

# Anforderungen an das Meßsystem zur Bestimmung der Transferfunktion

T. Leibfried, Universität Stuttgart  
Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik

## Einleitung

Bei der elektrischen Prüfung von Großtransformatoren muß gemäß IEC 722 auch der Nachweis der Spannungsfestigkeit der Isolation durch eine Stoßspannungsprüfung erbracht werden.

Die Beurteilung der Prüfung erfolgt traditionellerweise durch einen visuellen Vergleich der angelegten Prüfspannung und des gemessenen Stoßstromes gegen Erde bei verschiedenen Pegeln der Prüfspannung.

Ein anderes, und wie in diesem Beitrag gezeigt wird, deutlich empfindlicheres Verfahren zur Beurteilung der Stoßspannungsprüfung ist die Analyse des Frequenzspektrums der Transferadmittanz (Transferfunktion) /1/.

Der Transformator wird dabei als linearer Vierpol betrachtet, dessen Übertragungsverhalten gemäß Theorie unabhängig vom Eingangssignal sein muß. Falls diese Voraussetzung erfüllt ist, erlaubt es die Analyse der Transferfunktion, im Gegensatz zu dem oben beschriebenen Verfahren zur Beurteilung der Stoßspannungsprüfung, Prüfstöße mit unterschiedlicher Spannungsform (Vollstoß und abgeschnittener Stoß) miteinander zu vergleichen.

Neben dem Einsatz der Transferfunktionsanalyse im Transformatorenprüffeld des Herstellers ist auch eine dielektrische Überwachung von im Netzbetrieb befindlichen Transformatoren mit Hilfe der Transferfunktionsanalyse denkbar.

Der vorliegende Beitrag soll zeigen, wie die Transferfunktion berechnet werden kann und welche Anforderungen an das Meßsystem zur korrekten Ermittlung der Transferfunktion zu stellen sind.

## 1. Derzeitiger Stand der Anwendung der Transferfunktion im Transformatorenprüffeld

Die Aufzeichnung und anschließende Auswertung der bei der Stoßspannungsprüfung auftretenden Meßdaten kann derzeit z. B. mit Hilfe eines kommerziellen Systems der Fa. Haefely erfolgen.

Die folgenden beiden Bilder zeigen die Transferfunktion eines technisch einwandfreien Einphasentransformators (242 MVA,  $400/\sqrt{3}$  kV / 69 kV /  $69/\sqrt{3}$  kV) bei verschiedenen Spannungsformen (Vollstoß und abgeschnittener Stoß).

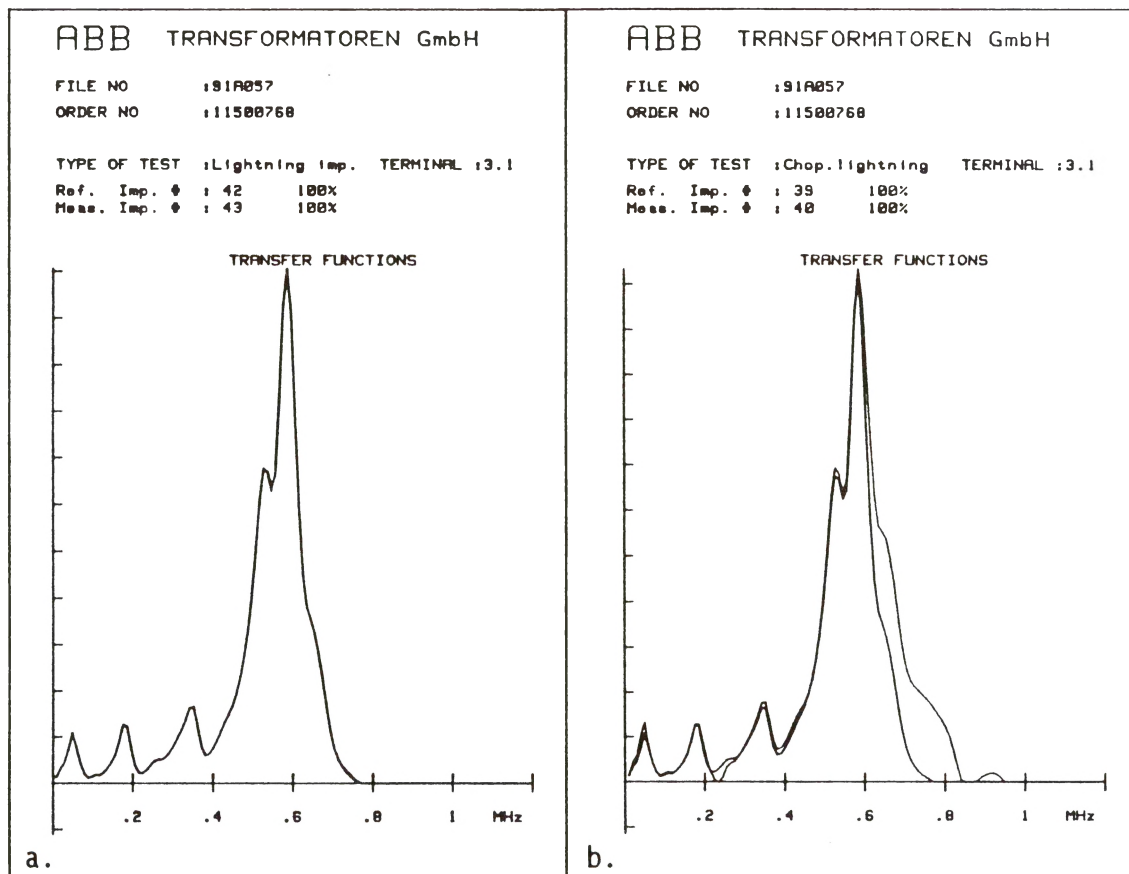


Bild 1: Transferfunktion eines Einphasentransformators

a. Vergleich der Transferfunktionen zweier 100 %-Vollstöße

b. Vergleich der Transferfunktion eines Vollstoßes (100 %) und eines abgeschnittenen Stoßes (100 %)

Die beiden Transferfunktionen der 100 %-Vollstöße zeigen eine nahezu vollständige Übereinstimmung, während die Transferfunktionen des Vollstoßes und des abgeschnittenen Stoßes deutlich voneinander abweichen. Diese Abweichungen lassen sich in dem hier vorliegenden Fall jedoch nicht auf einen Fehler des Transformators zurückführen.

Die Anwendung der Transferfunktion zur Beurteilung der Stoßspannungsprüfung im Transformatorenprüffeld ist also derzeit auf den Vergleich von Vollstößen beschränkt.

## **2. Anforderungen an das Meßsystem zur Bestimmung der Transferfunktion**

Zur Untersuchung des Berechnungsverfahrens der Transferfunktion und deren Eigenschaften müssen alle störenden Einflüsse, z. B. elektromagnetische Einkopplungen in die Meßanordnung oder das nichtideale Verhalten des zur Meßdatenaufzeichnung verwendeten Digitizers, gezielt ausgeschlossen werden.

Da dies bei Experimenten in der Praxis nur schwer möglich ist, bietet sich eine Untersuchung der Transferfunktion durch Rechnersimulationen an /3/.

Dazu wurde ein Einphasentransformator als lineares RLC-Netzwerk mit 10 Segmenten pro Wicklung modelliert /2/ (Bild 2a). Das Netzwerkmodell beinhaltet neben dem Stoßgenerator, dem Abschneidekreis und dem Strommeßshunt auch die zur Bandbegrenzung der zu messenden Signale (Stoßspannung und Stoßstrom) notwendigen Anti-Aliasing-Filter.

Mit Hilfe des Netzwerkanalyseprogramms SPICE wird der zeitliche Verlauf der Stoßspannung und des übertragenen Stoßstromes in Schritten, die der Abtastfrequenz des Digitizers entsprechen, berechnet. Nach einer anschließenden Wertdiskretisierung werden die berechneten Datensätze mit einer Fensterfunktion (Exponentialfunktion) multipliziert. Dadurch werden Fehler bei der darauf folgenden Anwendung der Fast-Fourier-Transformation (FFT) zur Berechnung der Spektren von Strom und Spannung vermieden. Die Division dieser Spektren liefert schließlich die Transferfunktion (Bild 2c).

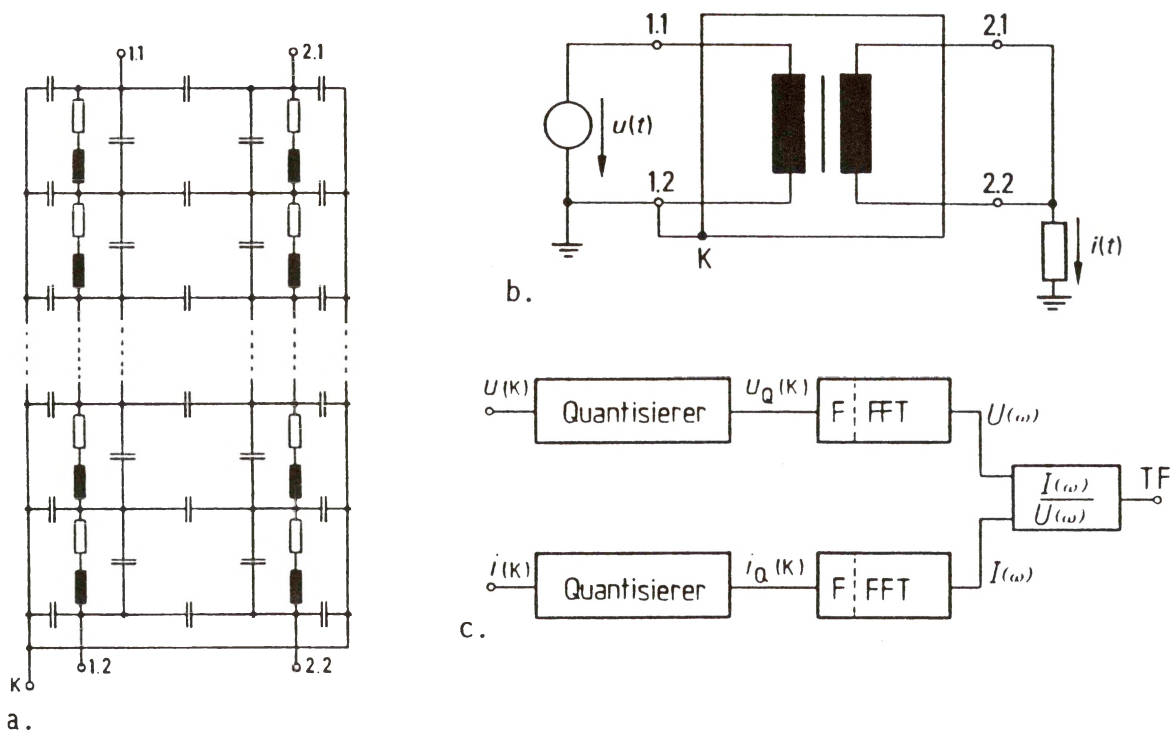


Bild 2: a. RLC-Kettenleiternetzwerk zur Modellierung des Transformators  
b. Schaltung des Transformators  
c. Berechnung der Transferfunktion aus berechneten Daten für Spannung und Strom ( $u(k)$ ,  $i(k)$ )

## 2.1 Annahme idealer Bedingungen für das Meßsystem

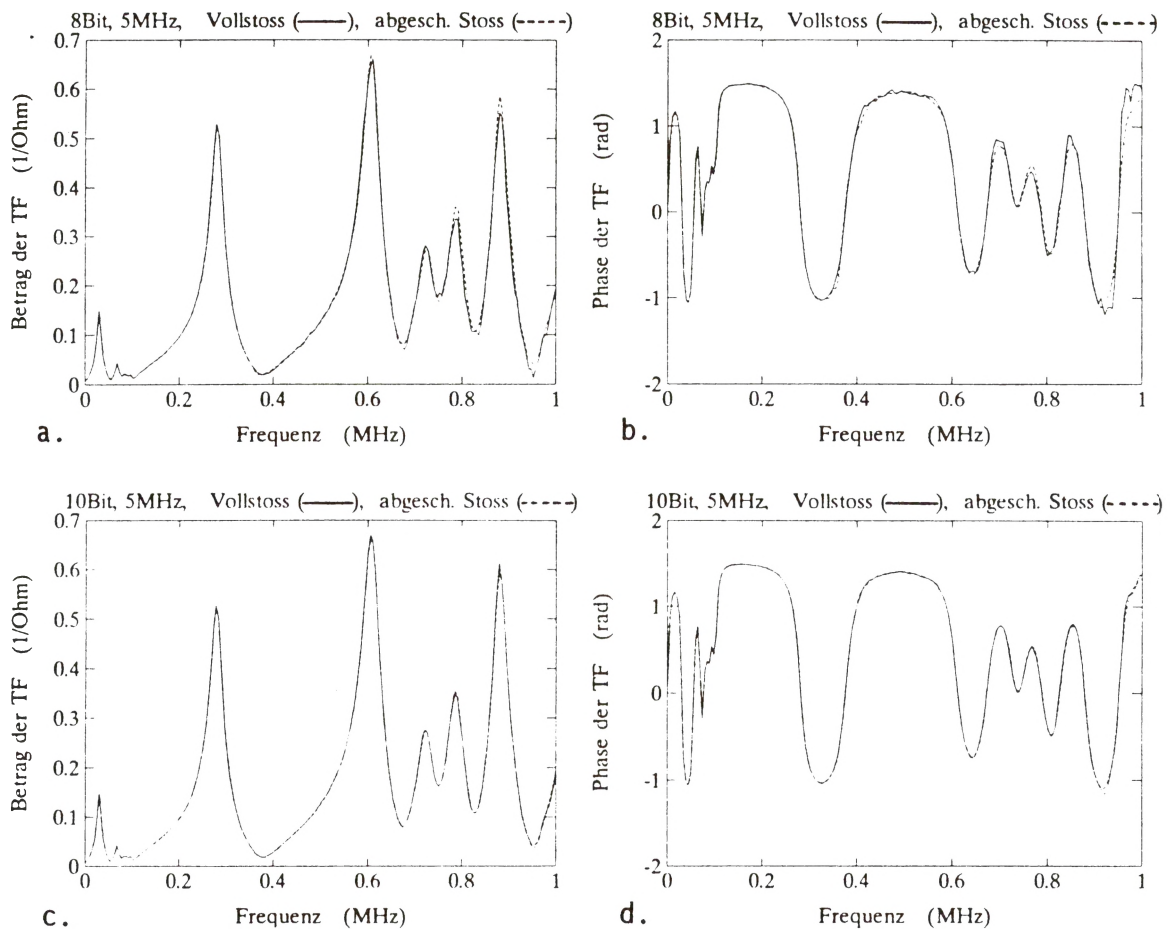
Die wichtigsten Eigenschaften eines Digitizers sind seine Auflösung und die Abtastfrequenz.

Die Abtastfrequenz wird durch das Nyquist-Theorem (Abtasttheorem) bestimmt. Im vorliegenden Fall sind Stoßspannung und Stoßstrom durch Filter (Butterworth, 6. Ordnung) mit einer 3dB-Grenzfrequenz von 1,2 MHz bandbegrenzt. Eine Abtastfrequenz von 5 MHz ist also ausreichend, falls die Transferfunktion bis 1 MHz berechnet und ausgewertet werden soll.

Zur Untersuchung der nötigen Auflösung des Digitizers wird zunächst von einem idealen A/D-Umsetzer ausgegangen, d.h. der A/D-Umsetzer wird durch eine lineare Treppenkurve nachgebildet.

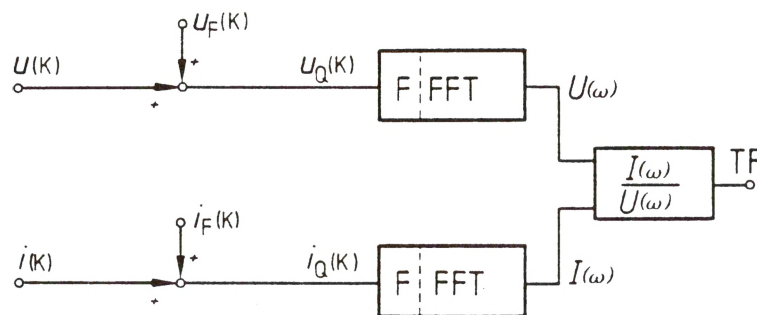
Bild 3 zeigt Betrag und Phase der Transferfunktion eines Vollstoßes und eines abgeschnittenen Stoßes für eine Auflösung von 8 Bit und 10 Bit bei einer Abtastfrequenz von 5 MHz. Abweichungen der Transferfunktionen ergeben sich bei einer Auflösung von 8 Bit ab ca. 0,3 MHz, auch bei einer Abtastfrequenz von

10 MHz. Eine Auflösung von 8 Bit ist also nicht ausreichend, um die theoretisch zu fordernde Übereinstimmung der Transferfunktionen bis zu einer Frequenz von 1 MHz zu erreichen.



**Bild 3:** Betrag und Phase der Transferfunktion eines Vollstoßes und eines abgeschnittenen Stoßes

a. und b. 8 Bit Auflösung  
c. und d. 10 Bit Auflösung



**Bild 4:** Quantisierung als Addition eines entsprechenden Fehlersignals



Die Quantisierung eines Signals kann als Addition eines geeigneten Fehlersignals ( $u_F(k)$ ) zum nichtquantisierten Signal ( $u(k)$ ) betrachtet werden. Mit dieser Überlegung erhält man das in Bild 4 dargestellte Blockschaltbild. Im Gegensatz zu tatsächlichen Messungen können die Quantisierungsfehlersignale  $u_F(k)$  und  $i_F(k)$  sowie deren Spektren bei der Rechnersimulation exakt berechnet werden.

Aus Bild 4 ist ersichtlich, daß die Berechnung der Transferfunktion nicht korrekt erfolgen kann, falls der Betrag der Spektren der Nutzsignale ( $u_Q(k)$  und  $i_Q(k)$ ) in die Nähe des Betrages der Spektren der Fehlersignale ( $u_F(k)$  und  $i_F(k)$ ) kommt. Es kann also Frequenzbereiche mit einem geringen Störabstand zwischen Nutz- und Quantisierungsfehlersignal geben; genau dort erhält man die stärksten Abweichungen der Transferfunktionen von unterschiedlichen Stoßspannungen (vgl. Bild 3a und 3b mit Bild 5).

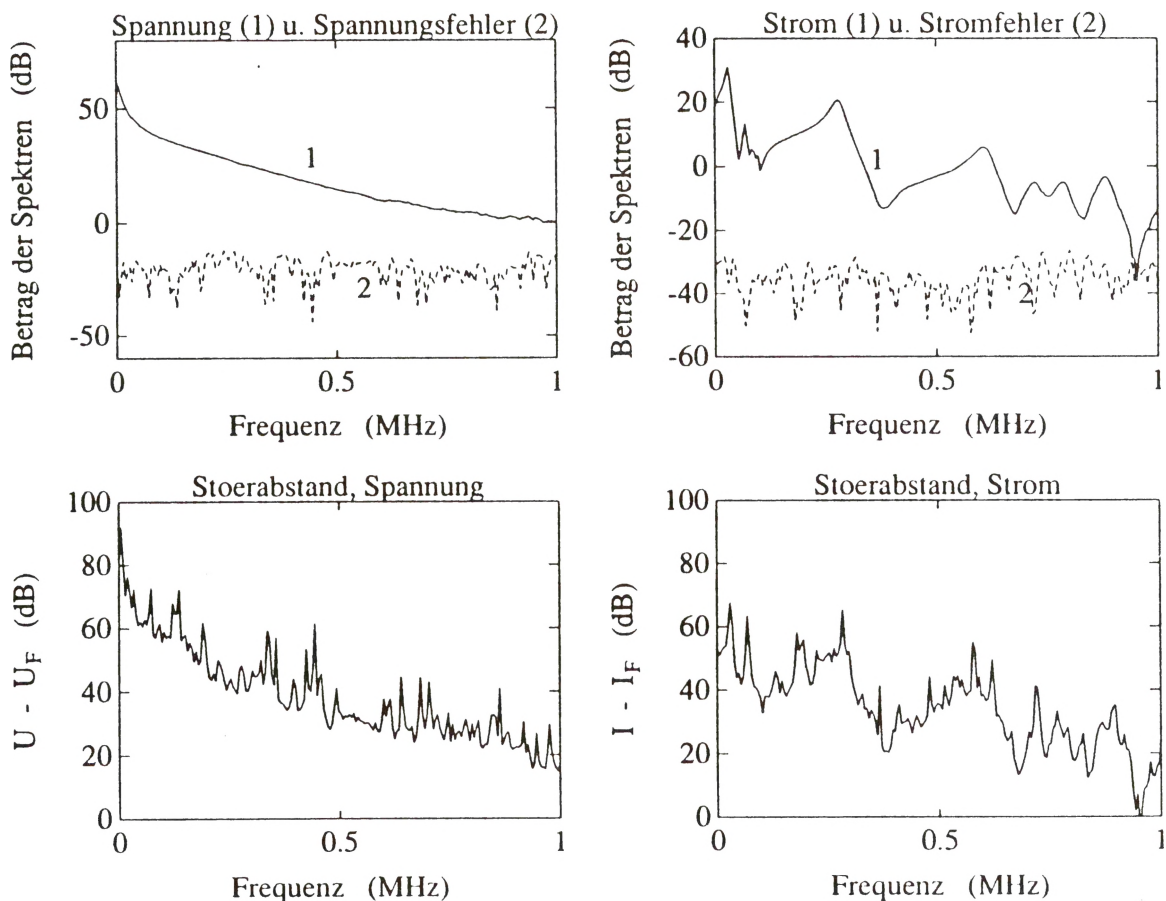


Bild 5: Spektren von Spannung und Strom bei Vollstoß (8 Bit)

- (1) Spektren der Nutzsignale
- (2) Spektren der Fehlersignale

Der Störabstand zwischen Nutz- und Quantisierungsfehlersignal wird auch durch den Analogteil des Meßsystems beeinflusst. Die Grenzfrequenz der bereits erwähnten Anti-Aliasing-Filter muß größer oder gleich jener Frequenz gewählt werden, bis zu der die Transferfunktion berechnet wird. Dadurch wird eine Verringerung der Störabstände durch die beiden Anti-Aliasing-Filter vermieden.

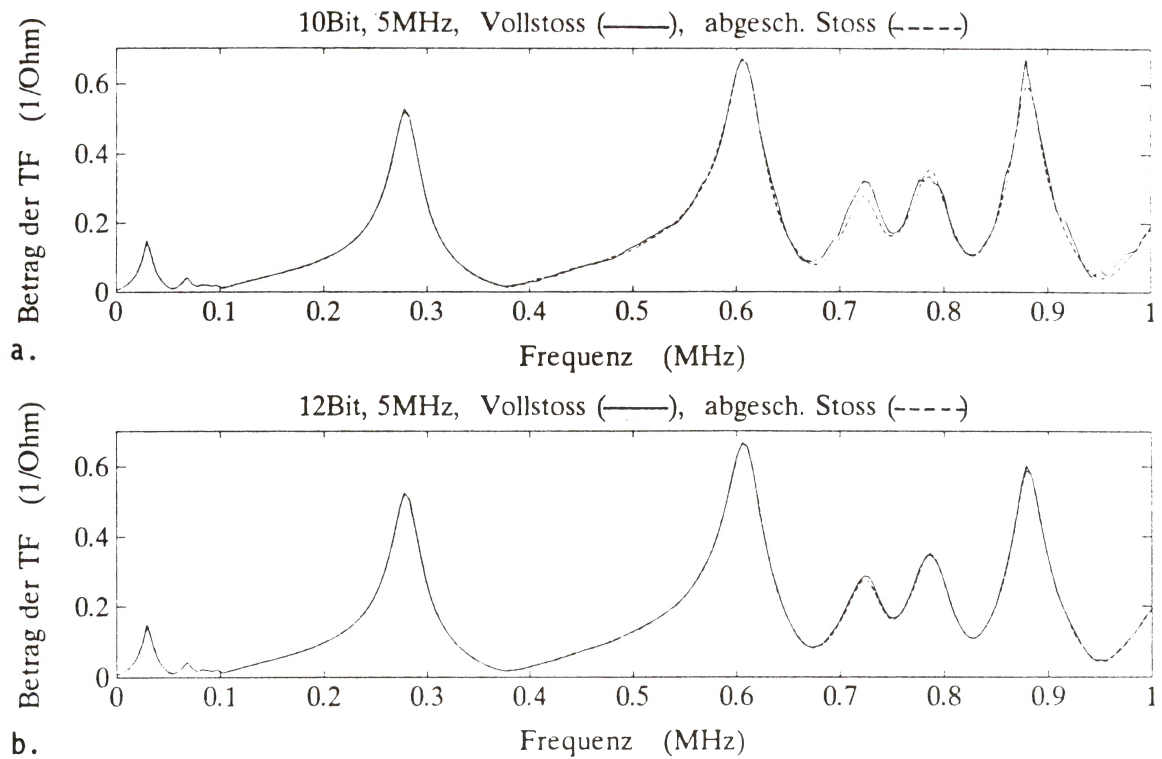
## 2.2 Berücksichtigung von Bitklappern des A/D-Umsetzers

In einem zweiten Schritt wird der Einfluß von überlagerten Rauschsignalen, z.B. Bitklappern des A/D-Umsetzers, untersucht. Dazu werden den quantisierten Nutzsignalen  $u_Q(k)$  und  $i_Q(k)$  Zufallssignale mit einer Amplitude im Bereich  $\pm 2$  LSB überlagert. Bild 6 zeigt die Transferfunktion eines Vollstoßes und eines abgeschnittenen Stoßes bei einer Auflösung von 10 Bit und 12 Bit bei Überlagerung des Rauschsignals.

Mit einem Digitizer mit einer Auflösung von 10 Bit und einem angenommenen Rauschen von  $\pm 2$  LSB kann also keine zufriedenstellende Übereinstimmung der beiden Transferfunktionen über den gesamten Frequenzbereich erzielt werden; selbst bei einer Auflösung von 12 Bit existieren bei einzelnen Frequenzbereichen immer noch Differenzen der Transferfunktionen.

Das Spektrum des überlagerten Rauschsignals addiert sich zu jenem des Quantisierungsrauschens. Das Quantisierungsrauschen eines idealen A/D-Umsetzers beträgt  $\pm \frac{1}{2}$  LSB; das Betragsspektrum eines überlagerten Rauschsignals der Amplitude  $\pm 2$  LSB liegt also im Mittel  $20 \cdot \log(4) = 12$  dB über jenem des Quantisierungsrauschens. Das bedeutet, daß der Störabstand zwischen Nutzsignal und Rauschen in diesem Fall im wesentlichen durch das überlagerte Rauschsignal bestimmt wird.

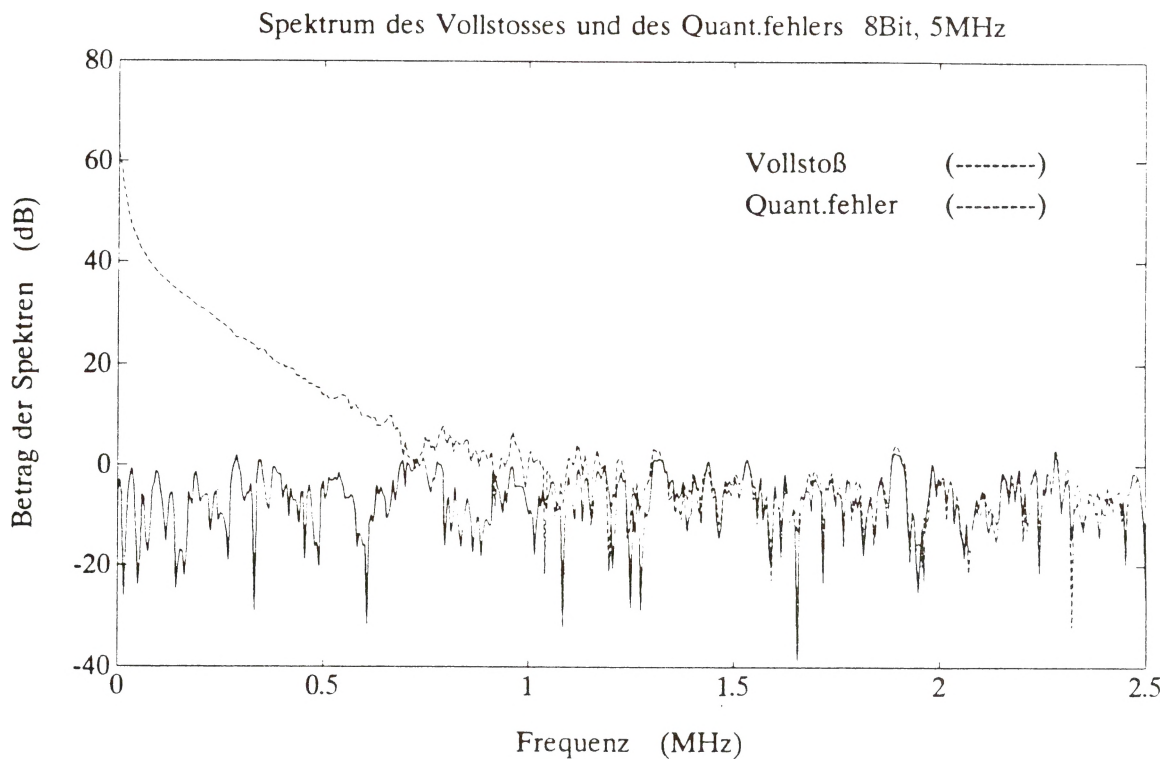
Bild 7 verdeutlicht diese Zusammenhänge am Beispiel der Spektren der Stoßspannung (Vollstoß) und des überlagerten Rauschsignals. Infolge der Filterung geht das Spektrum des Nutzsignals ab ca. 1 MHz schließlich in das Spektrum des überlagerten Rauschsignals über. Man erhält also infolge der Filterung einen Frequenzbereich, in dem das Betragsspektrum des Nutzsignals dem Betragsspektrum des gesamten Rauschsignals entspricht. Dieses setzt sich aus dem Quantisierungsrauschen und dem überlagerten Rauschsignal (Bitrauschen des A/D-Umsetzers) zusammen. Diese Tatsache kann zur Berechnung eines maximalen Fehlers in der Transferfunktion infolge eines gesamten Rauschens ausgenutzt werden /5/.



**Bild 6:** Betrag der Transferfunktion eines Vollstoßes und eines abgeschnittenen Stoßes bei überlagertem Rauschsignal

a. 10 Bit Auflösung

b. 12 Bit Auflösung



**Bild 7:** Betrag der Spektren von Vollstoß und Rauschen bei Überlagerung eines Rauschsignals ( $\pm 2$  LSB)



### 3. Fensterung im Zeitbereich

Falls die Aufzeichnung eines Signals vor dessen vollständigem Abklingen abgebrochen wird, entsteht ein abrupter Übergang (Sprung) am Ende des aufgezeichneten Datensatzes. Dieser Sprung würde zu einer fehlerhaften Berechnung des Spektrums des Signals führen. Der aufgezeichnete Datensatz wird deshalb mit einer geeignet gewählten Fensterfunktion  $w(t)$  multipliziert, wodurch ein allmähliches Abklingen des Datensatzes auf den Wert Null erreicht wird. Dadurch wird jedoch zumindest ein Teil des Signals verändert.

Es muß nun eine Fensterfunktion gefunden werden, die die Abweichungen der Spektren von Originalsignal und dem mit der Fensterfunktion multiplizierten Datensatz so gering wie möglich hält.

#### 3.1 Wahl der Fensterfunktion

Ausgehend von der Fourier-Transformation diskreter Signale wird die Transferfunktion aus dem Quotienten der mit dem Spektrum der Fensterfunktion gefalteten Spektren von Stoßspannung und Stoßstrom gemäß

$$\underline{TF}(e^{j\omega T}) = \frac{\underline{W}(e^{j\omega T}) * \underline{I}(e^{j\omega T})}{\underline{W}(e^{j\omega T}) * \underline{U}(e^{j\omega T})} \quad (1)$$

berechnet. Die Spektren von Stoßspannung und Stoßstrom sowie der Fensterfunktion ergeben sich aus den jeweiligen Zeitfunktionen, die mit der Periode  $T$  abgetastet werden, durch die folgenden Beziehungen /6/:

$$\underline{I}(e^{j\omega T}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} i(nT) e^{-j\omega nT} \quad (2)$$

$$\underline{U}(e^{j\omega T}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(nT) e^{-j\omega nT} \quad (3)$$

$$\underline{W}(e^{j\omega T}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} w(nT) e^{-j\omega nT} \quad (4)$$

Die Transadmittanzfunktion, welche alle Eigenschaften einer Systemübertragungsfunktion aufweist, ist definiert durch

$$\underline{H}(e^{j\omega T}) = \frac{\underline{I}(e^{j\omega T})}{\underline{U}(e^{j\omega T})} \quad (5)$$

Es muß nun eine derartige Fensterfunktion  $w(t)$  gefunden werden, daß die Funktion  $\underline{TF}(e^{j\omega T})$  ebenfalls die Eigenschaften einer Systemübertragungsfunktion hat.

Durch Multiplikation von Spannung und Strom mit der Fensterfunktion

$$w(nT) = \begin{cases} e^{-\alpha nT} & n \geq 0 \\ 0 & n < 0 \end{cases} \quad (6)$$

erhält man aus (2) und (3) für die Spektren der "gefensterten" zeitdiskreten Werte von Spannung und Strom:

$$\underline{I}_w(e^{j\omega T}) = \sum_{n=0}^{\infty} i(nT) e^{-(\alpha+j\omega) nT} \quad (7)$$

$$\underline{U}_w(e^{j\omega T}) = \sum_{n=0}^{\infty} u(nT) e^{-(\alpha+j\omega) nT} \quad (8)$$

Die Transferfunktion berechnet sich aus diesen Spektren gemäß:

$$\underline{TF}(e^{j\omega T}) = \frac{\underline{I}_w(e^{j\omega T})}{\underline{U}_w(e^{j\omega T})} \quad (9)$$

Falls in Gl. (5) der Ausdruck  $j\omega$  durch  $\alpha+j\omega$  ersetzt wird, so ergibt sich die Beziehung (9), d.h. es gilt:

$$\underline{TF}(e^{j\omega T}) = \underline{H}(e^{(\alpha+j\omega)T}) \quad (10)$$

Es handelt sich bei der berechneten Transferfunktion  $\underline{TF}(e^{j\omega T})$  also um die Transadmittanzfunktion für einen konstanten Realteil der komplexen Frequenzvariablen  $p=\alpha+j\omega$ . Damit besitzt die Transferfunktion  $\underline{TF}(e^{j\omega T})$  die Eigenschaften einer Systemübertragungsfunktion, insbesondere ist sie unabhängig vom Eingangssignal des Systems.

### 3.2 Dimensionierung der Fensterfunktion

Die Beziehungen (7) und (8) können mit guter Näherung in

$$\underline{I}_w(e^{j\omega T}) = \sum_{n=0}^{N-1} i(nT) e^{-(\alpha+j\omega) nT} \quad (11)$$

$$\underline{U}_w(e^{j\omega T}) = \sum_{n=0}^{N-1} u(nT) e^{-(\alpha+j\omega) nT} \quad (12)$$

umgeformt werden, falls das Produkt des letzten aufgezeichneten Wertes von Stoßspannung bzw. Stoßstrom und des letzten Wertes der Fensterfunktion ungefähr gleich Null ist, d.h.

$$i((N-1)T) e^{-\alpha(N-1)T} \approx 0 \quad (13)$$

$$u((N-1)T) e^{-\alpha(N-1)T} \approx 0 \quad (14)$$

Der Faktor  $\alpha$  sollte also möglichst groß gewählt werden. Ein zu großer Wert für  $\alpha$  führt jedoch zu einer starken Verfälschung des ursprünglichen Signals. Der Parameter  $\alpha$  muß also so gewählt werden, daß die Näherungen (13) und (14) gerade noch gut genug erfüllt sind.

Für die aus mehreren Transformatormodellen berechneten Zeitfunktionen für Stoßspannung und Stoßstrom hat sich für  $T = 0,2 \mu s$  und  $N = 1024$  der Wert

$$\eta = 5 \quad (15)$$

mit 
$$\eta = \alpha(N-1)T \quad (16)$$

als optimal herausgestellt.

Damit können die Spektren von Stoßspannung und Stoßstrom mit Hilfe der Diskreten-Fourier-Transformation (DFT) oder für

$$N = 2^q \quad q \in \mathbb{N} \quad (17)$$

mit der Fast-Fourier-Transformation (FFT) berechnet werden.

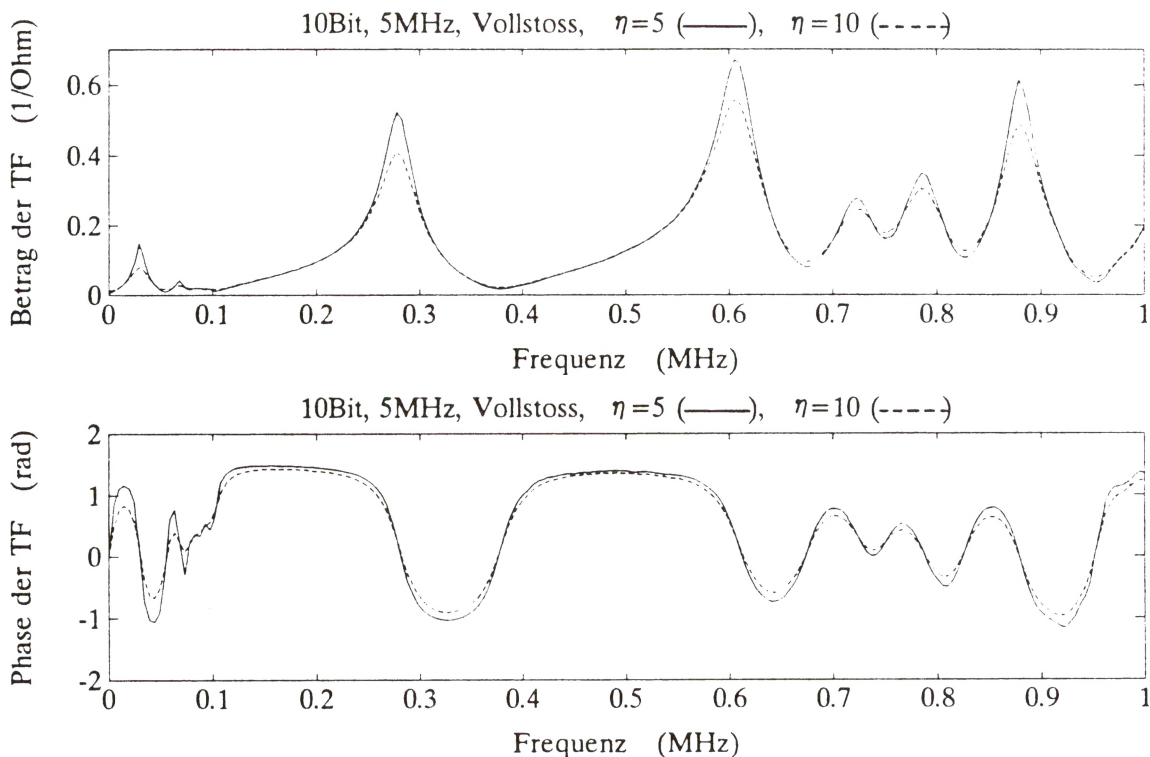
Bei einer Änderung des Parameters  $\eta$  und damit der Fensterfunktion  $w(k)$  im Zeitbereich ergibt sich eine Änderung des Spektrums  $W(p)$  der Fensterfunktion. Aufgrund der folgenden Eigenschaft der Fast-Fourier-Transformation (FFT)

$$\text{FFT}\{w(k) x(k)\} = \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} W(p) X((n-p))_N = F(n) \quad (18) \quad n = 0, \dots, N-1$$

mit  $X(k) = X(k \pm iN) = X((k))_N \quad i = 0, 1, 2, \dots$

ändert sich deshalb auch jeder berechnete Wert  $F(n)$ , d. h. jeder Wert des Spektrums des Produktes aus der Fensterfunktion  $w(k)$  und dem Signal  $x(k)$ .

Durch eine Variation des Parameters  $\eta$  der Fensterfunktion verändert sich also die Transferfunktion im gesamten Frequenzbereich. Dies zeigt sich besonders an der Phase der Transferfunktion (Bild 8).



**Bild 8:** Transferfunktion für verschiedene Parameter der Exponential-Fensterfunktion ( $\eta = 5$  und  $\eta = 10$ )

## 4. Fehlererkennung mit Hilfe der Transferfunktion

### 4.1 Empfindlichkeit der Transferfunktion

Anhand der Simulation eines Isolationsfehlers in dem bereits erwähnten Transformatormodell soll gezeigt werden, daß die Transferfunktionsanalyse - zumindest theoretisch - deutlich besser zur Erkennung von Fehlern im Transformator geeignet ist, als der visuelle Vergleich der zeitlichen Verläufe von Stoßspannung und Stoßstrom bei unterschiedlichen Stößen.

Dazu wird eine Teilentladung (TE) zwischen Primär- und Sekundärwicklung im Netzwerkmodell des Transformators modelliert. Die genau in der Mitte der Kettenleiter befindliche Koppelkapazität wird durch das in Bild 9 dargestellte Ersatznetzwerk, dessen Kapazitäten gleich groß sind, ersetzt. Der Lichtbogen wird während seiner Brenndauer durch eine konstante Spannung an C3 nachgebildet. Er beginnt  $7\text{ }\mu\text{s}$  nach Beginn des Stoßvorganges zu brennen; seine Brenndauer beträgt ca.  $1\text{ }\mu\text{s}$ . Danach ist das Netzwerk wieder sich selbst überlassen.

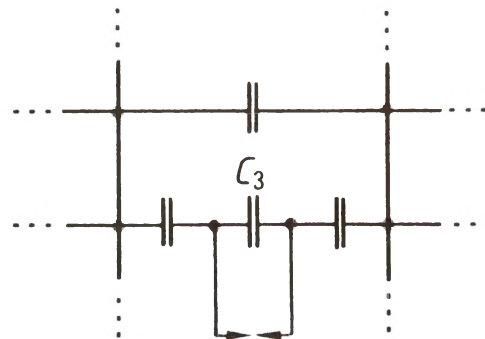


Bild 9: Ersatznetzwerk zur Nachbildung einer Teilentladung (TE)

Am zeitlichen Verlauf der Stoßspannung ist keine Veränderung infolge der TE erkennbar. Bild 10 zeigt den Stoßstrom sowie Betrag und Phase der Transferfunktion mit und ohne TE. Die Veränderungen des Stoßstromes infolge der TE sind so gering, daß eine Fehlererkennung während einer tatsächlichen Messung nicht möglich wäre.

Betrag und Phase der Transferfunktion zeigen deutliche Unterschiede und lassen somit eine Fehlererkennung eindeutig zu. Die TE hat beim Betragsgang der Transferfunktion eine Änderung der Amplituden zur Folge, während die Resonanzfrequenzen unverändert bleiben.



Die Transferfunktionsanalyse ist also geeignet, selbst kleinste Fehler im Transformator zu erkennen, die mit dem traditionell angewandten Verfahren nicht mehr detektiert werden können.

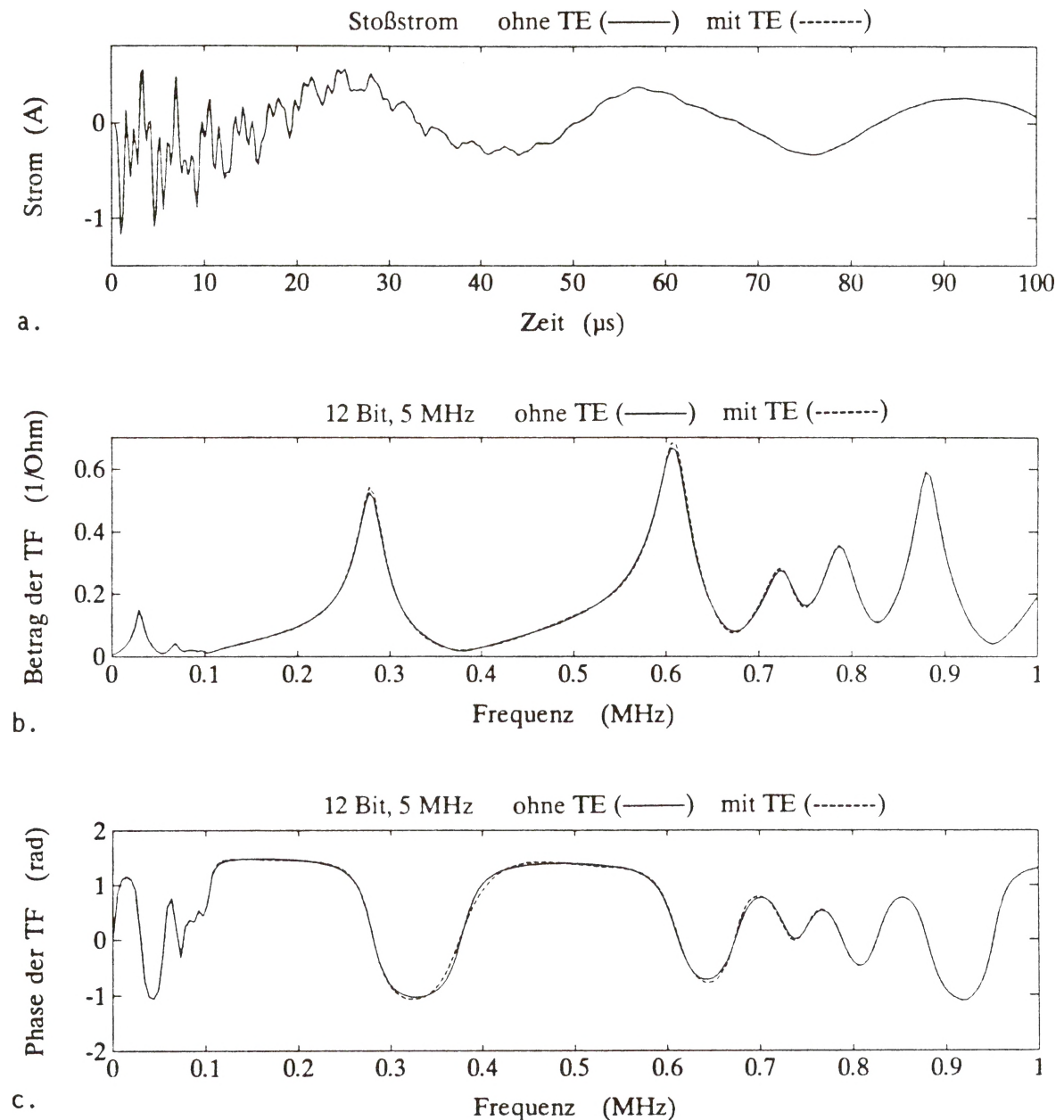


Bild 10: Diagnose einer simulierten Teilentladung am Transformatormodell

- a. Stoßstrom
- b. Betrag der Transferfunktion
- c. Phase der Transferfunktion

## 4.2 Empfindlichkeit der Transferfunktion in Abhängigkeit des Fehlerortes

Um die Empfindlichkeit der Transferfunktion in Abhängigkeit des Fehlerortes untersuchen zu können, ist eine gleichbleibende Stärke der TE längs der Wicklung notwendig. Deshalb wurde ein Transformatormodell mit gleichen Elementen längs der Wicklung untersucht.

Dabei zeigte sich, daß die Transferfunktion auf Fehler nahe der Einspeisestelle der Stoßspannung am empfindlichsten reagiert. Sie verliert an Empfindlichkeit, je weiter der Fehler von der Einspeisestelle der Stoßspannung entfernt liegt, unabhängig von der Entfernung der Fehlerstelle zur Stoßstromerfassung.

## 4.3 Eignung anderer Transferfunktionen zur Fehlererkennung

Das Prinzip des Verfahrens der Transferfunktionsanalyse basiert auf der Betrachtung des Transformators als Vierpol. Demzufolge sind neben der Transadmittanzfunktion noch weitere Transferfunktionen denkbar (Bild 11).

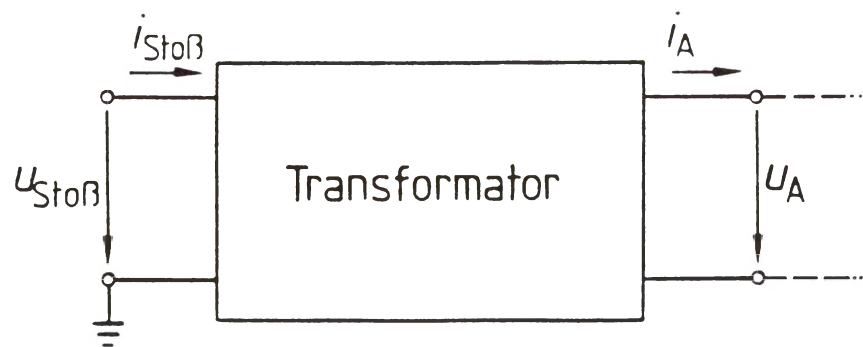


Bild 11: Transformator als Vierpol

Bei kurzgeschlossener und über einen Strommeßshunt geerdeter Sekundärseite ( $u_A = 0$ ) sind neben der seither verwendeten Transferfunktion (Transferadmittanz)

$$\underline{TF}(\omega) = \frac{\underline{I}_A(\omega)}{\underline{U}_{\text{Stoß}}(\omega)} \quad (19)$$

auch

$$\underline{TF}(\omega) = \frac{\underline{I}_{\text{Stoß}}(\omega)}{\underline{U}_{\text{Stoß}}(\omega)} \quad (20)$$

und

$$\underline{TF}(\omega) = \frac{\underline{I}_A(\omega)}{\underline{I}_{\text{Stoß}}(\omega)} \quad (21)$$

von Interesse. In diesem Beitrag soll die Transferfunktion gemäß (21) mit der Transadmittanzfunktion gemäß (19) hinsichtlich ihrer Empfindlichkeit gegenüber Fehlern im Transformator verglichen werden.

Hierzu wird ein Fehlerfall, ähnlich dem in 4.1 diskutierten, herangezogen. Wie sich anhand der in Bild 12 dargestellten Transferfunktionen mit und ohne Fehler (bei Vollstoß) zeigt, ist die Transferfunktion der Ströme (21) der Transadmittanzfunktion (19) nicht überlegen; stellenweise sogar deutlich unempfindlicher.

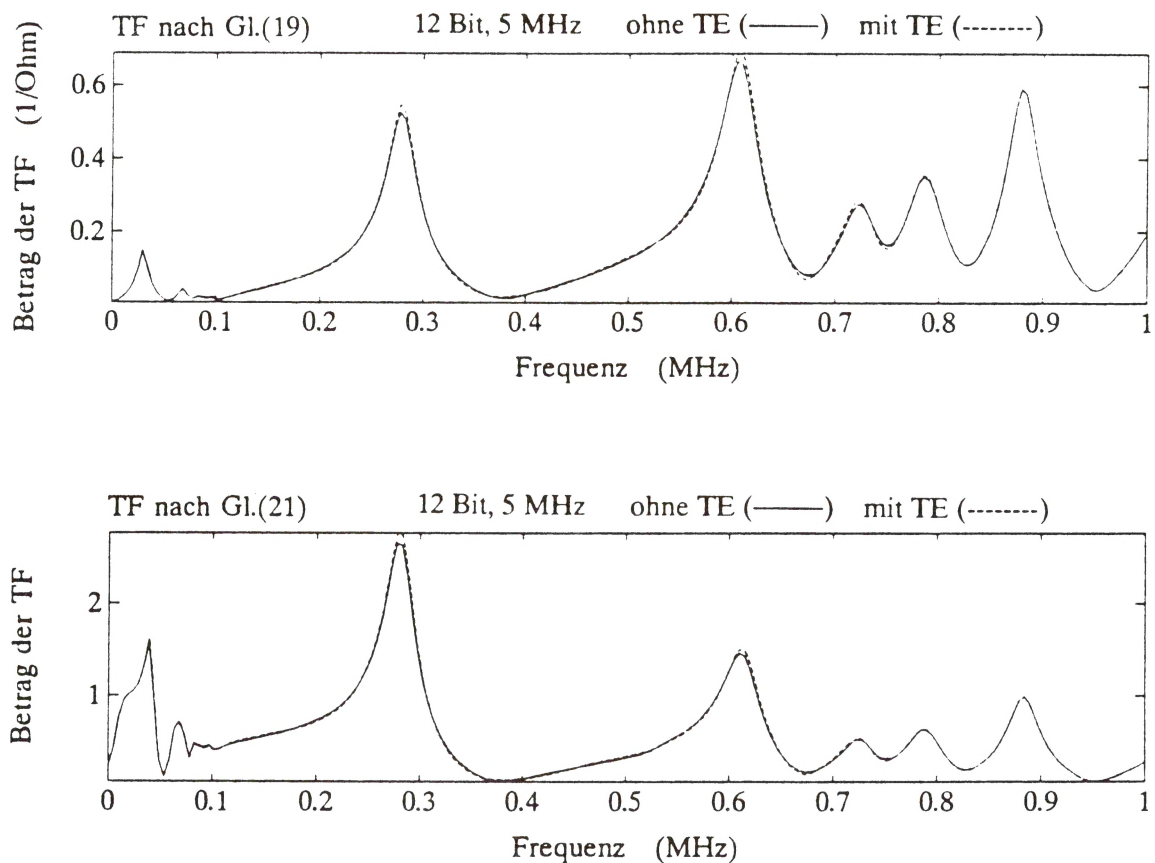


Bild 12: Vergleich der Transferfunktion der Ströme gemäß (21) mit der Transadmittanzfunktion anhand eines simulierten Fehlers im Transformator

Der Grund dafür ist in der teils gleichsinnigen, teils gegensinnigen Änderung der Spektren von  $i_{\text{Stoß}}$  und  $i_A$  infolge des Fehlers (TE) zu suchen. Eine gleichsinnige Änderung beider Spektren kann dazu führen, daß ihr Quotient von der Änderung nur schwach beeinflußt wird. Dies ist bei der Transadmittanzfunktion ausgeschlossen, da das Spektrum der Stoßspannung infolge der TE im Transformator nahezu unverändert bleibt.

## 5. Zusammenfassung

Die Transferfunktionsanalyse ist eine sehr empfindliche Methode zur Erkennung von Fehlern in Transformatoren. Der zur Aufzeichnung von Spannung und Strom beim Stoßvorgang verwendete Digitizer muß eine Auflösung von mindestens 10 Bit haben. Die nötige Abtastfrequenz ergibt sich aus dem Abtasttheorem bei Verwendung geeigneter Filter zur Bandbegrenzung der aufzuzeichnenden Signale.

Aufgrund der Annäherung der Spektren der Nutzsignale und der Quantisierungsrauschspektren können Fehler in der berechneten Transferfunktion entstehen. Diese werden durch zusätzliche, den aufgezeichneten Signalen überlagerte Rauschsignale, z. B. Bitklappern des A/D-Umsetzers, noch verstärkt.

Eine Untersuchung anderer Transferfunktionen ergab, daß diese der seither verwendeten Transadmittanzfunktion nicht deutlich überlegen sind.

## 6. Literatur

- /1/ R. Malewski and B. Poulin, "Impulse Testing of Power Transformers using the Transfer Function Method", IEEE TPD-3, no.2, pp. 476-489, April 1988
- /2/ E. Buckow, "Berechnung des Verhaltens von Leistungstransformatoren bei Resonanzanregung und Möglichkeiten des Abbaus innerer Spannungsüberhöhungen, Dissertation TU Darmstadt, 1986

- /3/ T. Leibfried, K. Feser, "Some Aspects using the Transfer Function Concept in High Voltage Testing on Transformers", 1st Int. Symp. on Digital Techniques in High Voltage Measurements, Toronto 1991
- /4/ D. Dschudi, A. Germond, "Transformer Impulse Test Failure Location using DSP Techniques", 1st Int. Symp on Digital Techniques in High Voltage Measurements, Toronto 1991
- /5/ T. Leibfried, K. Feser, "Möglichkeiten und Grenzen der Transferfunktion", HTS Symposium 1992
- /6/ A. van den Enden, N. Verhoeckx, "Digitale Signalverarbeitung", Vieweg-Verlag, Braunschweig, 1990