriebsfrequenten Spannung aufmoduliert sind. Knorr beschreibt in [Knorr, 1985], dass die durch Schalthandlungen hervorgerufenen oszillierenden Überspannungspegel in der Regel geringer sind als der äußere Ableiterschutzpegel. Dennoch können kritische Spannungsbeanspruchungen innerhalb der Wicklung entstehen, wenn eine Wicklungsresonanzstelle mit der Oszillationsfrequenz zusammenfällt. In dem Fall würden die Varistoren von dem hochohmigen Zustand in den niederohmigen Zustand wechseln und der Transformator könnte demzufolge nicht mehr als lineares Netzwerk betrachtet werden.

Ähnlich wie beim Ableiter muss bei der Betriebsspannung ein stabiler Betrieb des Varistors gewährleistet sein. Deshalb muss ein gewisser Spannungssicherheitsabstand zum Durchbruchbereich eingehalten werden. Die allermeisten Peaks weisen nach der Statistik in Kapitel 5.2.3 einen Spannungswert von kleiner 30 kV auf. Bei diesen Werten ist jedoch noch nicht mit einem nichtlinearen Verhalten zu rechnen, selbst wenn die Peaks auf dem Scheitelwert der 50-Hz-Spannung liegen sollten. Bild 5.7 bestätigt diese Aussage, bei der ÜF's eines mit Varistoren bestückten Transformators verglichen werden. Hier wurden zwei Peaks mit einer Spannungsamplitude von ca. 7 kV und ca. 15 kV und einem zeitlichen Abstand von ca. 10 ms in einer Signalaufzeichnung festgestellt (Bild 5.6).

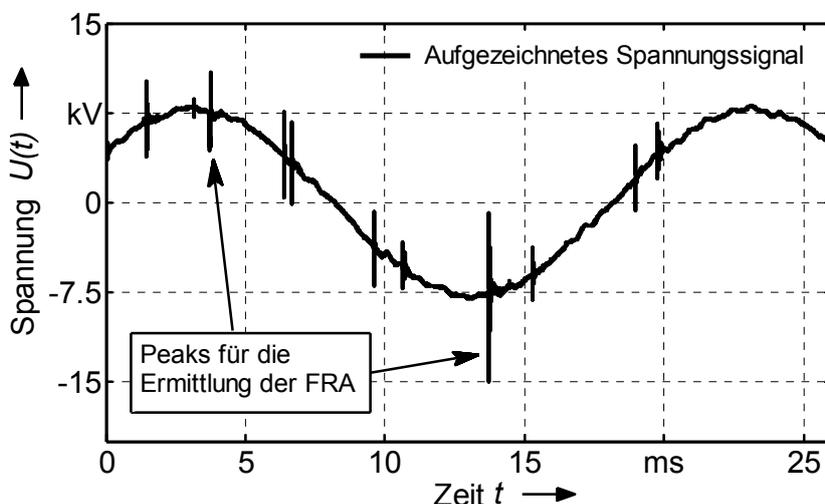


Bild 5.6:
Position der für die ÜF-
Betrachtung herangezogenen Peaks

Da die Peaks ca. 500 μs nach dem Scheitelpunkt auftreten, ist in beiden Fällen die gleiche Grundspannungsbeanspruchung zwischen den Wicklungssegmenten gegeben. Falls der Transformator aufgrund der Peaks nicht mehr als lineares Netzwerk betrachtet werden kann, muss sich das unter diesen Voraussetzungen deutlich an einer veränderten Systemübertragungsfunktion zeigen. Bei beiden Peak sind jeweils die $\ddot{U}F$ des Sternpunktstromes ermittelt und miteinander verglichen worden. Der Vergleich der beiden $\ddot{U}F$'s mit den dazugehörigen Toleranzbändern (vgl. Kap. 0) in Bild 5.7 zeigen hierbei eine sehr gute Übereinstimmung, sodass davon auszugehen ist, dass der Transformator immer noch als lineares Netzwerk betrachtet werden kann.

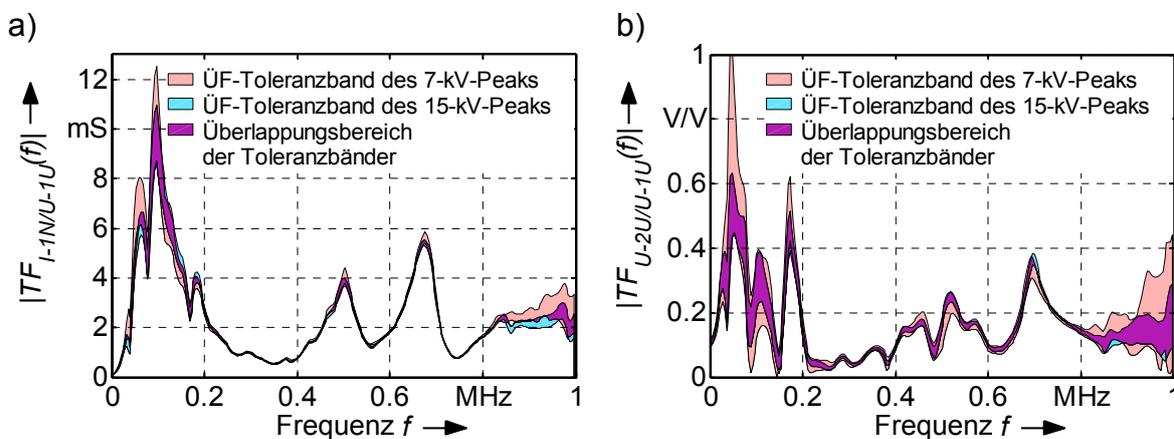


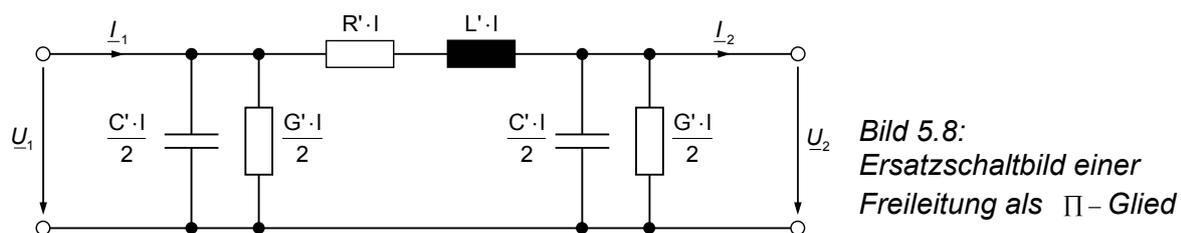
Bild 5.7: Vergleich der $\ddot{U}F$ eines 7-kV-Peaks mit einem 15-kV-Peaks
 a) $\ddot{U}F$ des oberspannungsseitigen Sternpunktstromes
 b) $\ddot{U}F$ der übertragenen Spannung

5.2.3 Überkopplungen

Schalthandlungen erzeugen transiente Überspannungen, die sich in Form von Wanderwellen über das elektrische Versorgungsnetz ausbreiten. Aufgrund elektromagnetischer Kopplungen wird die transiente Wanderwelle auf die anderen Phasen übertragen. Die Stärke, mit der eine transiente Wanderwelle auf die andere Phase überkoppelt, hängt dabei von der Weglänge ab, die die Wanderwelle zurücklegt [Flosdorff, 2003], [Rüdenberg, 1962]. Beträgt die Distanz zwischen dem Entstehungsort der Wanderwelle und dem Transformator mehrere Kilometer, so ist mit einer erheblichen Überkopplung der transienten Wanderwelle auf die anderen Phasen zu rechnen. Solche Signale sind für eine Auswertung des Frequenzganges nicht geeignet, weil die Anregung des Transformators nicht eindeutig an

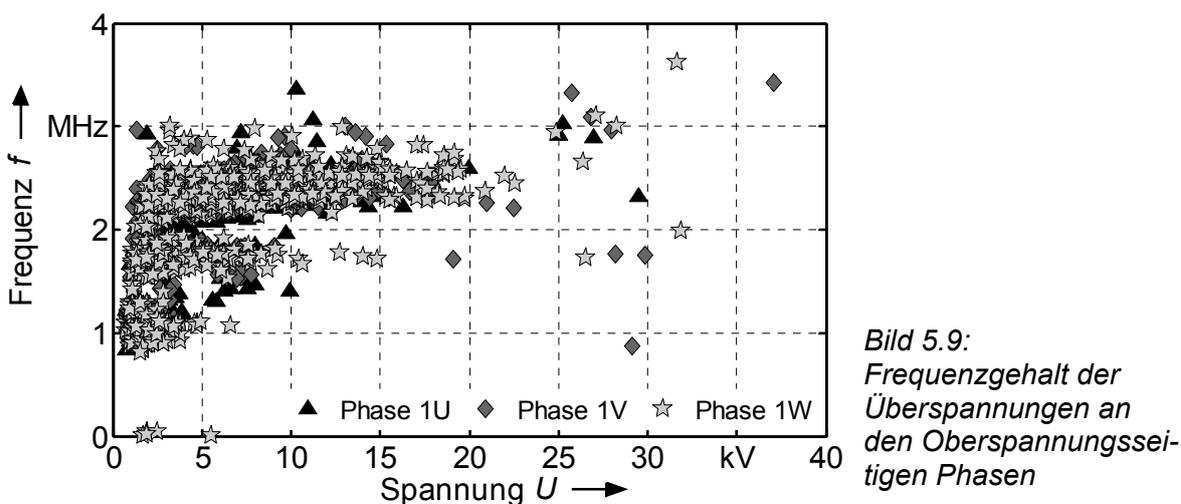
nur einer Phase, sondern gleichzeitig an allen drei Phasen erfolgt. Das resultierende Antwortsignal ist eine Überlagerung aus den Antwortsignalen der jeweiligen Anregung an dieser Klemme. Eine Berechnung der ÜF einzelner Wicklungsblöcke ist daher nicht möglich. Theoretisch ließen sich die überlagerten Anteile mit einer Korrekturfunktion wieder herausrechnen, nach Leibfried [Leibfried, 1996] führt dies aber zu keinem befriedigenden Ergebnis.

Für die Bestimmung der ÜF aus Online-Messdaten dürfen nur solche transiente Wanderwellen verwendet werden, deren Überkopplungsgrad auf die anderen Phasen gering ist. Solche Signale werden meist im Umspannwerk direkt verursacht, wo die Signalwege vom Entstehungsort zum Transformator nicht weit sind. Ein Unterscheidungskriterium von entfernt und nah erzeugten Wanderwellen ist die Signalgrenzfrequenz und Spannungshöhe der anregenden transienten Wanderwelle. Eine Freileitung kann mit folgendem Ersatzschaltbild beschrieben werden.



Dieses Ersatzschaltbild ist gültig für einen Frequenzbereich < 1 kHz und einer Leitungslänge < 150 km. Bei der Betrachtung höherer Frequenzen muss der Skineneffekt für die Leitungsbeläge $R'(j\omega)$ und $L'(j\omega)$ beachtet werden. Des Weiteren muss die Gliederanzahl deutlich erhöht werden, damit die Eigenfrequenz eines Gliedes deutlich über der zu erfassenden Frequenz liegt [Heuck, 2002]. Daher führt eine Freileitung zu einer mit der Weglänge exponentiell abnehmenden Amplitude der transienten Wanderwelle, sowie zu einer Abflachung von deren Flanke [Küchler, 1996]. Dies erklärt, warum sich in Bild 5.9 die Peaks in drei Bereiche aufteilen: Der erste Bereich ist der niederfrequente Bereich. Die Peaks zeichnen sich durch eine geringe maximale Peakspannung (< 5 kV) aus und besitzen eine Grenzfrequenz von 0,7 MHz bis ca. 1,3 MHz. Diese Signale sind im höchsten Maße ungenau und daher für die Bestimmung der ÜF ungeeignet. Im zweiten Bereich weisen die Signale eine Bandbreite von 1,5 MHz bis 2 MHz und eine maximale Peakspannung von < 10 kV auf. Die Ursache der Peaks, die in den ersten beiden Bereichen liegen, sind ferne Schalthandlungen. Im dritten Bereich sind die Peaks aus nahen Schalthandlungen zu finden. Sie besitzen mit einer Bandbreite von > 2 MHz und

einer maximalen Peakspannung von größtenteils < 30 kV die größte Genauigkeit. Diese Peaks weisen aufgrund ihrer räumlichen Nähe eine geringe Überkopplung auf die anderen Phasen auf, wenn sie in den Transformator einlaufen. Die Anregung des Transformators erfolgt daher an einer Phase mit einem dominierenden Anregungssignal. Der Einfluss durch die gleichzeitige Anregung an den anderen Phasen ist in diesem Fall äußerst gering und kann demzufolge vernachlässigt werden [Leibfried, 1996].



5.2.4 Einfluss der Netzkonfiguration einer Umspannanlage

Neben dem Übertragungsverhalten des Transformators wird auch das transiente Verhalten der Schaltanlage, welches in erster Linie durch Reflektionsvorgänge gegeben ist, bei der Online-Frequenzgangmessung erfasst. Ändert sich die Schaltkonfiguration des Umspannwerkes, ändert sich ebenso dessen Reflektionsverhalten. Anhand einer Simulation mit dem Programm EMTP/ATP soll am Beispiel der unterspannungsseitigen Freiluftanlage der Einfluss der Schaltkonfiguration auf die FRA ermittelt werden. Die daraus gewonnen Erkenntnisse können auch auf die Oberspannungsseite übertragen werden. Bild 5.10 zeigt das unterspannungsseitige Schaltfeld. Hierbei wurden die Sammelschiene (SS1A, SS1B und SS2) und die Leitungsabschnitte für die Verbindung der einzelnen Komponenten als Freileitung modelliert. Die abgehenden Leitungen sind paarweise als Freileitung mit mehreren Kilometer Länge modelliert worden, an dessen Ende eine 50 Hz Spannungsquelle angeschlossen ist. Als Modell für die Simulation der Freileitungen wurde das PI-Modell gewählt, weil mit diesem Modell auch sehr kleine Wegstrecken von wenigen Metern simuliert werden können. Für die Simulation der

Umspannanlage werden die Trenn- und Leistungsschalter (T1 bis T24 und LS1 bis LS8) als ideale Schalter ohne Frequenzverhalten betrachtet und die Spannungswandler (SW1 bis SW8) mit einer typischen Gesamtkapazität von 50 pF zur Erde nachgebildet. Um eine möglichst einfache Nachbildung des Transformators (Trafo) zu erhalten, wurde auf ein TACS-Modell zurückgegriffen, in der eine Übertragungsfunktion als echt gebrochen rationale Funktion 7. Ordnung eingegeben werden kann. Mit solch einer geringen Ordnungszahl lässt sich keine echte Systemübertragungsfunktion eines Transformators realisieren, denn dafür wäre mindestens eine rationale Funktion 20. Ordnung notwendig.

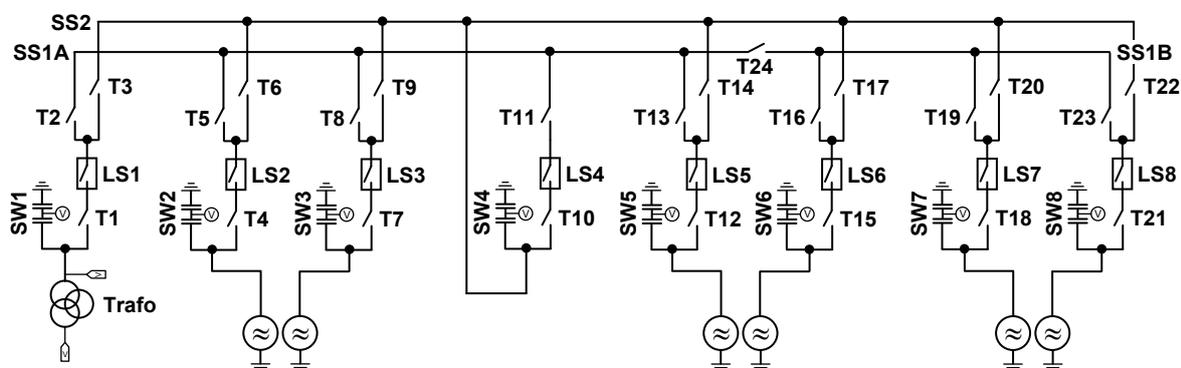


Bild 5.10: Die Unterspannungsseitige Freiluftanlage im EMTP/ATP-Modell

Für eine prinzipielle Untersuchung der Auswirkung unterschiedlicher Schaltkonfigurationen der Umspannanlage auf den Frequenzgang eines Transformators ist eine Übertragungsfunktion mit 3 Resonanzstellen als ausreichend zu betrachten. Über eine Kapazität wird dem Modell an einem Knotenpunkt das Impulssignal beaufschlagt. Die Längsinduktivität und die Betriebskapazität der Leitungen führen bei einer impulsförmigen Anregung dazu, dass am Transformator ein oszillierendes Signal zu messen ist.

Bild 5.11 zeigt, dass mit der Simulation ein ähnliches transientes Verhalten beschrieben wird, wie in der Realität. Die Unterschiede sind durch den unbekanntenen Ort der Quelle beim realen Signalverlauf, der unterschiedlichen Form des Kurvenverlaufs der Anregung zwischen Simulation und der Realität und den Vereinfachungen des Modells zu erklären.

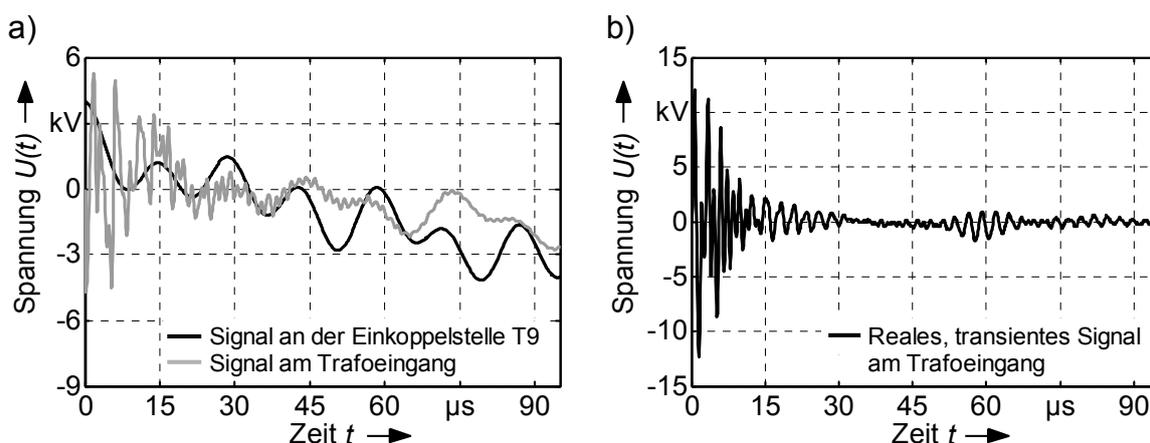


Bild 5.11: a) Transientes simulierte Signal am Entstehungsort und am Trafo
b) gemessenen transienten Wanderwelle

Die EMTP/ATP-Simulation wurde mit dem aus Bild 5.10 dargestellte Modell gemacht. Bei den vorangegangenen Schaubildern sind folgende Leistungsschalter (LSxx) und Trenner (Txx) geschlossen:

Konfig. 1:

T1, LS1, T3, T7, LS3, T9, T12, LS5, T13, T15, LS6, T17, T18, LS7, T19, T24

Konfig. 2:

T1, LS1, T3, T4, LS2, T6, T7, LS3, T9, T12, LS5, T13, T15, LS6, T17, T18, LS7, T19, T24

Konfig. 3:

T1, LS1, T3, T4, LS2, T5, T7, LS3, T9, T12, LS5, T14, T15, LS6, T16, T18, LS7, T20, T24

Bild 5.12 a) und Bild 5.12 b) zeigen, dass die ÜF sowohl von der Schaltkonfiguration der Schaltanlage als auch von dem Ort der Anregung abhängt. Aufgrund der 60 m langen Wegstrecke zwischen Kuppelumspanner (Trafo) und dem Trenner 1 (T1) bzw. dem Spannungswandler 1 (SW1), sind speziell bei den tiefen Frequenzen massive Änderungen der ÜF feststellbar. Der Vergleich mit real aufgenommenen ÜF's zeigt hierbei starke Ähnlichkeiten (Bild 5.12 c)).

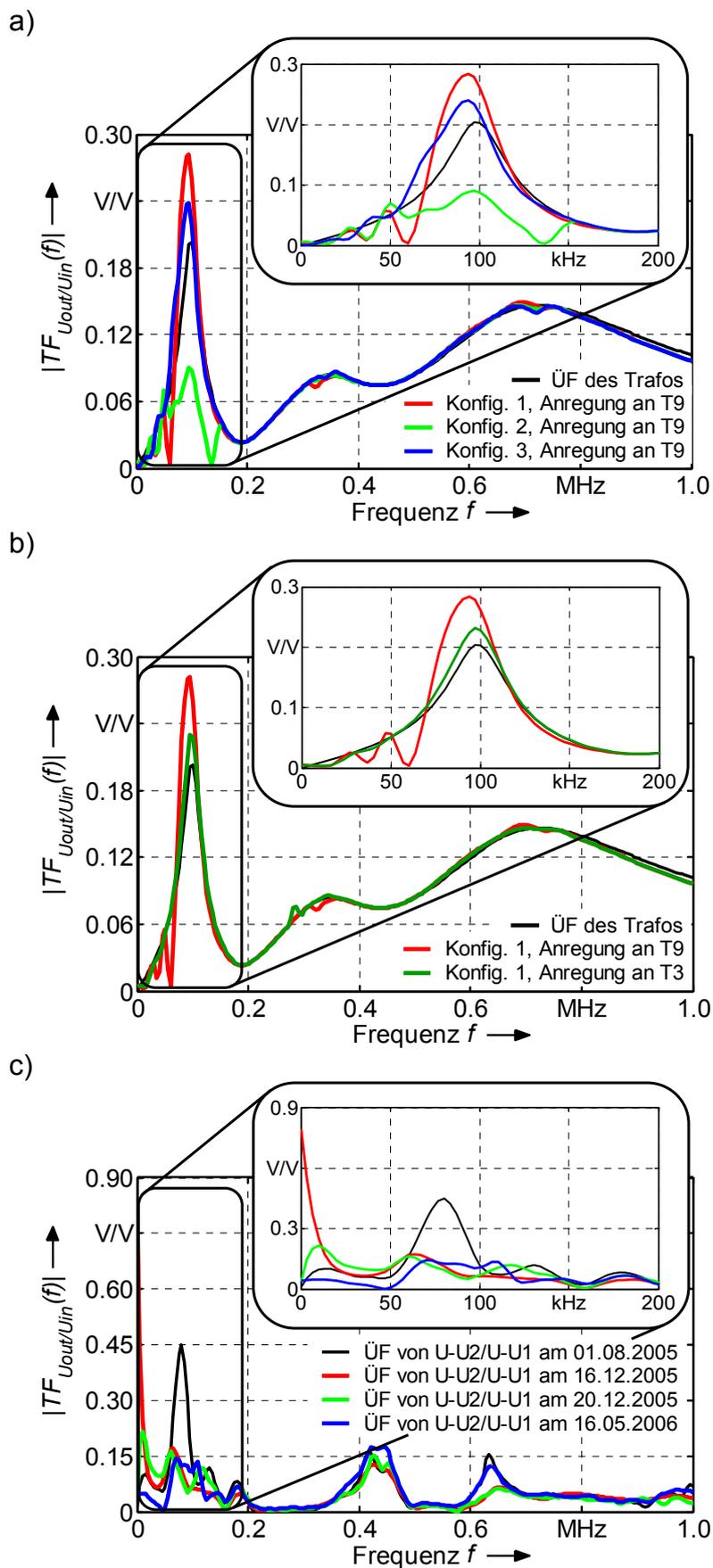


Bild 5.12:

- a) ÜF bei Erregung an T9 und unterschiedlichen Schaltkonstellationen
- b) ÜF bei fester Schaltkonstellationen und unterschiedlichen Erregungsorten
- c) Real Online gemessene ÜF

Sowohl das Reflektionsverhalten als auch die transiente Anregung erfolgten bei der bisherigen Betrachtung auf der Unterspannungsseite. Die gewonnenen Ergebnisse können auch auf den Fall übertragen werden, dass die Anregung auf der Oberspannungsseite des Transformators und die Betrachtung des Reflektionsverhaltens auf der Unterspannungsseite erfolgt. Eine oberspannungsseitige Anregung bewirkt entsprechende Antwortsignale des Transformators auf der Unterspannungsseite. Diese Antwortsignale besitzen in der Regel auch eine hohe Bandbreite (einige 100 kHz) und können als eine vom Transformator abgehende Wanderwelle betrachtet werden. Diese vom Transformator abgehenden Wanderwellen werden wie die anregende Wanderwelle unter anderem an den offenen Abgangsstellen der Unterspannungsseite reflektiert und laufen zum Transformator zurück. Aus diesem Grund beeinflussen unterschiedliche Schaltkonfigurationen der Umspannanlage auch die Antwortsignale.

5.3 Signalverarbeitung und Rechenalgorithmen

5.3.1 Ausschneiden der Peaks

Für die Auswertung der aufgenommenen Signale nach Bild 5.4 ist eine Analyse von geeigneten einzelnen Peaks ausreichend. Würde eine Analyse über mehrere Peaks erfolgen, bestände die Gefahr einer Kausalitätsverletzung. Ein wichtiges Kriterium für die FRA ist die Qualität der Signale. Sie müssen einen genügend hohen SNR aufweisen und eine hohe Bandbreite besitzen. In einem ersten Schritt werden deshalb nur Peaks zur Auswertung zugelassen, die eine genügend hohe, maximale Peakspannung besitzen. Sämtliche Peaks, sowie deren maximale Spannungshöhe spiegeln sich im Sternpunktstrom wieder. Daher wird der Signalverlauf des Sternpunktstromes I_{-1N} (vgl. Bild 5.2 a) nach Absolutwerten durchsucht, die über einer einstellbaren Triggerschwelle liegen. Wird ein solcher Wert gefunden, werden an dieser Stelle unter Berücksichtigung einer Pre-Triggerzeit die Signale mit einer geeigneten Zeitlänge ausgeschnitten.

5.3.2 Die Detektion der dominierenden Anregenden

Wie in Kapitel 5.2.4 gezeigt wurde, kann am Transformator meist nur noch eine oszillierende Wanderwelle gemessen werden. Als Antwortsignal wird meist genauso ein oszillierendes Signal gemessen. Deshalb ist die Unterscheidung zwi-

schen Anregungs- und Antwortsignal anhand des Kurvenverlaufs schwierig zu beurteilen. Eine Möglichkeit wäre die Ausnutzung der Signallaufzeit. Hier könnte der Umstand ausgenutzt werden, dass die Antwortsignale wegen der Signallaufzeit geringfügig später zu messen sind, als das Anregungssignal. Die niedrige Abtastrate liegt jedoch im Bereich der Laufzeiten, so dass eine Beurteilung anhand der Laufzeitdifferenzen nicht möglich ist.

Eine Methode, die zufriedenstellend arbeitet, betrachtet die Grenzfrequenz der Peaks. Hierbei wird angenommen, dass die Einhüllende des anregenden Peaks die steilste Flanke hat und somit auch die höchste Grenzfrequenz aufweist. Das Problem, das sich hierbei stellt, ist, einen Algorithmus zu finden, der zuverlässig den Frequenzpunkt findet, bei dem das Signal in Rauschen übergeht. Erschwert wird das durch die Tatsache, dass das Signalspektrum immer wieder unter den Rauschpegel fällt. Mit Hilfe des Hinkley-Kriteriums, welches als Sprungwertdetektor eingesetzt wird, ist es möglich, den genauen Beginn eines verrauschten Signals zu ermitteln [Basseville, 1993], [Perriot-Mathonna, 1984]. Es lässt sich ohne weiteres auch auf das hier gestellte Problem anwenden.

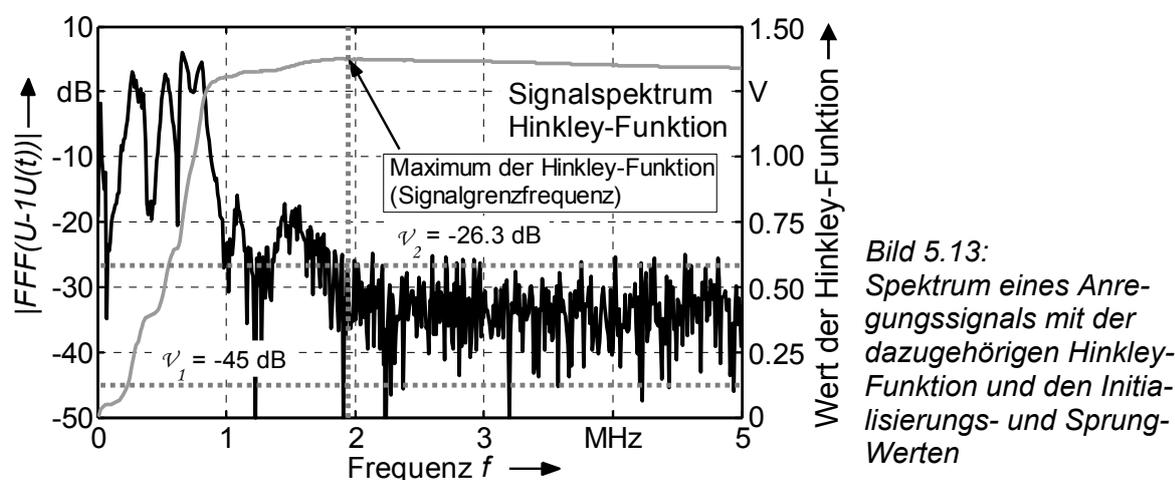


Bild 5.13:
Spektrum eines Anregungssignals mit der dazugehörigen Hinkley-Funktion und den Initialisierungs- und Sprungwerten

Die Hinkley-Summe S wird hierbei nach der Rekursionsformel (5.2) berechnet. Bei der Hinkley Summe wird zum vorangegangenen Hinkley-Funktionswert der aktuelle Funktionswert des Signals dazuaddiert. Von dieser Summe wird ein negativer Trend abgezogen. Solange ein Signal vorhanden ist, überwiegt der hinzukommende Anteil und die Werte der Hinkley-Funktion werden größer. Sobald jedoch das Rauschen dominiert, überwiegt bei der Summe der negative Trend und die Werte der Hinkley-Summe werden kleiner. Das absolute Maximum der Hinkley-Funktion markiert die Stelle, bei der das Signal ins Rauschen übergeht (vgl. Bild 5.13).

$$S(0) = \left| \text{fta}(f) \right| - \frac{v_1 + v_2}{2} \quad (5.2)$$

$$S(f) = S(f-1) + \left| \text{fta}(f) \right| - \frac{v_1 + v_2}{2}$$

Darin stellen v_1 den Initialisierungswert und v_2 den Sprungwert dar und werden wie folgt berechnet: Unter der Annahme, dass ab 3,5 MHz nur noch Rauschen vorhanden ist, wird der Bereich von 3,5 MHz bis 5 MHz in 10 Bereiche unterteilt. In diesen Bereichen werden dann jeweils der größte und der kleinste auftretende Funktionswert im Spektrum gesucht. Der Initialisierungswert berechnet sich anschließend aus dem Mittelwert der Minima und der Sprungwert aus dem Mittelwert der Maxima (Gleichung 5.3 und 5.4).

$$v_1 = \frac{1}{10} \sum_{i=0}^9 \left[\min(|\text{fta}(f)|) \left| \begin{array}{l} 3,5\text{MHz} + 0.15\text{MHz} \cdot (i+1) \\ 3,5\text{MHz} + 0.15\text{MHz} \cdot i \end{array} \right. \right] \quad (5.3)$$

$$v_2 = \frac{1}{10} \sum_{i=0}^9 \left[\max(|\text{fta}(f)|) \left| \begin{array}{l} 3,5\text{MHz} + 0.15\text{MHz} \cdot (i+1) \\ 3,5\text{MHz} + 0.15\text{MHz} \cdot i \end{array} \right. \right] \quad (5.4)$$

Überprüfungen mit ähnlich aussehenden Signalen bei einer Offline-FRA zeigten eine hohe Zuverlässigkeit des Algorithmus.

5.3.3 Auswertung der berechneten ÜF

Nach einer erfolgten Signalaufzeichnung, die über 26 ms dauert, werden die Peaks aus dem Signal herausgeschnitten und die dominierende Anregende nach dem beschriebenen Verfahren im vorangegangenen Kapitel bestimmt. Aus den nun vorliegenden Peaks kann die ÜF berechnet werden. Der Vergleich von ÜF's darf aber nur unter gleichen Voraussetzungen erfolgen. Die Stufenschalterstellung, dessen Vorgeschichte, die Schaltkonfiguration des Umspannwerkes und der Entstehungsort der Wanderwelle beeinflussen die ÜF maßgeblich. Sie muss deshalb nach diesen Einflussfaktoren sortiert werden. Aufgrund der Häufigkeit und der Datenmenge muss die Erfassung dieser Einflussfaktoren automatisch erfolgen und zusammen mit dem Datensatz der Wanderwelle in eine Datenbank abgelegt werden. Das erfordert die Verknüpfung diverser Monitoringsysteme, deren Umfang mit der Größe der Umspannanlage steigt. Eine solch umfangreiche Verknüpfung stand für das realisierte Online-Messsystem nicht zur Verfügung.

Eine andere Möglichkeit für die Zuordnung der ÜF ist, dass die ÜF anhand ihrer essentiellen Resonanzstellen in unterschiedlichen ÜF-Klassen sortiert wird. Die

Schwierigkeit bei dieser Methode besteht darin, die essentiellen Resonanzstellen aus einem beliebigen Kurvenverlauf herauszufiltern. Die Auswirkungen des Rauschens, das sich gerade im höherfrequenten Bereich durch einen unruhigen Kurvenverlauf bemerkbar macht, erschweren die Berechnung zusätzlich. Es sind daher Filterkriterien zu entwickeln, die in der Lage sind, zwischen „wichtigen“ und „unwichtigen„ Extremstellen zu unterscheiden. Hierbei hat sich die Anwendung folgender Filterregeln bewährt:

- Extremwerte müssen einer Glättung des Kurvenverlaufs durch ein Moving-Average-Filter standhalten
- Der Frequenzabstand zwischen benachbarten Maxima und Minima muss einen Mindestwert aufweisen
- Ein Maximum muss eine vertikale Mindestüberhöhung gegenüber benachbarten Minima aufweisen
- Der Flächeninhalt einer Resonanzüberhöhung, jeweils begrenzt durch benachbarte Minima, muss einen Mindestwert aufweisen („Polfläche“)

Mit der Glättung des Kurvenverlaufs wird erreicht, dass der größte Teil der unwesentlichen Extremstellen eliminiert wird. Gerade kleine, lokale Extremstellen, die auf das Rauschen zurückzuführen sind und sich durch einen unruhigen Kurvenverlauf bemerkbar machen werden mit dem Moving-Average-Filter geglättet. Wesentliche Extremstellen zeichnen sich dadurch aus, dass sie einen gewissen Frequenzabstand voneinander haben und einen bestimmten Mindest-Vertikalabstand aufweisen. Dies wird mit der Filterregel 2 und 3 berücksichtigt. Die letzte Filterregel mit der Mindestpolfläche deckt einige Sonderfälle ab, die mit den anderen Filterregeln nicht erfasst werden können.

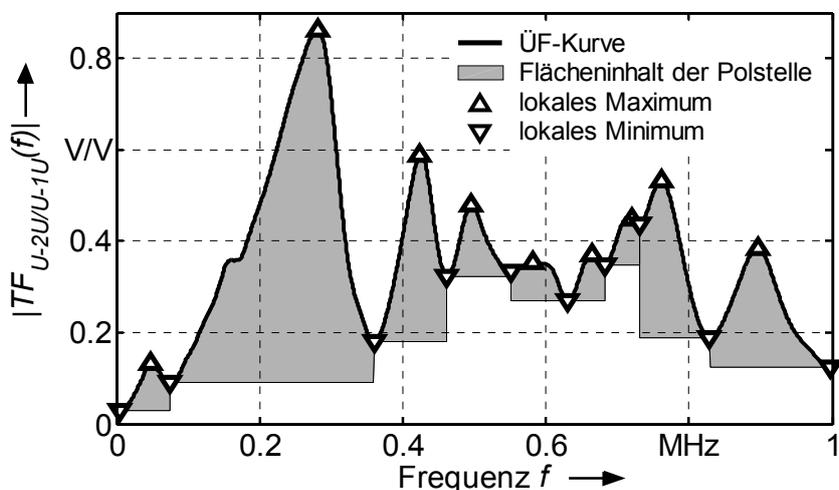


Bild 5.14
Extremstellen einer ÜF
mit den zugeordneten
Polflächen und Extrem-
stellen

Um von dem Wertebereich der ÜF unabhängig zu sein, können nicht immer allgemeingültige Schwellwerte angegeben werden. Sie müssen z.T. adaptiv sein und aus der aktuell zu untersuchenden ÜF gewonnen werden. Als Frequenzabstand wird pauschal ein Mindestabstand von 10 kHz angegeben. Die Mindestüberhöhung eines Maximums gegenüber seinen benachbarten Minima muss aus dem Wertebereich der ÜF gewonnen werden. Sie beträgt 5 % des Mittelwerts der zu untersuchenden ÜF. Der Flächeninhaltmindestwert ist das Produkt aus Mindestüberhöhung, Mindestfrequenzabstand und einem Sicherheitsfaktor, der den Wert 0,8 aufweist. Bild 5.14 zeigt eine ÜF mit den vom Algorithmus erkannten Extremstellen und den zugehörigen „Polflächen“.

Wird eine neue ÜF berechnet, werden die essentiellen Resonanzstellen mit einer bestimmten Toleranzbreite mit denen der unterschiedlichen ÜF-Klassen verglichen. Unter gleichen Randbedingungen muss immer dieselbe ÜF ermittelt werden, weshalb solch eine Zuordnung immer gelingen sollte, solange sich der mechanische Wicklungszustand des Transformators nicht ändert. Sollte sich das Systemübertragungsverhalten des Transformators aufgrund eines Wicklungsschadens ändern, macht sich das im Allgemeinen durch Resonanzfrequenzverschiebungen bemerkbar und es werden neue Klassen generiert.

Das linke obere Bild in Bild 5.15 zeigt die Verläufe aller aufgenommenen ÜF's. Von diesem Bild ausgehend werden die ÜF's entsprechend ihrer Resonanzstellen klassifiziert. In Bild 5.15 sind exemplarisch nur die Klasse 1 und 2 dargestellt. In diesen beiden Klassen ist deutlich zu erkennen, dass die klassifizierten ÜF's starke Unterschiede in ihrem Dämpfungsverhalten aufweisen. Die Ursache dafür liegt an dem zerklüfteten Spektrum der Zeitsignale. Es existieren immer wieder Bereiche, bei dem der SNR äußerst gering wird bzw. das Signal unter das Rauschniveau fällt (vgl. Bild 5.13). Eine Division durch solch ein Spektrum führt unmittelbar zu großen Fehlern in den Absolutwerten der ÜF in diesem Bereich. Deshalb wird die ÜF nur anhand der Resonanzstellen klassifiziert. Durch die Entrauschung der Zeitsignale könnte die Sensitivität der ÜF gesteigert werden. Allerdings führt die Wavelet-Entrauschung zu keinem sinnvollen Ergebnis und die Entrauschung durch Mittelwertbildung benötigt mehrere Datensätze. Bei der Aufzeichnung einer transienten Wanderwelle liegt jedoch nur ein einmaliger Vorgang vor und muss mit den klassifizierten ÜF's verglichen werden. Eine Mittelwertbildung der klassifizierten Datensätze macht allerdings durchaus Sinn. Hierbei wird nicht nur die Sensiti-

vität der „Referenz-ÜF“ gesteigert, sondern kann auch zur Datenreduzierung beitragen.

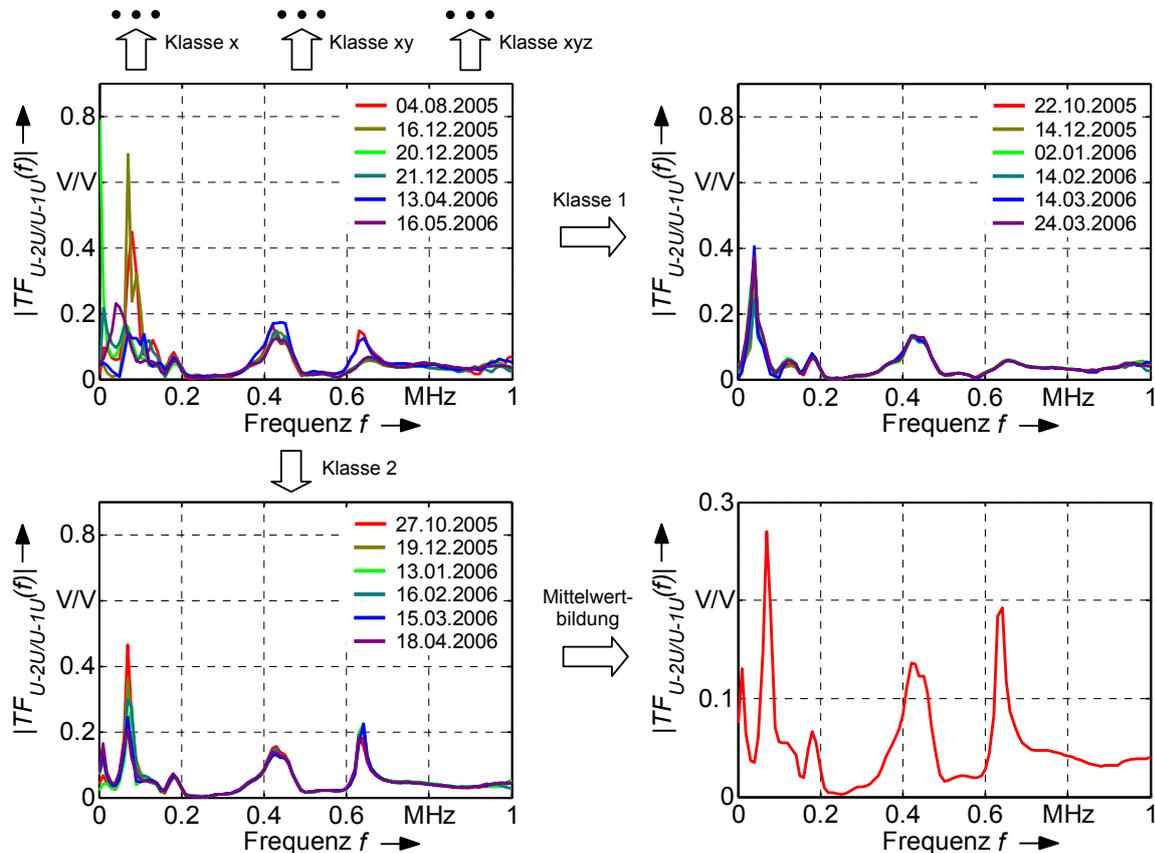


Bild 5.15: Klassifizierung und Mittelwertbildung der jeweiligen Übertragungsfunktion

Der Vorteil an diesem Verfahren ist, dass eine genaue Kenntnis der Schaltkonfiguration, sowie die Stufenschalterstellung nicht benötigt werden. Der Nachteil an diesem Verfahren ist, dass zunächst verschiedene ÜF's bei unterschiedlichen Schaltkonfigurationen und Stufenschalterstellungen aufgenommen werden müssen um überhaupt diese Klassen bilden zu können. Des Weiteren muss die Veränderung der ÜF bei einem Wicklungsschaden größer sein als die Toleranzbreite der Klassifizierung.

5.3.4 Datenreduktion

Die Häufigkeit transients Vorgänge hängt in erster Linie vom Standort des untersuchten Objekts und den Schaltaktivitäten im umliegenden Übertragungsnetz ab. Wieviele dieser Vorgänge aufgezeichnet werden, wird durch die Triggerkonfigura-

tion des Meßsystems bestimmt. Im realisierten Meßsystem liegt der Datenumfang bei ca. 2 Aufzeichnungen je Tag. Dies würde bei einem mehrkanaligen Messsystem zu einem erheblichen Speicherplatzbedarf führen und die Auswertung nur unnötig erschweren. Für die systematische Überwachung des Isolier- und Wicklungszustandes ist dies auch gar nicht notwendig. Werden innerhalb eines halben Jahres mit den transienten Wanderwellen die gebräuchlichsten Konfigurationen der Schaltanlage und Stufenschalterstellung erfasst, ist das für die Überwachung als ausreichend zu betrachten. Es sind daher Kriterien zu suchen, die zur Datenreduktion beitragen.

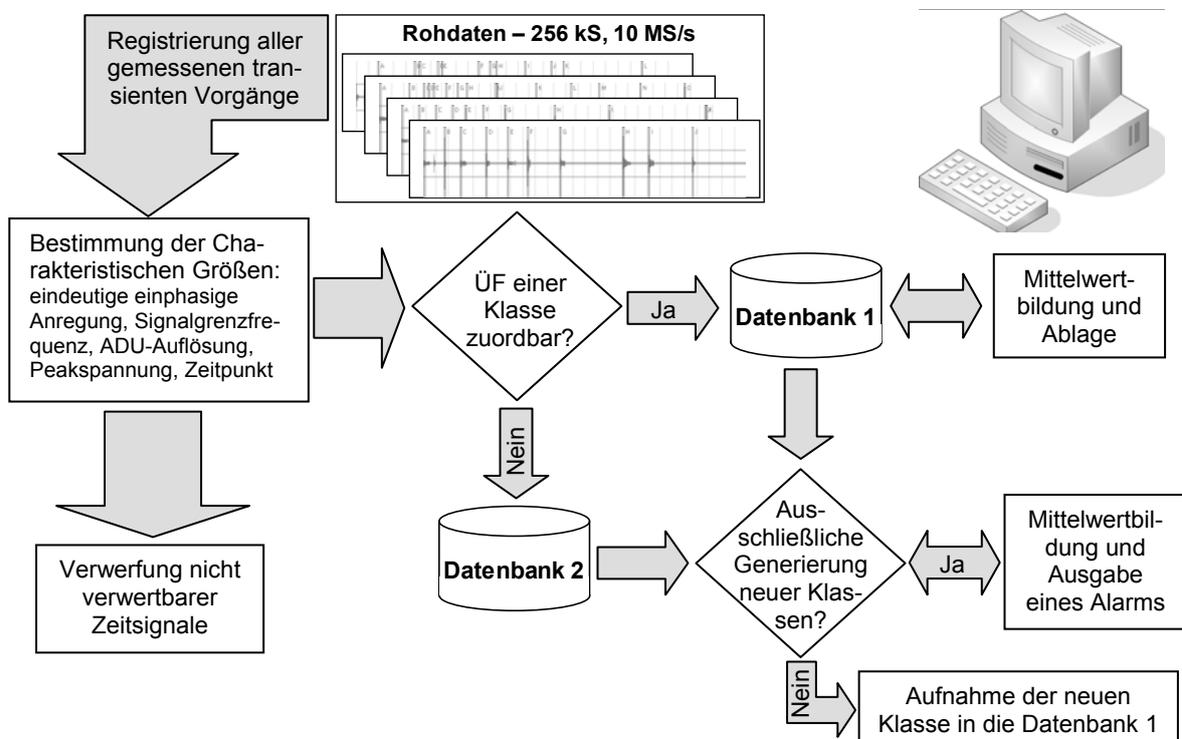


Bild 5.16: Übersicht der Datenverarbeitung

Ein erstes Kriterium wurde bereits in Kapiteln 5.2.3 gezeigt, bei der ein großer Teil der gemessenen transienten Wanderwellen die Anforderungen einer Betrachtung des Frequenzganges nicht erfüllen. Für die Berechnung der ÜF werden deshalb nur Wanderwellen, die eine maximale Peakspannung von größer 10 kV und einer Mindestbandbreite von 2 MHz besitzen, zugelassen. Eine weitere Maßnahme ist die bereits vorgestellte Mittelwertbildung. Für die klassifizierten ÜF's muss nicht jeder einzelne Datensatz archiviert werden. Für die Entscheidung, ob ein Wicklungsschaden vorliegt oder nicht, wird mit einer Veränderung der ÜF und damit mit der Generierung neuer Klassen festgestellt. Es ist daher ausreichend, wenn hinter

jeder Klasse die gemittelten Zeitsignale gespeichert werden. Die einzelnen Datensätze können nach der Klassifizierung und der Miteinbeziehung in die Mittelwerte verworfen werden. Bild 5.16 zeigt eine Übersicht einer geeigneten Datenreduktion. Sobald ausschließlich neue Klassen erzeugt werden, soll ein Alarm ausgelöst werden. Dieser Alarm soll zunächst nur anzeigen, dass sich der Kurvenverlauf der Online-Frequenzgangmessung verändert hat. Als Maßnahme ist zum Beispiel die Bestätigung durch einen offline gemessenen Frequenzgang denkbar. Jedoch sollte vorher sichergestellt werden, dass die Veränderung des Frequenzganges nicht durch den Tausch von Anlagenkomponenten verursacht wird.

5.4 Bestimmung der ÜF aus Signalen eines Einschaltvorganges

Bei der Bestimmung der ÜF durch stochastisch auftretende, transiente Wanderwellen ist man einer Reihe von Einflussfaktoren ausgesetzt, auf die nur geringen Einfluss genommen werden kann. Eine weitere Möglichkeit, um die ÜF bestimmen zu können, ist die gezielte Verwendung der transienten Signale, die beim Einschalten des Transformators entstehen. Meistens wird der Transformator von der Oberspannungsseite zugeschaltet, damit der Transformator nur einem geringen Rush-In-Strom ausgesetzt ist. Des Weiteren wird schon von der Netzplanung her darauf geachtet, dass der Weg von den Schaltern (Leistungsschalter und Trenner) zum Transformator kurz ist [Heuck, 2002]. Das bedeutet, dass die gemessenen Signale am Transformator weniger stark oszillieren. Es ist daher wesentlich einfacher zwischen Anregungs- und Antwortsignal zu unterscheiden. Eine kurze Wegstrecke vom Entstehungsort des transienten Signals zum Transformator bedeutet auch, dass mit keiner nennenswerten Überkopplung der transienten Signale auf die anderen Phasen zu rechnen ist. Weitere Vorteile bei der gezielten Ausnutzung der transienten Signale beim Einschaltvorgang sind:

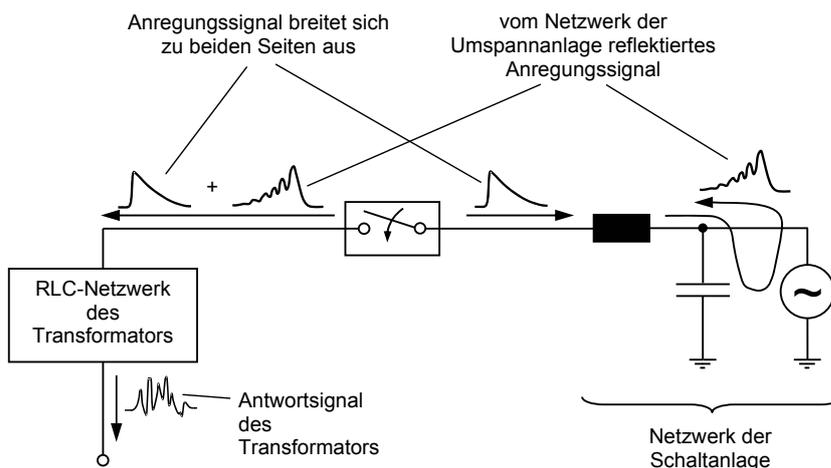
- Beim Einschalten des Transformators ist eine Spannungsebene noch nicht zugeschaltet.
- Der Leistungsschalter oder Trenner erzeugt beim Einschalten transiente Signale mit hoher Reproduzierbarkeit.

Die Einflussgrößen auf die FRA reduzieren sich somit auf die des Transformators und damit hauptsächlich auf die Stufenschalterstellung. In wie weit die Schaltkon-

figuration der Spannungsebene, von der aus der Transformator zugeschaltet wird, einen Einfluss auf die FRA hat, wird im folgenden Kapitel untersucht.

5.4.1 Einfluss der Schaltkonfiguration

Wie in Kapitel 5.2.4 gezeigt wurde, hängt der Frequenzgang von der Schaltkonfiguration der Umspannanlage ab. Unterschiedliche Schaltkonfigurationen führen zu einem unterschiedlichen Reflektionsverhalten und die Zeitsignale werden dementsprechend verzerrt. Beim Einschaltvorgang des Transformators liegt die gesamte Schaltanlage hinter dem Trenner bzw. Leistungsschalter, so dass das Netzwerk der Schaltanlage, wie in Bild 5.17 dargestellt, als Parallelschaltung zum Transformator verstanden werden kann.



*Bild 5.17:
Schaltbild bei einer
Trafoanregung auf-
grund des Einschalt-
vorgangs*

Das Anregungssignal wird dabei sicherlich in Abhängigkeit der Schaltkonfiguration verzerrt. Da die Zuleitungen vom Leistungsschalter zum Transformator immer durch das gleiche passive Netzwerk repräsentiert sind, spielt die Form des Anregungssignals keine Rolle. Es wird sich immer ein nach der Impulsantwort des Transformators entsprechendes Antwortsignal ergeben (vgl. Kap. 2.1.2). Aus diesen Überlegungen heraus darf die Schaltkonfiguration der Oberspannungsseite keinen Einfluss auf den Frequenzgang haben, wenn für die Ermittlung der ÜF die transienten Signale des Einschaltvorgangs genutzt werden. Diese Überlegungen werden durch die Ergebnisse einer Laboruntersuchung bestätigt.

In einem Versuchsaufbau wurden die Verhältnisse beim Einschalten des Transformators nachempfunden (Bild 5.18 und Bild 5.19). Über einen Trenntransforma-

tor wird der Versuchsaufbau vom Versorgungsnetz getrennt. Über einen nachgeschalteten Spar-Stelltransformator kann die Spannung zwischen 0 V und 230 V eingestellt werden. Anschließend transformiert ein Hochspannungstransformator (HS-Transformator) die Spannung auf bis zu 8 kV hoch. Bei Überschreitung der Durchschlagsspannung wird ein Lichtbogen bei der Funkenstrecke gezündet. Mit den daraus resultierenden transienten Spannungsimpulsen wird die Versuchswicklung angeregt. Sowohl die Eingangsspannung an der Versuchswicklung als auch der ausgangssseitige Erdstrom werden mit einem Oszilloskop erfasst und abgespeichert. Mit den Schaltern 1 und 2 kann die Schaltkonfiguration zwischen HS-Transformator und der Funkenstrecke verändert werden.

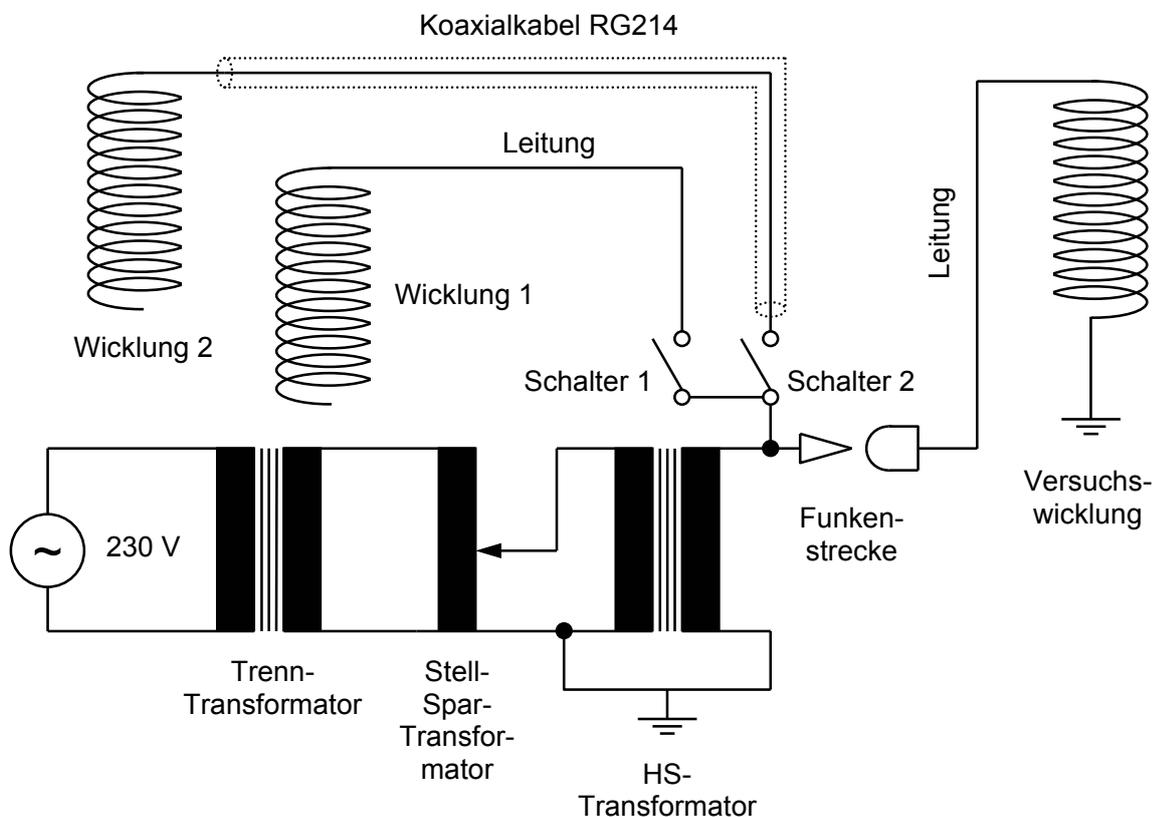


Bild 5.18: Versuchsaufbau zur Ermittlung des Einflusses auf die ÜF der Versuchswicklung bei unterschiedlicher Netzkonfiguration, die vor einer Funkenstrecke liegt

Übertragen auf die überspannungsseitige Umspannanlage, wird der Leistungsschalter oder der Trenner durch die Funkenstrecke repräsentiert, während die über Schalter 1 und 2 angeschlossenen Wicklungen die veränderbare Schaltkonfiguration der Schaltanlage darstellen soll. Die Wicklungen werden einmal über eine 3 m lange, ungeschirmte Leitung mit dem Schalter 1 und einmal über ein 30 m

langes Koaxialkabel an Schalter 2 verbunden. Für die Wicklung 1 wurde eine 10-kV-Oberspannungswicklung eines 1,2-MVA-Transformators und für die Wicklung 2 wurde eine Unterspannungswicklung verwendet, die ca. einer Wicklungsleistung von 300 bis 400 kVA entspricht. Die Versuchswicklung ist eine gießharz-imprägnierte Wicklung, die in etwa der Leistungsklasse der Wicklung 1 gleichkommt.

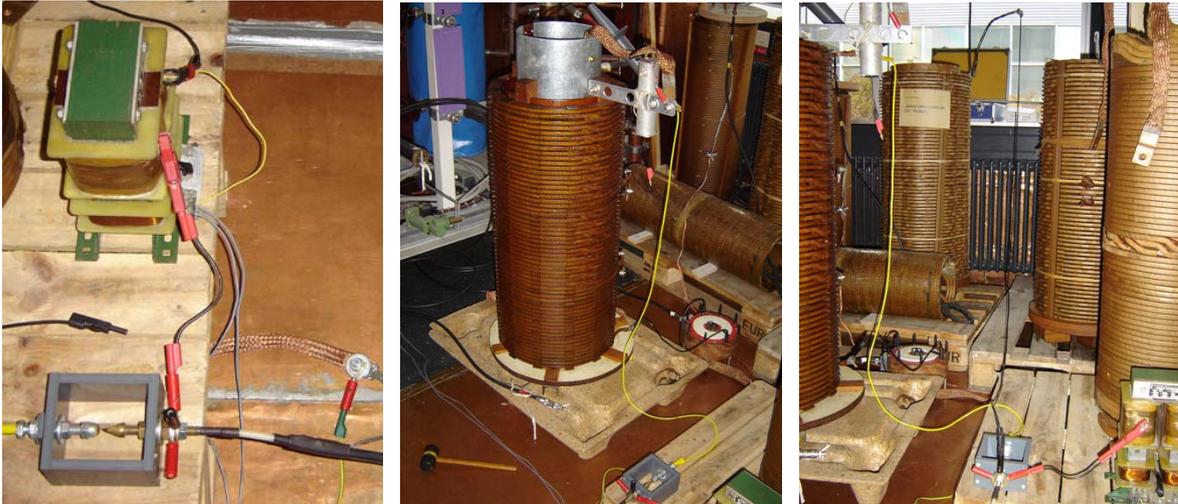


Bild 5.19: Bilder des Versuchsaufbaus

- a) *Funkenstrecke*
- b) *Versuchswicklung mit Wicklung 2 im Hintergrund*
- c) *Versuchsaufbau: rechts unten HS-Transformator, links Versuchswicklung, mitte hinten Wicklung 1*

Folgende Konfigurationen wurden mit diesem Messaufbau überprüft:

- Konfiguration 1 (Referenz): Schalter 1 und Schalter 2 geöffnet
- Konfiguration 2: Schalter 1 geschlossen, Schalter 2 geöffnet
- Konfiguration 3: Schalter 1 geöffnet, Schalter 2 geschlossen
- Konfiguration 4: Schalter 1 und 2 geschlossen

Bei diesen Konfigurationen ergaben sich die Anregungssignale nach Bild 5.20. Sie bestätigen die anfängliche Aussage, dass die unterschiedlichen Schaltkonfigurationen das Anregungssignal verzerren. In Bild 5.21 ist jedoch deutlich zu erkennen, dass die unterschiedlichen Anregungssignale den Frequenzgang der Versuchswicklung nicht beeinflussen. Die geringfügigen Dämpfungsunterschiede, die sich dennoch zeigen sind auf die unzureichende Auflösung im Frequenzbereich zu erklären. Bei den Zeitsignalen ist deutlich zu erkennen, dass ab ca. 80 μ s kaum noch eine Signalenergie vorhanden ist, weswegen die Zeitsignale zur Vermeidung eines

geringen SNRs nach 125 μs abgeschnitten wurden. Die messtechnische Untersuchung zeigten, dass kein Einfluss auf den Frequenzgang eines Transformators, berechnet aus den transienten Signalen des Einschaltvorganges, zu erwarten ist, wenn sich die Schaltkonfiguration der Oberspannungsseite ändert.

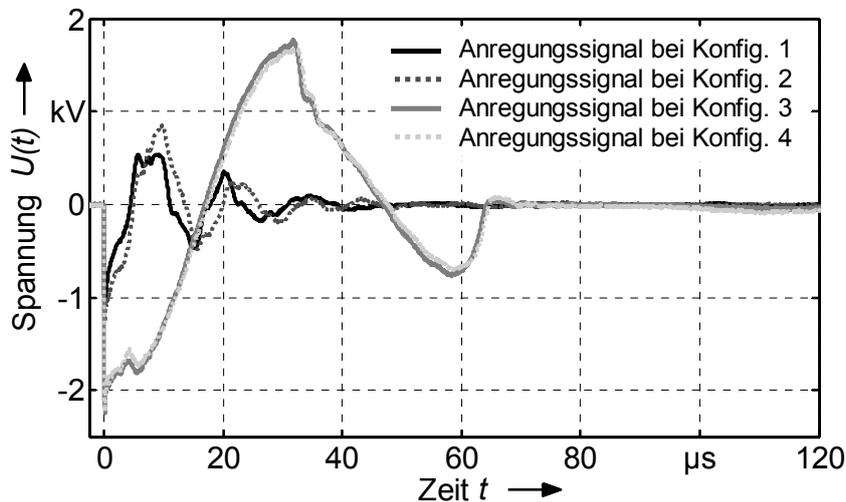


Bild 5.20
Die Zeitsignale für die Anregung der Versuchswicklung bei unterschiedlichen Schaltkonfigurationen

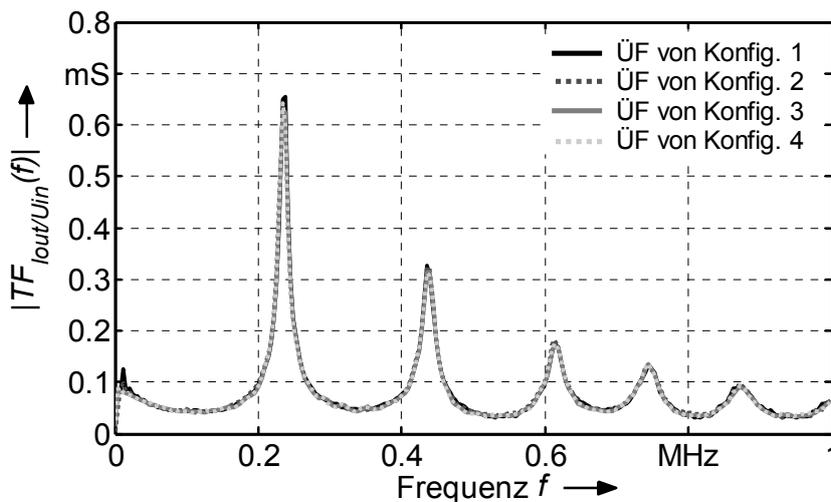


Bild 5.21
Der Frequenzgang der Versuchswicklung bei unterschiedlichen Schaltkonfigurationen

5.4.2 Überprüfung der Reproduzierbarkeit der FRA

Beim Einschaltvorgang eines SF_6 -Leistungsschalters fährt der Schaltkontakt mit dem Blaszyylinder innerhalb von wenigen Millisekunden über das Anschluss-Schaltrohr. Der eingeschaltete Zustand ist somit erreicht. Das im Blaszyylinder befindliche Löschmedium SF_6 sorgt dafür, dass die kritische Feldstärke erst kurz vor dem Schließen überschritten und damit ein Lichtbogen erzeugt wird. Dieser Lichtbogen führt zu einer transienten Überspannung wie sie in Bild 5.22 a) dargestellt ist.

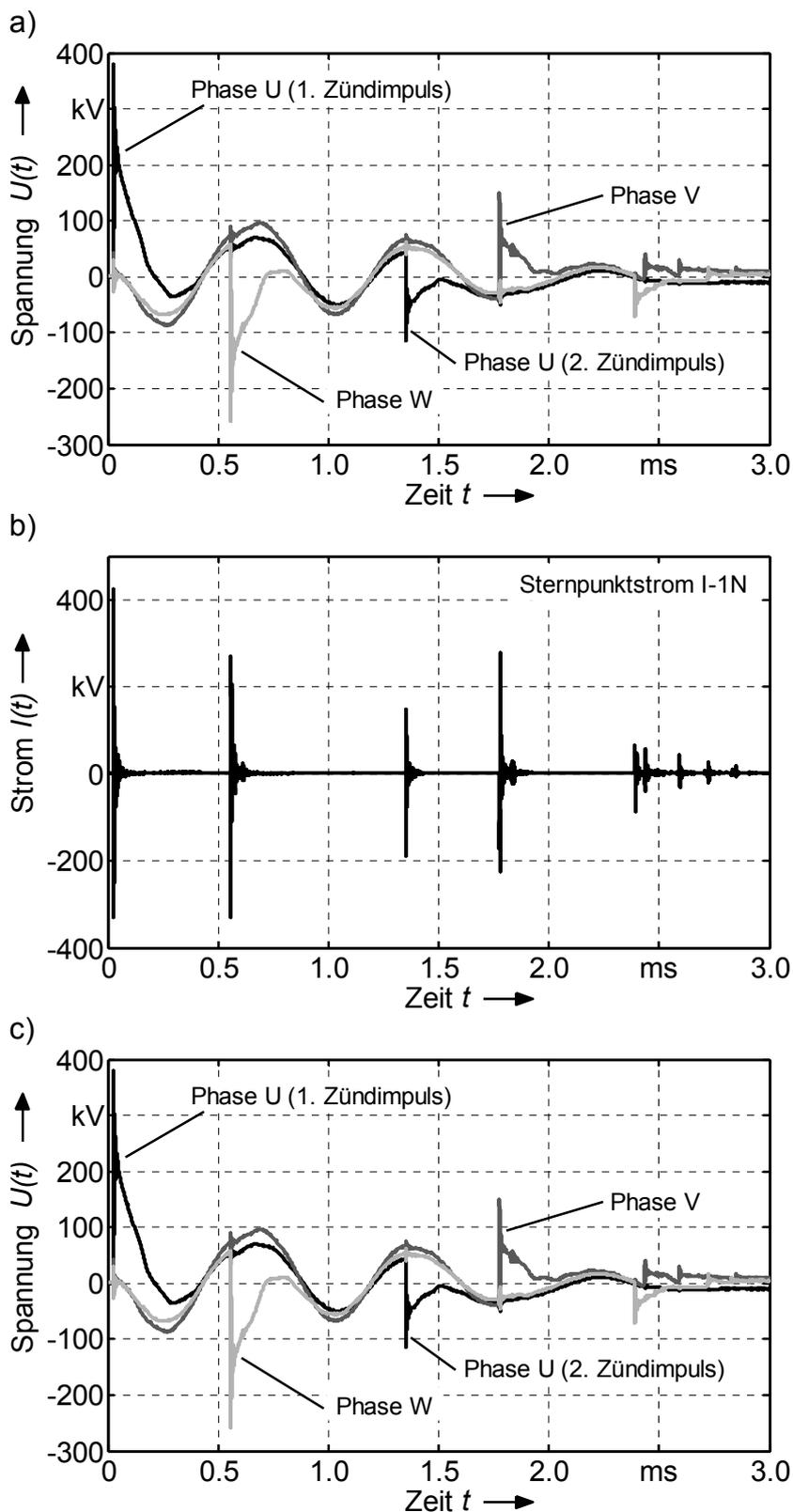


Bild 5.22:
Am Transformator abgegriffene Spannungssignale, die beim Einschaltvorgang des Leistungsschalters entstehen

- a) Spannungen auf der OS-Seite
 b) OS-seitiger Sternpunktstrom
 c) Spannungen auf der US-Seite. Zur besseren Unterscheidung ist U-1U mit einem Offset von +40 kV und U-1W mit einem Offset von -40 kV beaufschlagt worden

Die erste Zündung eines Lichtbogens erfolgt an der Phase U und weist mit 380 kV die höchste Überspannung auf. Mit einer maximalen Spannungsdifferenz von

280 kV erfolgt ca. 550 μ s später der nächste Zündvorgang an der Phase W. 1 ms später findet ein erneuter Zündvorgang an der Phase U statt, bevor 1,75 ms nach dem ersten Zündvorgang an der Phase V der Lichtbogen gezündet wird. Sollen diese Überspannungen dazu benutzt werden um den Frequenzgang des Transformators zu bestimmen, müssen die transienten Überspannungen der jeweiligen Phase in einem genügend großem zeitlichem Abstand erfolgen. Bei zu geringem zeitlichen Abstand besteht die Gefahr, dass die Antwortsignale noch nicht abgeklungen sind und sich diese überlagern. Betrachtet man den Sternpunktstrom in Bild 5.22 b), so können bei den gegebenen zeitlichen Abständen Überlagerungseffekte ausgeschlossen werden. Diese Überlagerungsfreiheit ist jedoch bei der übertragenen Spannung nach Bild 5.22 c) nicht vollständig gewährleistet.

Solche durch Einschaltvorgänge verursachten transienten Signale konnten sowohl am 4. September 2006 als auch am 7. September 2006 an einem 350-MVA-Kupelumspanner (420/110 kV) aufgenommen werden. Der Vergleich der daraus resultierenden ÜF des Sternpunktstromes zeigt in Bild 5.23 a), c) und e), dass bis ca. 800 kHz keine signifikanten Veränderungen der ÜF zu erkennen ist. Zwar sind immer wieder geringfügige Unterschiede in der Dämpfung zu erkennen, jedoch keine Verschiebung der Polstellen. Eventuell hängen die Dämpfungsunterschiede mit der großen Stufenschalterrevision zusammen, die zwischen den Einschaltvorgängen stattfand. Viel wahrscheinlicher ist jedoch, dass die Linearität des Transformators, aufgrund des Ansprechens der inneren Varistoren, nicht mehr gegeben ist. So können geringfügige Varianzen in der Spannungsamplitude zu diesen Veränderungen führen. Für diese Annahme spricht auch der Umstand, dass ab ca. 800 kHz signifikante Abweichungen im Kurvenverlauf des Frequenzgangs festzustellen ist (vgl. nächster Abschnitt). Die ÜF der übertragenen Spannung in Bild 5.23 b), d) und f) zeigen trotz der Überlagerung der Antwortsignale aus unterschiedlichen Anregungen eine gute Übereinstimmung bis 700 kHz. Die Abweichungen des Kurvenverlaufs sind mit der Messunsicherheit zu erklären. Wie schon an den Offline-Untersuchungen an dem 200-MVA-Wandertransformator in Kapitel 3.4 gezeigt, besitzen die übertragenen Spannungssignale keine hohe Bandbreite, weswegen die Toleranzbänder ab ca. 700 kHz sehr breit werden.

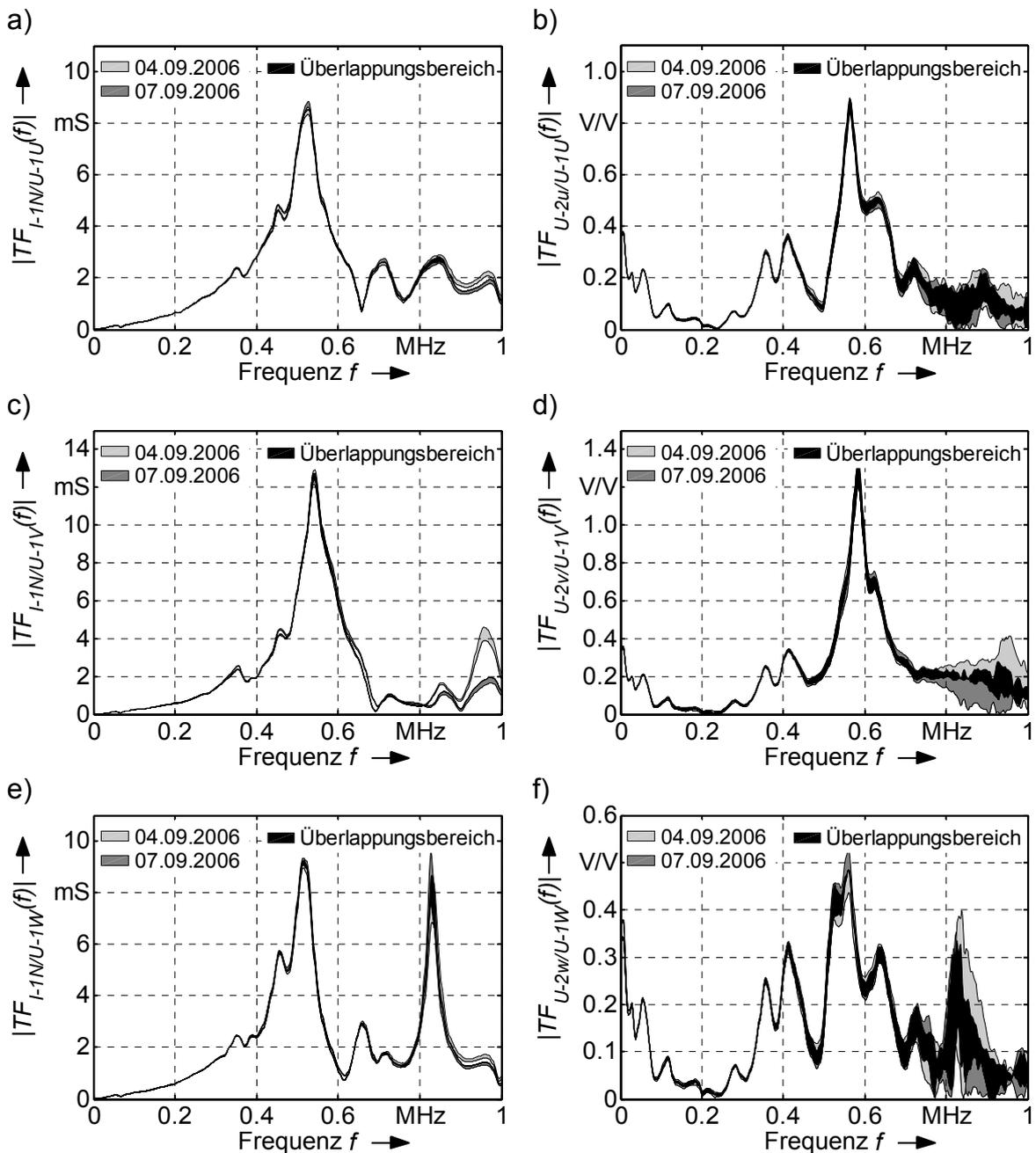


Bild 5.23: Toleranzbänder der ÜF des 350-MVA-Kuppelumspanners berechnet aus den transienten Überspannungen des Einschaltvorganges am 04. und 07. September 2006

- a) ÜF des Sternpunktstromes an der Phase U
- b) ÜF der übertragenen Spannung an der Phase U
- c) ÜF des Sternpunktstromes an der Phase V
- d) ÜF der übertragenen Spannung an der Phase V
- e) ÜF des Sternpunktstromes an der Phase W
- f) ÜF der übertragenen Spannung an der Phase W

Der 2. Zündimpuls der Phase U besitzt im Vergleich zu dem 1. Zündimpuls eine deutlich geringere Impulsspannung (Bild 5.22 a)). Die Spannungsdifferenz von Beginn der Impulsflanke bis zu dessen Ende beträgt gerade mal 150 kV. Wird die ÜF, die aus den beiden Zündimpulsen berechnet wird, miteinander verglichen (Bild 5.24), so zeigen sich im Kurvenverlauf ab ca. 300 kHz deutliche Dämpfungsunterschiede. Ab ca. 750 kHz verschieben sich dann zusätzlich noch die Resonanzfrequenzen. Diese Veränderungen im Kurvenverlauf sind vermutlich den nichtlinearen Bauelementen zuzuschreiben, denn die transienten Signale sind aus einem aufgezeichneten Vorgang entnommen worden. Daher können Einflussfaktoren wie Veränderungen am Messaufbau oder eine mechanische Veränderung der Wicklungsgeometrie ausgeschlossen werden. Es ist vielmehr davon auszugehen, dass der in Kapitel 5.2.2 beschriebene Effekt eintritt: Die vor dem Transformator geschalteten Überspannungsableiter wechseln bei einer Impulsspannung von 380 kV noch nicht in den leitenden Zustand (vgl. Bild 5.5). Das transiente Signal regt allerdings eine Wicklungsresonanz an, so dass ohne die inneren Varistoren eine kritische Spannungsbeanspruchung der Regelwicklung entstehen würde und deshalb die inneren Varistoren des Transformators in den leitenden Zustand wechseln. Für die Berechnung der ÜF bedeutet das, dass nur solche ÜF's miteinander verglichen werden, deren Anregungspegel in etwa denselben Wert aufweisen. Bei den Frequenzgängen nach Bild 5.23 gab es eine Varianz der Anregungspegel von 10 kV. Bei dieser geringen Varianz ist nicht mit einer deutlichen Beeinflussung durch die nichtlinearen Bauelemente zu rechnen.

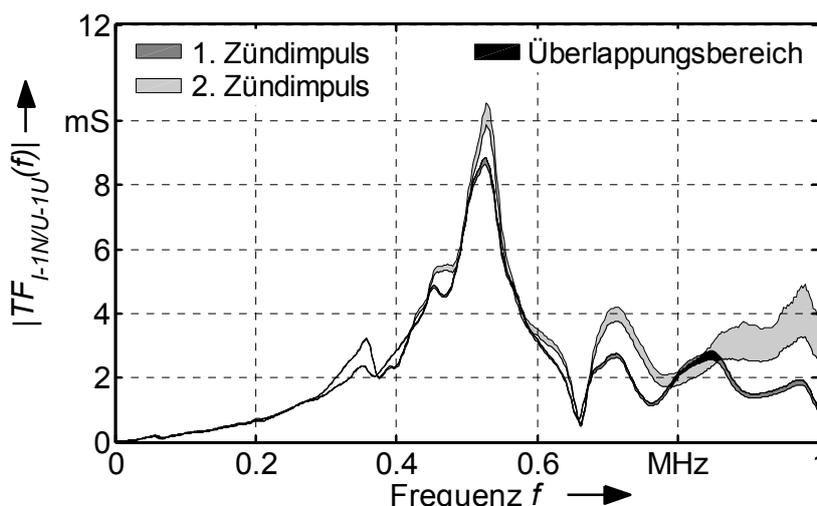


Bild 5.24:
Die ÜF gebildet aus
dem 1. und 2. Zündimpuls
der Phase nach
Bild 5.22 a)

Neben den transienten Signalen, die beim Einschalten des Leistungsschalters erzeugt werden, werden auch beim Öffnen und Schließen des Trennschalters transiente Spannungssignale erzeugt. Speziell in einer GIS-Anlage werden durch

Trennerschaltheandlungen die VFTOs (very fast transient oscillations) erzeugt. Diese Signale sind äußerst breitbandig, zeichnen sich durch immer wiederkehrende Impulse aus und weisen eine sehr hohe Reproduzierbarkeit auf [Christian, 2006]. Bild 5.25 zeigt VFTO-Signale wie sie am 350-MVA-Umspannkuppler gemessen wurden. Darin sind die wiederkehrenden Impulse zu erkennen, deren Grundperiode der 50-Hz-Schwingung entspricht. Bei dem dargestellten Messergebnis ist darauf zu achten, dass der tatsächliche Überspannungswert aufgrund der geringen Abtastrate nicht exakt wiedergegeben werden kann. Für die Berechnung der ÜF ist das aber unerheblich, weil die ÜF nur bis 1 MHz ausgewertet wird. Bei allen drei Phasen zeigte sich hierbei ein etwa gleich hoher Spannungswert. Bild 5.26 zeigt den Vergleich zweier ÜF's, die aus den VFTO-Impulsen berechnet worden sind. Es zeigt sich hierbei eine sehr gute Übereinstimmung über den gesamten Frequenzbereich.

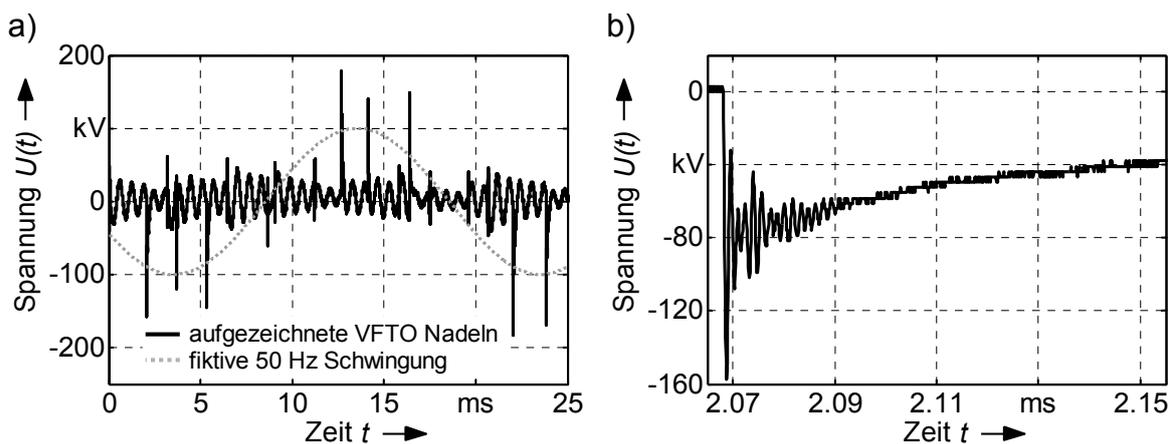


Bild 5.25: Am Trafo gemessenes Zeitsignal aufgrund einer Trennerschaltheandlung
 a) Langzeitaufnahme an der Phase 1U
 b) Zoom des ersten VFTO-Peaks

Im Falle einer Anregung durch den Leistungsschalter können die Signale direkt leitungsgebunden den Transformator anregen. Anders im Fall einer Anregung durch den Trennschalter. Hier müssen die Signale erst den offenen Leistungsschalter kapazitiv überbrücken. Daher kann der Kurvenverlauf des transienten Signals, welches durch den Einschaltvorgang des Leistungsschalters erzeugt wurde, nicht identisch zu dem Kurvenverlauf des Signals sein, welches durch Trennerschaltheandlungen erzeugt wurde. Da jedoch die anregende Spannung erst am Transformator gemessen wird, sollte die ÜF theoretisch unabhängig von dem Spannungsverlauf der Anregung sein.

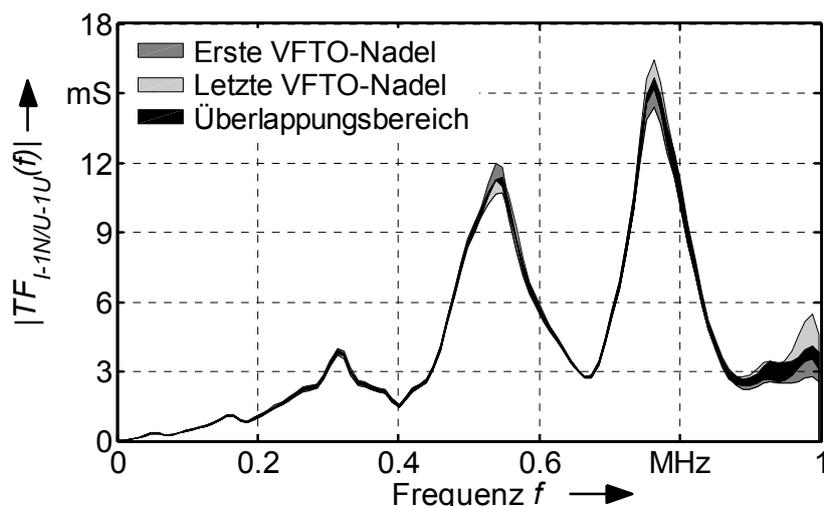


Bild 5.26:
Vergleich von zwei aus
VFTO-Signalen berech-
nete ÜF's

Der Vergleich in Bild 5.27 weist allerdings zwischen der ÜF, berechnet aus den VFTO-Signalen, und der ÜF, berechnet aus den transienten Signalen des Einschaltvorgangs, Unterschiede im Kurvenverlauf der gemessenen ÜF auf. Dies liegt maßgeblich daran, dass aufgrund der hohen Impulsspannung die inneren Varistoren in den leitenden Zustand wechseln und der Transformator nicht mehr als lineares Netzwerk betrachtet werden kann. Ein weiterer Einflussfaktor für die Veränderung der ÜF kann die Längskapazität des Leistungsschalters sein, die zu einem anderen Reflektionsverhalten der Zuleitung führt (vgl. Kap. 5.2.4).

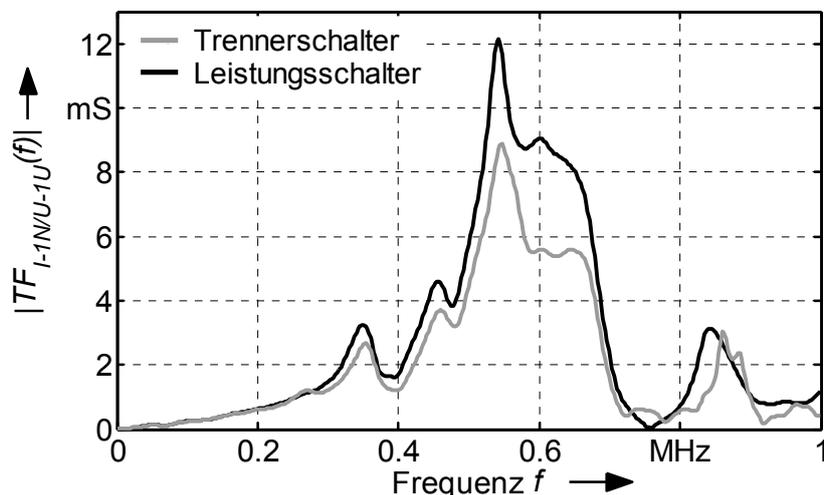


Bild 5.27:
Vergleich zwischen der
ÜF, berechnet aus dem
VFTO-Signal und der
ÜF, berechnet aus den
transienten Signalen
des Einschaltvorgangs
des Leistungsschalters

Generell kann gesagt werden, dass die VFTO-Signale aus mehreren Gründen für die Berechnung der ÜF besser geeignet sind. Zum einen können bei einer Langzeitaufnahme mehrere VFTO-Überspannungen erfasst werden, was die Wahrscheinlichkeit gleicher VFTO-Spannungswerte deutlich erhöht und zum andern kann sowohl der Einschalt- als auch der Ausschaltvorgang benutzt werden. Ein

weiterer Vorteil der VFTO-Signale gegenüber den transienten Signalen, die vom Leistungsschalter erzeugt werden, ist der, dass bei allen Phasen ein in etwa gleich hoher Spannungswert zu erwarten ist. Bei der Signalerfassung hat das den Vorteil, dass die Empfindlichkeit der Signale bei allen Phasen ungefähr gleich hoch ist. Das ist bei den transienten Signalen des Leistungsschalters nicht gegeben. Hier gibt es zwischen den Phasen erhebliche Spannungsunterschiede, was dazu führt, dass der vertikale Aussteuerungsbereich des Transientenrekorders nicht bei allen Signalen voll ausgenutzt werden kann (vgl. Kapitel 2.2.10.2). In Bild 5.22 unterscheiden sich die Werte der Phasen U und V um den Faktor 2,5, d.h. der SNR der Phase V ist im Vergleich zur Phase U um mehr als 6 dB niedriger.

5.5 Vergleich zwischen On- und Offline-Messungen

Bei einem direkten Vergleich zwischen online und offline ermittelter ÜF müssen sich aufgrund der unterschiedlich angeschlossenen Impedanzen und dem zusätzlichem Netzwerk der angeschlossenen Umspannstation, welches bei der online ermittelten ÜF eingeht (vgl. Kapitel 5.2.4), Unterschiede im Kurvenverlauf der ÜF ergeben. Der Vergleich zwischen Online- und Offline Messung soll jedoch zeigen, wie gut die Systemübertragungsfunktion des Transformators beschrieben wird.

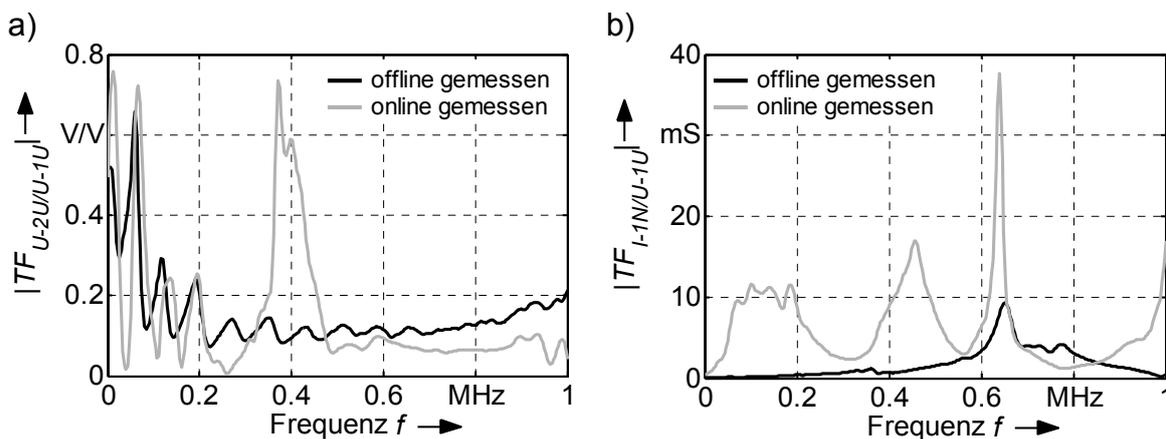


Bild 5.28: Vergleich zwischen offline gemessener und einer aus den stochastisch auftretenden, transienten Wanderwellen berechneter ÜF

a) ÜF der übertragenen Spannung an der Phase U

b) ÜF des Sternpunktstromes an der Phase V

Es ist deutlich in Bild 5.28 zu erkennen, dass bei der übertragenen Spannung durchaus Resonanzstellen im niederen Frequenzbereich zu finden sind, die auf

die Systemübertragung des Transformators schließen lassen können. Die ausgeprägte Resonanzstelle bei ca. 400 kHz ist auf eine Reflektion aufgrund eines Spannungswandlers zurückzuführen. Dieser befindet sich 60 m vom Transformator entfernt und entspricht damit der Wegstrecke, die zu dieser Frequenz führt. Beim Sternpunktstrom zeigt sich eine andere Situation: die Systemübertragungsfunktion des Transformators wird nur schlecht wiedergegeben und ist stark beeinflusst durch das netzseitige Reflektionsverhalten. Somit besteht durch das überlagerte Resonanzverhalten der Umspannanlage die Gefahr, dass Verschiebungen von Resonanzstellen, die vom Transformator herrühren, nicht detektiert werden können.

Wird hingegen die ÜF mit den transienten Signalen aufgrund des Einschaltvorgangs bestimmt, wird die Systemübertragungsfunktion des Transformators besser wiedergegeben als mit den transienten Signalen der stochastisch auftretenden Wanderwellen. Gerade bei der ÜF der übertragenen Spannung sind die einzelnen Resonanzstellen von der offline Messung auch in der online Messung wiederzufinden. Wie bei der ÜF, die aus den stochastisch auftretenden Wanderwellen berechnet worden ist, bildet sich auch in diesem Fall aufgrund von Reflektionen eine ausgeprägte Resonanzstelle. Diese liegt jedoch aufgrund eines anderen Reflektionsverhaltens bei ca. 550 kHz (vgl. Bild 5.28 a) mit Bild 5.29 a)). Bei der ÜF des Ausgangsstromes verschiebt sich bei der online gemessenen ÜF die Hauptresonanzstelle von 620 kHz auf 510 kHz. Im höheren Frequenzbereich ist jedoch auch hier keine weitere Übereinstimmung feststellbar (Bild 5.29).

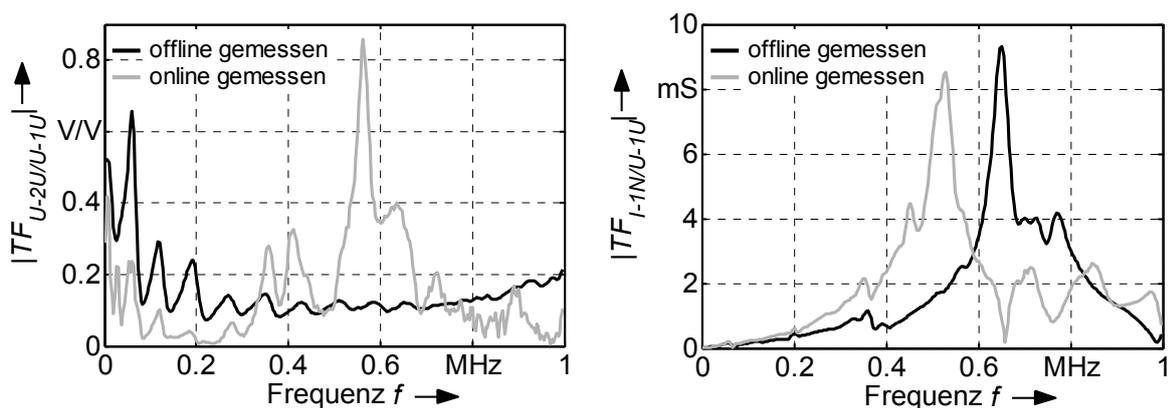


Bild 5.29: Vergleich zwischen offline gemessener und einer aus dem Einschaltvorgang berechneter ÜF

- a) ÜF der übertragenen Spannung an der Phase U
- b) ÜF des Sternpunktstromes an der Phase U

5.6 Zusammenfassung und Schlussfolgerung

In diesem Kapitel wurde ein Verfahren vorgestellt, das sämtliche transiente Wanderwellen, die auf den Transformator zulaufen, erfasst und durch Selektion der Datensätze die ÜF bestimmen kann. Für diese Online-Messungen sind eine fest installierte Sensorik und ein ständig im Betrieb befindliches Messsystem erforderlich. Neben der Bestimmung der ÜF erlaubt ein solches Messsystem die Registrierung aller Spannungsbeanspruchungen, welchen der Transformator ausgesetzt ist. Zwar wird der Einfluss des Messaufbaus auf die ÜF aufgrund der festen Installation eliminiert, jedoch ist die ÜF bei diesem Verfahren vielen Parametern ausgesetzt. Neben den Einflussgrößen des Transformators spielen auch Spannungsüberkopplungen auf benachbarte Phasen als auch die Schaltkonfiguration des Umspannwerkes eine große Rolle. Zudem kann der Aussteuerungsbereich der ADU nicht auf die Pegel der stochastisch einlaufenden transienten Wanderwellen angepasst werden. Die Folge davon ist, dass viele Signale einen äußerst geringen SNR besitzen. Ein weiteres Problem ist, dass die Information, welches Signal das Anregungssignal war, verloren geht. In diesem Kapitel wurden verschiedene Möglichkeiten aufgezeigt, wie diese Probleme gelöst werden können. In einem ersten Schritt werden die einzelnen Peaks aus dem aufgezeichneten Signal ausgeschnitten. Anschließend werden durch Betrachtung der Spannungshöhe, der Grenzfrequenz und des Signal-zu-Rausch-Abstands die unbrauchbaren Peaks von den brauchbaren getrennt. Durch die Anwendung des Hinkley-Kriteriums können im dritten Schritt die dominierend anregenden Signale ermittelt werden. Durch die Berechnung der essentiellen Resonanzstellen kann dann eine Klassifizierung der ÜF erfolgen, bei der die unterschiedlichen Stufenschalterstellungen, Schaltkonfiguration der Umspannanlage, usw. eingehen. Die Berechnung der Resonanzstellen erlaubt zudem eine Bewertung der ÜF. Trotz dieser Maßnahmen unterliegt die ÜF, die aus diesen Zeitsignalen berechnet worden ist, einer gewissen Unsicherheit, die eine empfindliche Wicklungszustandsdiagnose erschwert.

Ein anderer Ansatz ist, dass ausschließlich die transienten Signale zur Berechnung der ÜF herangezogen werden, die beim Ein- bzw. Abschalten des Transformators entstehen. Der Vorteil bei der Verwendung solcher Signale ist der, dass die Einflussfaktoren auf die ÜF deutlich geringer werden: eine Spannungsseite ist vom Transformator abgeklemmt und die zweite Spannungsseite liegt hinter dem Leistungsschalter bzw. Trenner und hat somit keinen Einfluss auf die ÜF. Bei die-

sem Ansatz müssen die transienten Signale nach ihrer Ursache unterschieden werden.

1. Transiente Überspannungen aufgrund des Leistungsschalters:

In diesem Fall werden die Signale herangezogen, die beim Einschalten des Transformators vom Leistungsschalter herrühren. Diese Signale zeichnen sich durch eine steile Anstiegsflanke aus und es kann eindeutig zwischen Anregungs- und Antwortsignal unterschieden werden. Allerdings variiert der Amplitudenwert der Anregungssignale zwischen den Phasen sehr stark.

2. Transiente Überspannungen aufgrund der Trennerschaltheilhandlung:

In diesem Fall werden die Signale herangezogen, die beim Ein- oder Ausschalten des Transformators vom Trenner herrühren. Gerade wenn sich der Trenner in einer GIS-Schaltanlage befindet, weisen die Signale sehr hohe Frequenzen von mehreren 10 MHz auf [Christian, 2006]. Diese so genannten VFTOs zeigen zwischen den Phasen kaum Varianzen bezüglich ihrer Amplitudenhöhe auf. Aufgrund der wiederkehrenden Impulse, ist allerdings eine genaue Separation zwischen Anregungs- und Antwortsignal auch nur erschwert möglich. Hier muss, wie schon bei den stochastisch einlaufenden Wanderwellen, das Anregungssignal mittels des Hinkley-Kriteriums ermittelt werden.

Beide Überspannungen zeichnen sich durch einen sehr hohen Spannungswert aus, so dass ein Ansprechen der inneren Varistoren bzw. der äußeren Spannungsableiter nicht mehr ausgeschlossen werden kann. Somit wird eine Grundvoraussetzung für die ÜF, nämlich die Linearität des Netzwerkes vom Transformator, verletzt. Um dennoch einzelne ÜF's miteinander vergleichen zu können, müssen die zugrunde liegenden Zeitsignale den gleichen Spannungspegel und -verlauf aufweisen.

Vergleicht man die Sensibilität der offline gemessenen ÜF mit der online gemessenen ÜF, so ist bei einem nach Kapitel 3 vorgestelltem Messaufbau die offline gemessene ÜF am sensibelsten. Hier können die einzelnen Eingänge des Transformators definiert erregt werden und das Messgerät kann auf die Signale entsprechend eingestellt werden. Zudem wird durch die koaxiale Leitungsführung, das Einkoppeln von Störsignalen bzw. eine Signalüberkopplung unterbunden. Zusammenfassend kann gesagt werden, dass die Online-FRA, aufgrund der vielen Parameter, die beachtet werden müssen, nicht empfindlich genug ist, um sinnvoll als Diagnoseverfahren zur Erkennung von Wicklungsschäden eingesetzt werden zu können.

6 Zusammenfassung und Ausblick

Die FRA ist dabei, sich als Diagnoseverfahren für Wicklungsverwerfungen zu etablieren. Da dieses Diagnoseverfahren keine absolute Messmethode ist und immer mit einer Referenzmessung verglichen werden muss, ist ein höchstes Maß an Reproduzierbarkeit der Messergebnisse erforderlich. Dies ist aber nur dann möglich, wenn der Messaufbau und die Messprozedur standardisiert sind. Deswegen wurde vor einigen Jahren die Cigré Workinggroup A2.26 ins Leben gerufen, die im März 2008 einen Report zu FRA und den Messungen veröffentlicht hat. Der darin empfohlene Messaufbau deckt sich dabei weitestgehend mit dem Messaufbau, der in Kapitel 3 vorgestellt wurde. In diesem Kapitel wurde festgestellt, dass folgende Regeln eingehalten werden müssen, damit reproduzierbare Messergebnisse erzielt werden können:

- Verbindungen zur Erde sind mit Bänder zu realisieren.
- Für die potentialgebundene Signalübertragung vom Transformator zum Messgerät sind geschirmte Leitungen zu verwenden.
- Es ist möglichst auf ungeschirmte Leitungsteile zu verzichten.
- Der Anschluss an den Transformator muss über feste, flächige Klemmenadapter erfolgen.
- An den nichtuntersuchten Transformator клемmen dürfen keine zusätzlichen Leitungen oder Erdungsbänder angebracht werden.

Wünschenswert wäre auch, wenn die FRA geräteunabhängig und die Messergebnisse von unterschiedlichen Teams miteinander verglichen werden könnten. Nach Kapitel 2 ist das innerhalb der Zeit- bzw. der Frequenzbereichsmessung auch möglich, solange derselbe Messaufbau und die gleichen Signalbearbeitungsschritte zugrunde liegen. Schwieriger wird es, wenn die Referenzmessung im Zeitbereich und die Wiederholungsmessung im Frequenzbereich durchgeführt wurden. Hier machen sich die prinzipbedingten unterschiedlichen Signalbearbeitungsschritte bemerkbar: während die IFRA maßgeblich von der ADU-Auflösung, ADU-Abtastrate, Aufzeichnungslänge und insbesondere von der Fensterfunktion beeinflusst wird, wird die SFRA nur durch die Anzahl der Frequenzpunkte und des notwendigen Bandpassfilters beeinflusst. Trotzdem ist es möglich, auch zwischen IFRA und SFRA das gleiche Messergebnis zu erhalten. Dazu muss allerdings bei der IFRA das Zeitsignal so lange erfasst werden, bis keine Signalenergie vorhanden ist und somit eine Signalfensterung überflüssig ist. Eine Veränderung der Auf-

zeichnungsdauer ist jedoch oftmals bei den kommerziell vertriebenen IFRA-Messgeräten nicht möglich, so dass beim Vergleich zwischen IFRA und SFRA nahezu immer Abweichungen in der ÜF hinzunehmen sind. Aufgrund der einfacheren Handhabung und der deutlich geringeren Signalverarbeitungsschritte, ist die Frequenzbereichsmessung der Zeitbereichsmessung vorzuziehen. Ein Vergleich der ÜF, die gemäß der IFRA-Methode gemessen werden, ist nur dann möglich, wenn die gleichen Signalverarbeitungsschritte zugrunde liegen. Hingegen ist ein Vergleich der ÜF, die gemäß der SFRA-Methode gemessen werden immer ohne Überprüfung der Signalverarbeitungsschritte möglich.

Untersuchungen haben im Labor an einem 1,2-MVA-Wicklungspaket gezeigt, dass durch ein externes Netzwerk die Empfindlichkeit der ÜF gesteigert werden kann. In diesem Zusammenhang wären weitere Untersuchungen an Großtransformatoren im Feld notwendig um die Allgemeingültigkeit der getroffenen Aussagen zu überprüfen. Weiterhin sollte die Simulation der Wicklungen genauer werden, um die Auswirkungen einer Deformation besser vorhersagen zu können. Da die Deformationsnachbildungen nicht am Transformator angebracht werden können, sollten aus der Simulation genaue Informationen über das externe Netzwerk extrahiert werden können. So könnte die entwickelte Methode dahingehend optimiert werden, dass für jeden Transformatortypen nur noch wenige oder sogar ein einziges externes Netzwerk für die zukünftige Deformationsanalyse vorliegt. Der Zeitaufwand könnte so auf ein Minimum reduziert werden.

Die FRA zeigt bei der online Überwachung der stochastisch einlaufenden Wanderwellen keine hohe Reproduzierbarkeit. Die unbekanntenen Größen, die von der Schaltkonfiguration der Umspannanlage herrühren, werden für die Bestimmung der ÜF mitgemessen und können nicht vollständig kompensiert werden. Eine Steigerung der Empfindlichkeit der online Überwachung kann dadurch erreicht werden, dass gezielt die transienten Signale des Einschaltvorgangs zur Bestimmung der ÜF herangezogen werden. Allerdings hat sich dabei gezeigt, dass die Spannungspegel so hoch sind, dass ein mit inneren Varistoren versehener Transformator nicht mehr als ein lineares Netzwerk betrachtet werden kann. Eine Auswertung der ÜF ist aus diesem Grund nur dann zulässig, wenn die dazugehörigen Zeitsignale denselben Spannungspegel und denselben Spannungsverlauf aufweisen können. Es ist daher festzuhalten, dass die Online-FRA als Diagnosemethode zur Erkennung von Wicklungsschäden nicht empfindlich genug ist. Inwieweit die Er-

gebnisse auf andere Transformatoren und Schaltanlagenkonfigurationen übertragen werden können, ist noch zu überprüfen.

Die Bewertung der ÜF wird in der Zukunft eine große Herausforderung sein. Derzeit wird die ÜF ausschließlich durch den Menschen ohne wesentliche algorithmische Unterstützung bewertet und unterliegt demzufolge einer subjektiven Wertung. Das Ziel muss aber eine objektive Bewertung durch Auswertelgorithmen sein. In China wurde in der Vergangenheit ein Auswertekriterium, welches im Wesentlichen auf dem Korrelationsfaktor basiert, mit entsprechenden Grenzwerten entwickelt [EPISPRC, 2005].

Bei diesem Algorithmus wird der Frequenzbereich in 3 Teilbereiche unterteilt: den tiefen Frequenzbereich von 0-100 kHz, den mittleren Frequenzbereich von 100 – 600 kHz und den hohen Frequenzbereich von 0,6 bis 1 MHz. Die Toleranz, um die der Korrelationsfaktor im jeweiligen Teilbereich beim Vergleich der ÜF's abweichen darf, wird für die höheren Frequenzbereiche größer. Des Weiteren zeigt der Algorithmus aufgrund der statisch implementierten Grenzen eine starke Abhängigkeit von der Prüfschaltung [Wimmer, 2007]. Eine Ausdehnung des Frequenzbereichs erlaubt der Algorithmus nicht. Auch wenn der chinesische Auswertelgorithmus den Experten nicht ersetzen kann, so kann er dennoch als gute Auswertunterstützung angesehen werden.

Eine weitere Auswertemethodik wäre die Betrachtung der Extremstellen, wie sie bereits in Kapitel 5.3.3, vorgestellt wurde. Der Vorteil dieser Methode ist, dass nicht nur die Ähnlichkeit der Kurven in bestimmten Teilabschnitten betrachtet wird, sondern auch ganz gezielt die Verschiebung der Extremstellen. Allen Auswertelgorithmen gemein ist, entsprechende Grenzwerte zu finden. Diese sollten möglichst vom Transformatortyp, Wertebereich, Prüfschaltung und Kurvenverlauf unabhängig sein. Dies ist mit Auswertelgorithmen, welche einen fest vorgegebenen Schwellwert besitzen, kaum zu realisieren. Eine Steigerung der Auswertegenauigkeit könnte auch dadurch erreicht werden, dass mehrere Auswertelgorithmen angewendet werden und mittels entsprechender Kombinatorik verknüpft werden.

7 Anhang

A Gleichungen für unterschiedliche Fensterfunktionen

Rechteck-Fenster:

$$w(t) = 1 \quad (\text{A.1})$$

Hanning-Fenster:

$$w(t) = \frac{1}{2} \cdot \left[1 - \cos\left(\pi \cdot \frac{T-t}{T}\right) \right] \quad (\text{A.2})$$

10%-Hanning-Fenster:

$$w(t) = 1 \quad \text{für } t \leq 0,9 \cdot T \quad (\text{A.3})$$

$$w(t) = \frac{1}{2} \cdot \left[1 - \cos\left(\pi \cdot \frac{T-t}{T}\right) \right] \quad \text{für } t > 0,9 \cdot T \quad (\text{A.4})$$

Hamming-Fenster:

$$w(t) = 0,54 + 0,46 \cdot \cos\left(\pi \frac{t}{T}\right) \quad (\text{A.5})$$

Flattop-Fenster:

$$w(t) = 0,2156 - 0,416 \cdot \cos\left(\pi \frac{T-t}{T}\right) + 0,2781 \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \frac{T-t}{T}\right) - 0,0836 \cdot \cos\left(3 \cdot \pi \frac{T-t}{T}\right) + 0,0069 \cdot \cos\left(4 \cdot \pi \frac{T-t}{T}\right) \quad (\text{A.6})$$

Exponential-Fenster:

$$w(t) = e^{-\frac{a \cdot t}{T}} \quad \text{mit } a = 6 \quad (\text{A.7})$$

B Beispiel für den Einfluss der Fensterfunktion auf die ÜF

Zur Verdeutlichung des Zusammenhangs zwischen dem Abklingverhalten des Signals und der IFRA, ist im Folgenden eine Beispieluntersuchung an synthetisch generierten Ein- und Ausgangssignalen durchgeführt worden. Wie bereits in Kapitel 2.2.6.2 beschrieben, wird als Eingangssignal ($U_{1in}(t)$) ein doppelexponentieller Impuls berechnet. Das Ausgangssignal ($I_{1out}(t)$) wird aus mehreren, überlagerten Sinusschwingungen unterschiedlicher Amplitude berechnet, die mit einer abklingenden Exponentialfunktion multipliziert wird. Damit sowohl das Eingangssignal als auch das Ausgangssignal nach 1 ms den Wert 0 aufweisen kann, werden beide Signale noch mit einer einseitigen Hanning-Funktion gewichtet.

In einem ersten Fall wird die ÜF anhand dieser Signale berechnet. In einem zweiten Fall wird die Dämpfung des Ausgangssignals verringert, so dass ein neues Ausgangssignal $I_{2out}(t)$ vorliegt. Anhand der bereits berechneten ÜF wird dann der korrespondierende Impuls $U_{2in}(t)$ bestimmt. Demnach gilt:

$$|\ddot{U}F(\omega)| = \frac{|\mathcal{F}(I_{1out}(t))|}{|\mathcal{F}(U_{1in}(t))|} = \frac{|\mathcal{F}(I_{2out}(t))|}{|\mathcal{F}(U_{2in}(t))|} \quad (\text{B.1})$$

Bild B1 und B2 zeigen die Zeitsignale, während Bild B3 die dazugehörigen ÜF zeigt.

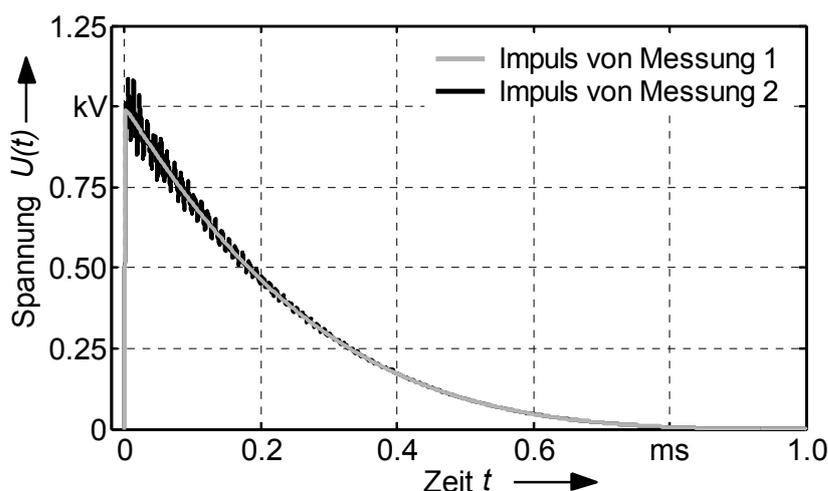


Bild B1:
Vergleich der beiden
Eingangssignale

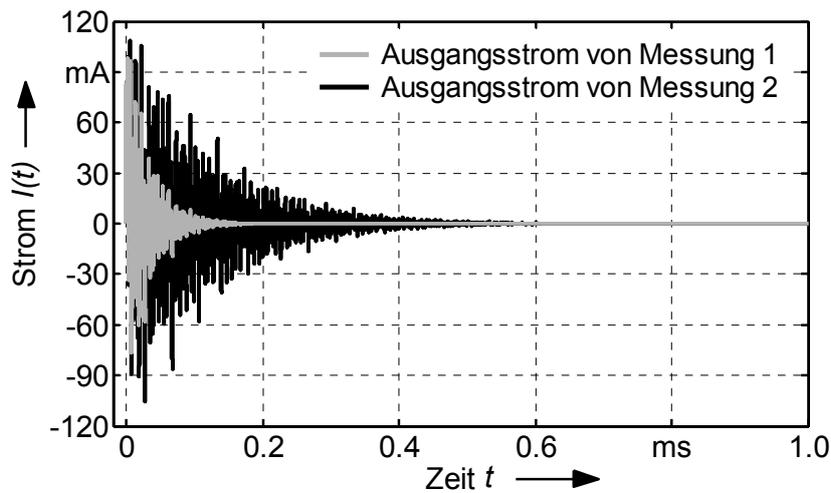


Bild B2:
Vergleich der beiden
Ausgangssignale

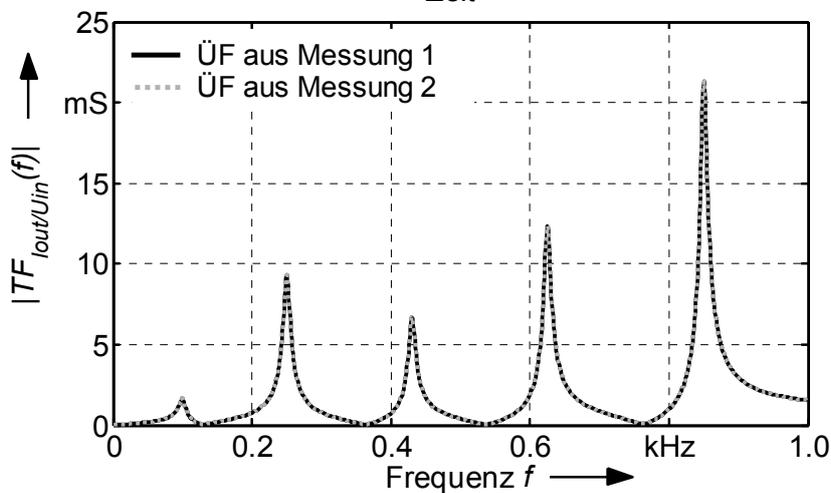


Bild B3:
Verlauf der ÜF, be-
rechnet aus den Zeit-
signalen nach Bild A1
und Bild A2

In einem nächsten Schritt werden diese Zeitsignale nach $200 \mu\text{s}$ abgeschnitten (Bild B4 und B5), mit der Hanning-Funktion gefenstert und daraus die neuen ÜF's bestimmt. Bild B6 zeigt deutlich, dass es zwischen den abgeschnittenen Signalen zu Dämpfungsunterschieden kommt, obwohl es nach Bild B3 keinen Unterschied in der ÜF geben darf.

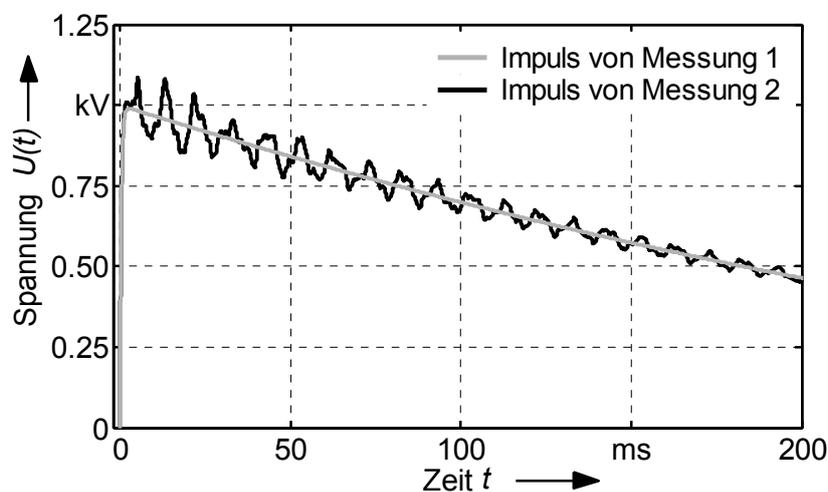


Bild B4:
Vergleich der beiden
nach $200 \mu\text{s}$ abge-
schnittenen Eingangss-
signale

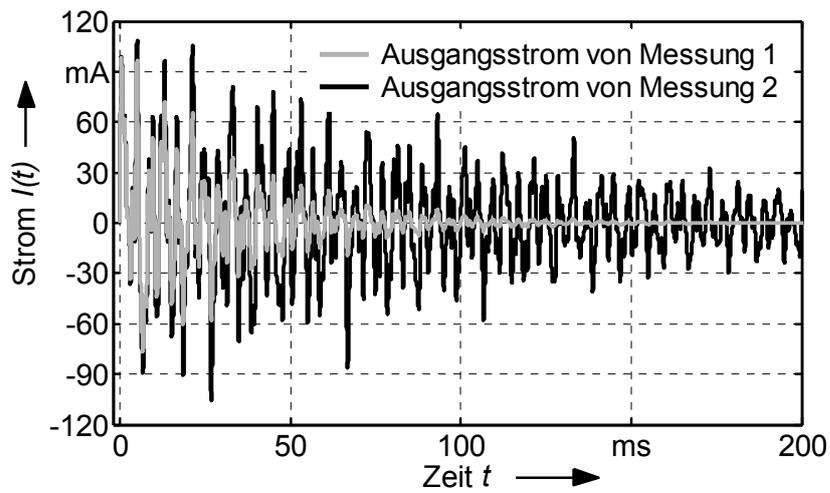


Bild B5:
Vergleich der beiden
nach $200\ \mu\text{s}$ abge-
schnittenen Ausgangs-
signale

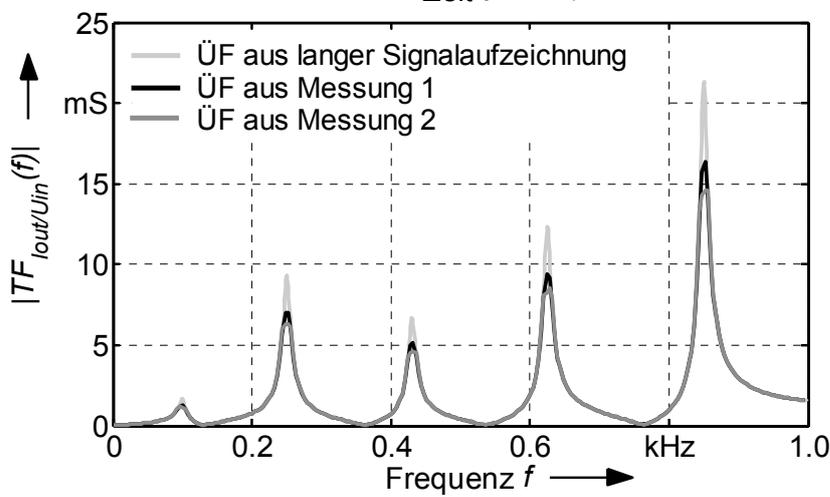


Bild B6:
Verlauf der $\dot{U}F$, be-
rechnet aus den beiden
abgeschnittenen Zeit-
signalen und nicht ab-
geschnittenen Zeitsig-
nalen

C Einfluss der Öltemperatur auf die FRA am Beispiel eines 200-MVA-Kuppelumspanner

Bild C1 zeigt die ÜF's von einem 200-MVA-Kuppelumspanner bei unterschiedlichen Öltemperaturen. Die erste Messung wurde im Hochsommer 1999 bei einer Deckel-Öltemperatur von 36 °C gemacht. Die Nachuntersuchung im Jahre 2005 wurde Ende November bei einer Deckel-Öltemperatur von 10 °C durchgeführt. Der Vergleich zeigt, dass die Temperaturdifferenz von 26 °C keinen signifikanten Einfluss auf die ÜF von diesem Transformator hat. Die Unterschiede, die bei den beiden ÜF's zu erkennen sind, sind eher dem ungenauen Antwortsignal zuzuschreiben. Dieses besitzt bei 400 kHz einen Signal-zu-Rausch-Abstand von nur noch ca. 17 dB. Bei Betrachtung der Toleranzbänder wird deutlich, dass die Unterschiede der ÜF auf das Quantisierungsrauschen zurückzuführen ist.

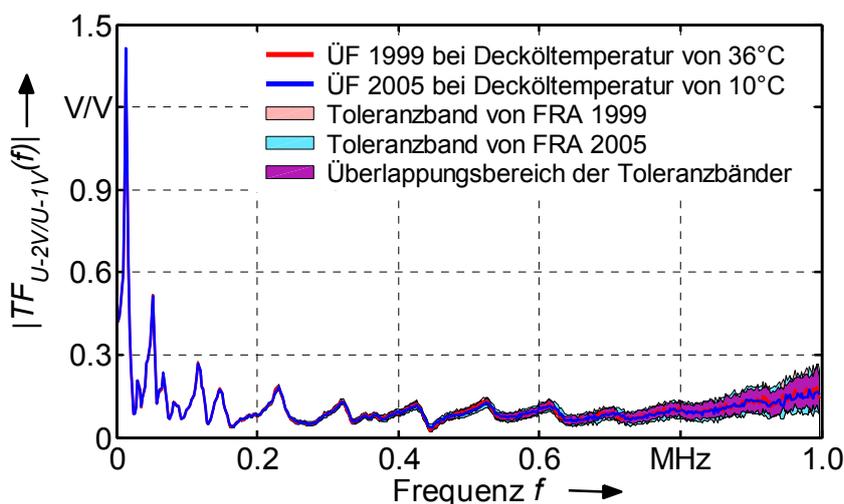


Bild C1:
ÜF-Messungen an einem Kuppelumspanner bei einer Deckel-Öltemperatur von 36°C und 10°C

D Geometrische Anordnung der US-Wicklung

Für die Simulation wird die US-Wicklung alleine betrachtet. Äußere, elektrische Einflüsse, wie sie von einer umgebenden OS-Wicklung oder einem Kessel hervorgerufen werden, sind daher weitestgehend eliminiert. Somit ergeben sich geometrische Verhältnisse der US-Wicklung, wie sie in Bild D1 angegeben sind.

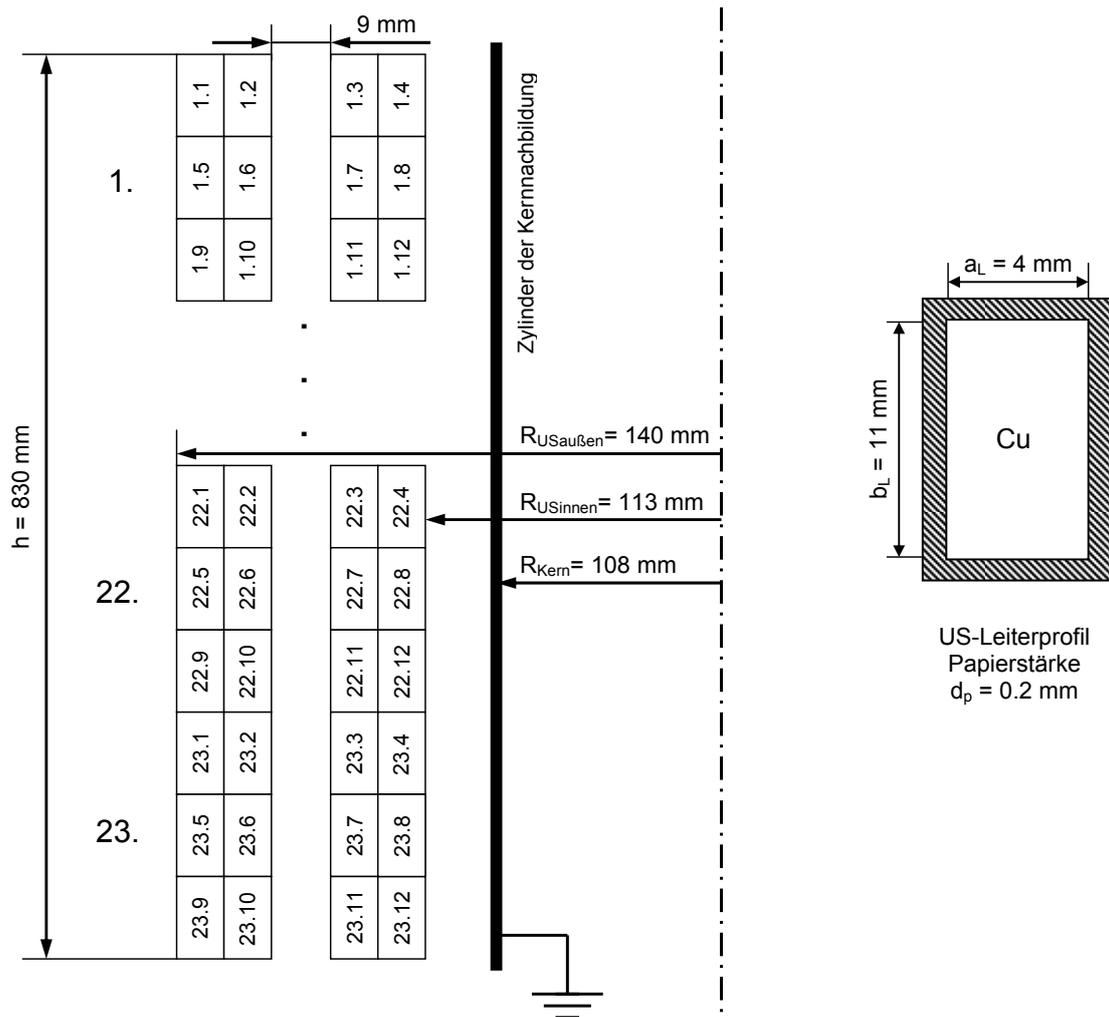


Bild D1: Geometrische Anordnung der US-Wicklung nach Kapitel 4

E Berechnung der Wicklungsparameter: Detailliertes Modell

Die Modellierung auf Basis der Selbst- und Gegeninduktivitäten ist ein analytischer Ansatz, der laut [Rahimpour, 2001] für die Berechnung der Wicklungsparameter gut geeignet ist. Dieser Ansatz liefert sehr genaue Formeln zur Berechnung der Selbst- und Gegeninduktivitäten und der restlichen Elemente des Ersatzschaltbildes der einzelnen Windungen. Die Fähigkeit des detaillierten Modells, das Resonanzverhalten des Transformators nachzubilden, ist abhängig von der Genauigkeit der Parameterberechnung. Die elektrischen und magnetischen Felder werden dabei getrennt berechnet und in Form von Ersatzelementen dargestellt. Die Kopplung erfolgt erst mit der Zusammenschaltung der Elemente. In Wirklichkeit sind diese Größen im gesamten Feldraum verteilt und ursächlich miteinander verknüpft. Trotzdem ist diese Methode zweckmäßig, weil sie eine Bestimmung der Parameter mit Hilfe der Materialeigenschaften und einer genauen geometrischen Beschreibung der Wicklung bis 1 MHz ermöglicht. Bei den nachfolgenden Berechnungen wird auf die Parameter-Kennzeichnung aus der Geometrie der Wicklung (Anhang D) zurückgegriffen.

Bei der Berechnung der Koppelkapazität gilt es, möglichst genau die Windung der Breite nach in ihre Teilleiter zu unterteilen. Die jeweils übereinander liegenden Teilleiter zweier benachbarter Windungen bilden einen Plattenkondensator, der parallel zu den anderen neben ihm liegenden Teilleitern dieser Windungen geschaltet ist. Für die Fläche eines Teilleiters kann die Fläche eines Kreisrings herangezogen werden. Mit folgender Formel wird eine solche Teilkapazität berechnet:

$$C_K = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \pi}{d_p} (r_{\text{außen}}^2 - r_{\text{innen}}^2) \quad (\text{E.1})$$

Man erhält so für die Koppelkapazität zwischen zwei Windungen $C_K = 1,268 \text{ pF}$.

Die Berechnung der Erdkapazität sieht eine Methode vor, bei der die Krümmung der Wicklung und der Kernnachbildung vernachlässigt wird. Somit wird die Erdkapazität zu einem Plattenkondensator angenähert und kann wie folgt berechnet werden:

$$C_E = K_{\text{Rand}} \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{r,\text{ges}} \cdot b_L \cdot 2 \cdot \pi \cdot R_{\text{USinnen}}}{(R_{\text{USinnen}} - R_{\text{Kern}})} \quad (\text{E.2})$$

Mit dieser Formel ergibt sich die Erdkapazität zu 42,32 pF. Der Faktor K_{Rand} berücksichtigt Inhomogenitäten, die an der Papierisolation zwischen den einzelnen Leitern und Windungen entstehen. Dieser Faktor wird wie folgt berechnet [Ambrozie, 1972]

$$K_{Rand} = 1 + \frac{2 \cdot d_p}{b_L} \cdot (0,75 - 0,15 \cdot \frac{2 \cdot d_p}{b_L}) \quad (E.3)$$

Der Widerstand R_S , die Eigenimpedanz des Kupferleiters, kann mit Hilfe der Formel für den spezifischen Widerstand bestimmt werden.

$$R_S = \rho_{Cu} \frac{l}{A} \quad (E.4)$$

mit $\rho_{Cu} = 0,0178 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$ und $A =$ Querschnitt eines Teilleiters

Mit Gleichung (E.4) lassen sich die Widerstände der einzelnen Teilleiter berechnen, indem man den Kreisbogen für jeden Teilleiter berechnet. Diese müssen anschließend parallel geschaltet werden und man erhält so den Widerstand einer Windung $R_S = 26,61 \mu\Omega$.

Für die Berechnung der Induktivitäten und Gegeninduktivitäten wird auf die Maxwell'schen Gleichungen zurückgegriffen. Hierfür hat sich eine analytische Methode durchgesetzt, bei der in dem betrachteten Frequenzbereich von 0 bis 1 MHz vereinfachend die Gleichungen für Luftspulen herangezogen werden können.

Den magnetischen Streufeldern, die von einer Windung i in eine Windung j eingekoppelt werden, werden im detaillierten Modell jeweils eine Gegeninduktivität M_{ij} zugeordnet, wobei sich die Windungen wechselseitig beeinflussen. Zur Berechnung der Gegeninduktivität nach Bild E1 muss folgendes Doppelintegral gelöst werden [Gray, 1967]:

$$M_{12} = \frac{\mu_0}{4 \cdot \pi} \cdot \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{d\vec{s}_1 \cdot d\vec{s}_2}{d_{12}} \quad (E.5)$$

Im nächsten Schritt müssen die Selbstinduktivitäten berechnet werden, die das Streufeld jedes Teilleiters innerhalb der Lagenwicklung berücksichtigen. Für eine nicht deformierte Wicklung wird die Selbstinduktivität mit Hilfe einer Ersatzanordnung der Windung nach Bild E2 und folgender Gleichung bestimmt:

$$L_i = \mu_0 \cdot R \cdot (\ln \frac{8 \cdot R}{MGA} - 2) \quad (E.6)$$

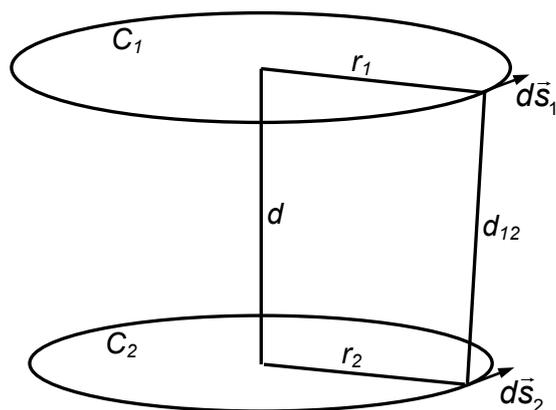


Bild E1:
Parameterdarstellung von
zwei parallele Leiterschlei-
fen

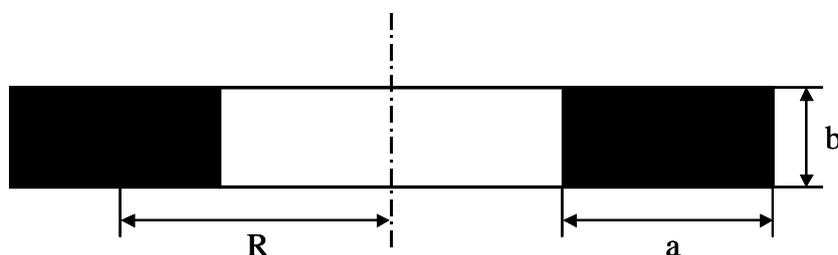


Bild E2:
Ersatzanordnung
einer Windung

Dabei wird der vertikale Abstand der beiden Windungen dieser Ersatzanordnung als mittlerer geometrischer Abstand (MGA) bezeichnet und wie folgt berechnet [Gray, 1967], [Grover, 1962]:

$$\ln \frac{MGA}{\sqrt{a^2 + b^2}} = \frac{2a}{3b} \tan^{-1} \frac{b}{a} + \frac{2b}{3a} \tan^{-1} \frac{a}{b} - \frac{a^2}{12b^2} \ln \left(1 + \frac{b^2}{a^2} \right) - \frac{b^2}{12a^2} \ln \left(1 + \frac{a^2}{b^2} \right) - \frac{25}{12} \quad (\text{E.7})$$

Nachdem die Eigeninduktivitäten der einzelnen Teilleiter zur Eigeninduktivität einer Windung addiert worden sind, lassen sich nun auch diese Werte in die Diagonale der Matrix schreiben. Daraus ergeben sich die aus der Matrix abgelesenen Werte der Induktivitäten zu 319,2 nH.

Die beiden übrig gebliebenen Widerstände R_E und R_P werden als hochohmig angenommen, da die Teilleiter sowohl zueinander als auch zum Erdpotential isoliert sind. Die Literatur sieht zu diesen Elementen variable Widerstandswerte vor. Durch experimentelle Bestimmung werden sie auf konstante Werte von $R_E = 10 \text{ M}\Omega$ und $R_P = 1 \text{ M}\Omega$ festgelegt.

8 Literatur

- [Ambrozie, 1972] **C. Ambrozie**
Berechnung der Ersatzkapazitäten einer Scheibenspule von einer Normalscheibenspulen-Transformatorwicklung etz-A, Bd.93, 1972, Heft 8, S 446-450
- [Aschwanden, 1998] **T. Aschwanden, M. Hässig, J. Fuhr, P.Lorin,, V. d. Houghanesian, W. Zaengl, A. Schenk**
Development and application of new condition assessment methods for power transformers
Cigré, Paris, Frankreich, 1998
- [Basseville, 1993] **M. Basseville, I. V. Nikiforov**
Detection of Abrupt Changes: Theory and Application
PTR Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1993
ISBN 0-13-126780-9
- [Beyer, 1986] **M. Beyer, W.Boeck, K. Möller, W. Zaeng**
Hochspannungstechnik – Theoretische und Praktische Grundlagen
Springer Verlag, Berlin, 1986
- [Bolduc, 2000] **L. Bolduc, P. Picher, G. Paré, R. J. Demers**
Detection of Transformer Winding Displacements by the Frequency Response of Stray Losses
CIGRÉ Session, Paris, 2000, paper 12/33-02
- [Boss, 1997] **P. Boss, P. Lorin, S. Latour**
On-line Monitoring of Power Transformers
Cigré, Paris, 1997, WG 15-01
- [Bruttel, 2003] **P. Bruttel, R. Schlink**
Wasserbestimmung durch Karl-Fischer-Titration
Metrohm AG, Herisau, Schweiz 2003
- [Cardillo, 2007] **E. Cardillo**
Thermische Überwachung von Transformatoren
Dissertation, Universität Stuttgart, Sierke Verlag, 2007
ISBN 978-3-940333-20-9
- [Christian, 2001] **J. Christian**
Erkennung mechanischer Wicklungsschäden in Transformatoren mit der Übertragungsfunktion
Dissertation, Universität Stuttgart, Shaker Verlag 2002,
ISBN 3-8322-0480-6

- [Christian, 2006] **J.Christian, J. Xie**
Very Fast Transient Oscillation Measurement at Three Gorges Left Bank Hydro Plant
International Conference on Power System Technology, Oct. 2006
ISBN 1-4244-0111-9
- [Cigré, 2008] **Picher, P.; Lapworth, J.; Noonan, T.; Christian, J. et al**
Mechanical Condition Assessment of Transformer Windings using Frequency Response Analysis
Cigre Report 342, 2008, ISBN 978-2-85873-030-8
- [Claudi, 1995] **A. Claudi, R. Malewski, C. Josephy, S. Jud**
Checking electromagnetic compatibility of a HV impulse measuring circuit with coherence functions
7. Haefely Trench Symposium, Stuttgart, 1995
- [Coenen, 2007] **S. Coenen, S. Tenbohlen, S. M. Markalous, T. Strehl**
Performance Check and Sensitivity Verification for UHF PD Measurements on Power Transformers”
15th Int. Symp. on High Voltage Engineering (ISH), Ljubljana, 2007, Paper T7-100
- [Coffeen, 2003] **L. T. Coffeen, J. A. Britton, J. Rickmann, E. Gockenbach**
A New Objective Technique to Detect Winding Displacements in Power Transformers Using Frequency Response Analysis, Without the Need for Historical Data
13th Int. Symp. on High Voltage Engineering (ISH), Delft, 2003, Paper 668
- [Dick, 1978] **E. P. Dick, C. C. Erven**
Transformer Diagnostic Testing by Frequency Response Analysis
IEEE Transactions on Power Systems, Vol. PAS-97, No. 6, Nov/Dec 1978, pp. 2144-2153
- [DIN EN 60076-5, 2006] **Europäische Norm**
Leistungstransformatoren – Teil 5: Kurzschlussfestigkeit
DIN EN 60076-5, 2006
- [DIN EN 60270, 2001] **Europäische Norm**
Hochspannungs-Prüftechnik: Teilentladungsmessungen
DIN EN 60270, 2001
- [DIN EN 60599, 1999] **Europäische Norm**
In Betrieb befindliche, mit Mineralöl imprägnierte elektrische Geräte - Leitfaden zur Interpretation der Analyse gelöster und freier Gase
DIN EN 60599, 1999

- [Donoho, 1994] **D.L. Donoho, L. M. Johnstone**
Ideal Spatial Adaptation via Wavelet Shrinkage
Biometrika, Vol. 81, 1994, S. 425-455
- [Donoho, 1995] **D.L. Donoho, L. M. Johnstone**
Adapting to Unkown Smoothness via Wavelet Shrinkage
American Statistical Association, Vol. 90, Nr. 432, Dez. 1995
- [Enden, 1990] **A. W. M. van den Enden, N. A. M. Verhoeckx**
Digitale Signalverarbeitung
1. Auflage, F. Vieweg Verlag, Braunschweig 1990
ISBN 3-528-03045-3
- [EPISPRC, 2005] **The Electric Power Industry Standard of People's Republic of China**
Frequency Response Analysis on Winding Deformation of Power Transformers,
Std. DL/T911-2004, ICS27.100, F24, Document No. 15182-2005, June 1st, 2005.
- [Flosdorff, 2003] **René Flosdorff, Günther Hilgarth**
Elektrische Energieverteilung
8. Auflage, B. G. Teubner GmbH, Stuttgart, Wiesbaden 2003
ISBN 3-519-26424-2
- [Gharehpetian, 1996] **G. B. Gharehpetian**
Modellierung von Transformatorwicklungen zur Untersuchung schnellveränderlicher transienter Vorgänge
Dissertation, RWTH Aachen und Universität Teheran, 1996
- [Gray, 1967] **A. Gray**
Absolute Measurements in Electricity and Magnetism
Dover Publications, New York, 1967
- [Grover, 1962] **F. W. Grover**
Inductance Calculations, Working Formulas and Tables
Dover Publications, New York, 1962
- [Grossmann, 2002] **E. Grossmann**
Akustische Teilentladungsmessung zur Überwachung und Diagnose von Öl/Papier-isolierten Hochspannungsgeräten
Dissertation, Universität Stuttgart, Shaker Verlag 2002,
ISBN 3-8322-0518-7

- [Hahn, 2002] **M. Hahn**
Karl-Fischer-Titration in solids, pastuous substances and oils
ECH Elektrochemie Halle GmbH, Halle 2002
- [Hanique, 1990] **E. Hanique, H. F. Reijnders, P. T. M. Vaessen**
Frequency response analysis as a diagnostic tool
Elektrotechnik 68 (1990) 6 (Juni),1990, S. 549-558
- [Hanique, 1994] **E. Hanique**
A Transfer Function is a Reliable Tool for Comparison of Full and Chopped Lightning Impulse Tests
IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, No. 3, Jul. 1994, pp. 1261-1266
- [Heuck, 2002] **Klaus Heuck, Klaus-Dieter Dettmann**
Elektrische Energieversorgung
5. Auflage, F. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft, Braunschweig, Wiesbaden 2002
- [Hinrichsen, 2000] **Volker Hinrichsen**
Metalloxid-Ableiter – Teil 1: Grundlagen
Handbuch der Siemens AG, EV HBA, Berlin 2000
- [Holmberg, 2000] **P. Holmberg**
Modelling the Transient Response of Windings, Laminated Steel Cores and Electromagnetic Power Devices by Means of Lumped Circuits
Dissertation, Institute of High Voltage Research, Uppsala University, 2000
- [Houhanesian, 1998] **V. d. Houhanesian**
Measurement and analysis of dielectric response in oil-paper insulation systems
Dissertation, ETH Zürich, 1998
- [IEC 60099-4, 2006] **International Electrotechnical Commission (IEC)**
Surge Arrester – Part 4: Metal-Oxide Surge Arrester without Gaps for AC Systems
IEC 60099-4, 2006
- [IEC 60099-5, 2006] **International Electrotechnical Commission (IEC)**
Surge Arrester – Part 5: Selection and Application Recommendation
IEC 60099-5, 2006

- [IEC 61083-1, 2001] **International Electrotechnical Commission (IEC)**
Digital Records for Measurement in High-Voltage Impulse Tests – Part 1: Requirements for digital records
IEC 61083-1, 2001
- [Jayasinghe, 2005] **J.A.S.B. Jayasinghe, Z.D. Wang, A.W. Darwin, P.N. Jarman**
Practical Issues in Making FRA Measurements on Power Transformers
14th Int. Symp. on High Voltage Engineering (ISH), Beijing, 2005, Paper G-013
- [Kato, 1997] **T. Kato, Y. Morie**
Numerical Recipe for a Transformer Transfer Function Analysis Program
10th Int. Symp. on High Voltage Engineering (ISH), Montréal, 1991, Vol. 6, pp. 273-276
- [Keller, 2004] **C. Keller**
Schnelle EMV-Emissionsmessung im Zeitbereich
Dissertation, Universität Stuttgart, Shaker Verlag, 2004, ISBN 3-8322-3149-8
- [Klein, 2004] **Thomas Klein**
Einflüsse auf das Energieaufnahmevermögen von Metall-oxidableiter
Dissertation, Universität Stuttgart, 2004
ISBN 3-8322-2583-8
- [Knorr, 1985] **W. Knorr, W. Müller, W. Peschke**
Der Einsatz von ZnO-Varistoren im Transformator
Elektrizitätswirtschaft, Jg. 85 (1986), Heft 6, S. 232 - 235
- [Koch, 2008] **M. Koch**
Reliable Moisture Determination in Power Transformer
Dissertation, Universität Stuttgart, Sierke Verlag 2008
ISBN 978-3-86844-063-8
- [Koreman, 1987] **C. G. A. Koreman**
Improvements in Transformer Testing through the Use of the Transfer Function
5th Int. Symp. on High Voltage Engineering (ISH), Braunschweig, 1987, paper 62.05
- [Küchler, 1996] **Andreas Küchler**
Hochspannungstechnik: Grundlagen – Technologie – Anwendungen
Düsseldorf: VDI-Verlag 1996
ISBN 3-18-401530-0

- [Landsdorfer, 1991] **F. Landstorfer, H. Graf**
Rauschprobleme der Nachrichtentechnik
R. Oldenbourg Verlag, München, 1991
- [Lehner, 1996] **G. Lehner**
Elektromagnetische Feldtheorie für Ingenieure und Physiker
3. Auflage, Springer Verlag Berlin / Heidelberg 1996
ISBN 3-540-60373-5
- [Leibfried, 1996] **T. Leibfried**
“Die Analyse der Übertragungsfunktion als Methode zur Überwachung des Isolationszustandes von Großtransformatoren“ Dissertation, Universität Stuttgart, 1996
- [Leibfried, 1999] **T. Leibfried, K. Feser**
Monitoring of Power Transformers Using the Transfer Function Method
IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, No. 4, Oct. 1999, pp. 1333-1341
- [Lenz, 2003] **M. Lenz**
Anwendung der Wavelet-Transformation bei der Blitzstoßspannungsprüfung von Leistungstransformatoren
Dissertation, Universität Stuttgart, Shaker Verlag, 2003
ISBN 3-8322-2711-3
- [Li, 2007] **Jie Li, Charalambos Charalambous, Z. D. Wang**
Interpretation of FRA Results Using Low Frequency Transformer Modelling
15th Int. Symp. on High Voltage Engineering (ISH), Ljubljana, 2007, Paper T7-456
- [Malewski, 1988] **R. Malewski, J. Douville, L. Lavallée**
Measurement of Switching Transients in 735 kV substations and Assessment of their Severity for Transformer Insulation
IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 3, No. 4, Oct. 1988,
pp. 1380-1391
- [Malewski, 1989] **R. Malewski, J. Douville, L. Lavallée**
Automatic Digital Recording of Transients in EHV Substations
6th Int. Symp. on High Voltage Engineering (ISH), New Orleans, 1989, paper 50.08

- [Malewski, 1992] **R. Malewski, R. Gockenbach, R. Maier, K. Fellmann, A. Claudi**
Five Years of Monitoring the Impulse Test of Power Transformers with Digital Recorders and the Transfer Function Method
CIGRÉ Session, Paris, 1992, paper 12-201
- [Malewski, 1994] **R. Malewski, M. A. Franchek, J. H. McWhirter**
Experimental Validation of a Computer Model Simulating an Impulse Voltage Distribution in HV Transformer Windings
IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, No. 4, Oct. 1994,
pp. 1789-1798
- [Malewski, 2000] **R. Malewski, K. Drazba, S. Sieradzki, M. Borecki**
A Digital Assessment Technique of Transformer Winding Oscillations
Cigré, Session 2000, WG 33-07
- [Markalous, 2006] **S. M. Markalous**
Detection and location of partial discharges in power transformers using acoustic and electro-magnetic signals
Dissertation, Universität Stuttgart, Sierke Verlag 2006
ISBN 978-3-933893-97-0
- [Mombello, 1998] **E. E. Mombello, G. Ratta, J. F. Rivera, S. Juan**
Bestimmung von Selbst- und Gegeninduktivitäten zur Berechnung des transienten Verhaltens von Transformatoren bei Stoßüberspannungen
Elektrie, Berlin 45, Jahrgang 1991, Heft 2, S. 65-67
- [Moreau, 1999] **O. Moreau, Y. Guillot, B. Barre**
FRA Diagnostic Method: Simulation Applied to Feasibility Study and Efficiency Improvement
IEEE Power Engineering Society, Winter Meeting, 1999,
Proc. Vol. 2, pp. 1059-1064
- [Nothaft, 1994] **M. Nothaft**
Untersuchung der Resonanzvorgänge in Wicklungen von Hochspannungsleistungstransformatoren mittels eines detaillierten Modells
Dissertation, Technische Hochschule Karlsruhe 1994
- [Oppenheim, 1999] **A. V. Oppenheim, R. W. Schafer**
Zeitdiskrete Signalverarbeitung
3. Auflage, R. Oldenbourg Verlag München Wien 1999
ISBN 3-486-24145-1

- [Papoulis, 1962] **A. Papoulis**
The Fourier Integral and its Applications
McCraw Hill Book Company, New York, 1962
- [P-Mathonna, 1984] **D. Perriot-Mathonna**
Improvements in the application of stochastic estimation
algorithms-Parameter jump detection
Automatic Control, IEEE Transaction on Volume 29, Issue
11, Nov 1984, pp. 962 – 969
- [Peschke, 1986] **W. Peschke**
Die Begrenzung von Blitzstoßspannungsbeanspruchungen
bei Transformatorenwicklungen mittels innerer ZnO-
Varistor-Beschaltung
Dissertation, Technische Universität München, 1986
- [Rahimpour, 2001] **E. Rahimpour**
Hochfrequente Modellierung von Transformatoren zur Be-
rechnung der Übertragungsfunktion
Dissertation, Universität Stuttgart und Teheran, 2001
ISBN 3-8265-9227-1
- [Rüdenberg, 1962] **R. Rüdenberg**
Elektrische Wanderwellen auf Leitungen und Wicklungen
von Starkstromanlagen
4. Auflage, Springer-Verlag, Berlin, 1962
- [Schäfer, 2000] **M. Schäfer**
Thermische Überwachung von Transformatoren
Dissertation, Universität Stuttgart, Shaker Verlag, 2000
ISBN 3-8265-8274-8
- [Schnorrenberg, 1990] **W. Schnorrenberg**
Spektrumanalyse
1. Auflage, Vogel-Fachbuch, Würzburg, 1990
- [Unbehauen, 1969] **R. Unbehauen**
Systemtheorie
2. Auflage, R. Oldenburg Verlag München 1969
ISBN 3-486-38452-x
- [Vakilian, 1995] **M. Vakilian, R. C. Degeneff, M. Kupferschmid**
Computing the Internal Transient Voltage Response of a
Transformer with a Nonlinear Core Using Gear's Method,
Part 2: Verification
IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 10, No. 2, May
1995, pp. 702-708

- [Vandermaar, 1997] **A. J. Vandermaar, M. Wang**
Transformer Condition Monitoring by Frequency Resonse Analysis
10th Int. Symp. on High Voltage Engineering (ISH), Montréal, 1991, Vol. 4, pp. 119-122
- [Wimmer, 2003] **R. Wimmer, K. Feser, J. Christian**
Reproducibility of Transfer Function Results
13th Int. Symp. on High Voltage Engineering (ISH), Delft, 2003, Paper 165
- [Wimmer, 2006] **R. Wimmer, M. Krüger**
Erhöhung der Reproduzierbarkeit von FRA-Messungen durch Standardisierung
Stuttgarter Hochspannungssymposium 2006, pp.45-66, Stuttgart 2006
ISBN 3-00-018361-2
- [Wimmer, 2007] **R. Wimmer, S. Tenbohlen, M. Heindl, A. Kraetge, M. Krüger, J. Christian**
Development of Algorithms to Assess the FRA
15th Int. Symp. on High Voltage Engineering (ISH), Ljubljana, 2007, Paper T7-523

