

# **Unterdrückung von Störgrößen in Echtzeit in der TE-Meßtechnik vor Ort**

M. Lauersdorf, Universität Stuttgart

Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik

## **1. Einleitung**

### **1.1 Notwendigkeit der Störunterdrückung bei der TE-Messung vor Ort**

Die Technik der Teilentladungsmessung ist ein jahrzehntelang bewährtes Hilfsmittel zur Qualitätssicherung im Labor und vor Ort. Bei der Erfassung von Teilentladungen treten vielfältige Störungen auf, die entweder leitungsgebunden oder elektromagnetisch einkoppelnd in den TE-Meßkreis einwirken. Bei der TE-Messung zur Betriebsmittel-Endkontrolle herrschen im allgemeinen nahezu störungsfreie Laborbedingungen, sodaß mit ausreichender Empfindlichkeit gemessen werden kann. Im Gegensatz dazu kann unter Vor-Ort-Bedingungen bei

- Prüfungen
- On-line-Überwachungen

von Anlagen in Betrieb die Beeinflussung der Messung durch Störer kaum vermieden werden. Beispielsweise werden von Rundfunksendern abgestrahlte modulierte Sinussignale in den geometrisch ausgedehnten Prüfkreis eingekoppelt. Einrichtungen der Leistungselektronik erzeugen leitungsgebundene impulsförmige Störer synchron zur Netzfrequenz. Zusätzlich werden dem Meßsignal Störimpulse überlagert, die durch verstärkt auftretende Koronaentladungen verursacht werden. Mit all diesen Störern ist eine in vielen Fällen erhebliche Verminderung der Meßempfindlichkeit verbunden. Die Verwendung von Störunterdrückungsmethoden in der Signalverarbeitung gewinnt dann deshalb an Bedeutung, wenn Maßnahmen zur Abschirmung und die Filterung der Versorgungsspannung vor Ort nicht wirtschaftlich oder einfach nicht mehr durchführbar sind.

Mit Einführung der schmalbandigen TE-Messung wurde bereits begonnen, Methoden der Signalfilterung zum Zwecke der Störunterdrückung einzusetzen. Zur Ausnutzung der Vorteile der breitbandigen TE-Messung (nach IEC 270 [1]) hingegen wurden erst mit Hilfe der digitalen Signalverarbeitung neue Techniken der adaptiven linearen oder nichtlinearen Filterung zur Störunterdrückung erschlossen, wodurch, inzwischen auch in Echtzeit, ohne großen Aufwand On-line-Messungen mit wesentlich erhöhter Empfindlichkeit durchführbar sind. Erst das Impulsmuster eines störungsfreien TE-Signals sollte dann mit Hilfe von gebräuchlichen Mustererkennungsverfahren klassifiziert und beurteilt werden.

In diesem Beitrag werden am Institut entwickelte Algorithmen und Meßverfahren für die Echtzeitverarbeitung bei der TE-Messung vor Ort beschrieben, die entweder bereits in Meßgeräten Verwendung finden oder künftig noch implementiert werden.

### **1.2 Störgrößen bei der TE-Messung vor Ort**

Die bei der breitbandigen TE-Messung vor Ort auftretenden Störgrößen lassen sich zunächst in zwei Gruppen unterteilen. Bei der einen Gruppe handelt es sich um modulierte Sinussignale. Erzeuger dieser Störer sind Rundfunk- oder Kommunikationssender. Diese Signale werden aufgrund ihres Auftretens im Frequenzbereich als "schmalbandig" bezeichnet um sie den "breitbandigen" Impulssignalen gegenüberzustellen. Gerade diese Unterscheidbarkeit im Frequenzbereich läßt dann die Anwendung der später beschriebenen adaptiven digitalen Filtermethoden zu. Bei der zweiten Gruppe der "breitbandigen" Störer handelt es sich um repetierende Impulse, die entweder durch Stromrichterschaltungen

verursacht, netzsynchron auftreten, oder, wenn sie durch Koronaentladungen auf Hochspannungselektroden oder -leitungen verursacht werden, sich recht unregelmäßig dem TE-Signal überlagern. Weitere breitbandige Störer stellen impulsartige Einschaltvorgänge (leitungsgebunden oder elektromagnetisch einkoppelnd) sowie das die Meßempfindlichkeit absolut begrenzende elektronische Rauschen dar. In der folgenden Darstellung werden die Störarten gegenübergestellt.

### **schmalbandige Störer**

- LW- und MW- Sender
  - Funk-, Radarsignale
  - Informationsübertragung über Hochspannungsleitungen (TFH)
- (frequenz-, amplitudenmodulierte Sinusstörer)

### **breitbandige Störer**

- Rauschen
- Einzelimpulse (Einschaltvorgänge)
- impulsartig repetierend

#### **netzsynchron**

- phasenstabil
- phasenveränderlich

#### **unregelmäßig**

- "äußere" TE an Hochspannungselektroden, Korona

In den letzten Jahren wurden am Institut digitale Verfahren und Geräte entwickelt, die eine Echtzeitunterdrückung der bedeutendsten Störgrößen ermöglichen.

Vor mehreren Jahren hat **König** [3] ein numerisches Verfahren entwickelt, das eine adaptive Dimensionierung eines digitalen Filters zur **Unterdrückung von Rundfunkstörern** ermöglichte. **Köpf** [4] hat das Prinzip erweitert und spezielle Algorithmen entwickelt, die eine Hardware-Implementierung und damit eine Signalfilterung in **Echtzeit** erlauben.

Zur Erkennung und **Unterdrückung von netzsynchronen Impulsstörern** hat **Köpf** [4] neue Verfahren erarbeitet, die ebenfalls in digitalen Meßgeräten zur kontinuierlichen Signalverarbeitung implementiert werden konnten.

Inzwischen wurden Meßverfahren und Algorithmen untersucht, mit denen bei vor-Ort-Messungen die **"äußeren" Koronaentladungen** von den "inneren" Teilentladungen unterscheidbar sind. Auch dafür wurden numerische Verfahren gefunden, die künftig eine Störunterdrückung in Echtzeit erlauben.

Dieser Beitrag befaßt sich mit den folgenden Themen:

- Adaptive Filterung schmalbandiger Störer (Rundfunksender etc.)
- Erkennen und Unterdrücken netzsynchroner Impulsstörer
- Unterdrückung von Koronastörern

## 2. Unterdrückung von schmalbandigen, sinusförmigen Störern

In diesem Kapitel seien Methoden zur Unterdrückung, schmalbandiger, sinusförmiger Störer durch geeignete Dimensionierung von digitalen Filtern gezeigt. Die Signale von Rundfunk- und Kommunikationssendern beispielsweise haben im Zeitbereich näherungsweise sinusförmigen Verlauf und erscheinen deswegen im Frequenzbereich als schmales Band, dessen Breite im allgemeinen einige kHz beträgt. Der Zeitverlauf (a) und das Spektrum eines TE-Signals aus Messungen unter vor-Ort-Bedingungen ist in Fig. 2.1 zu sehen. Es sind im Frequenzbereich deutlich fünf schmalbandige Störer zwischen 150 kHz und 250 kHz zu erkennen.

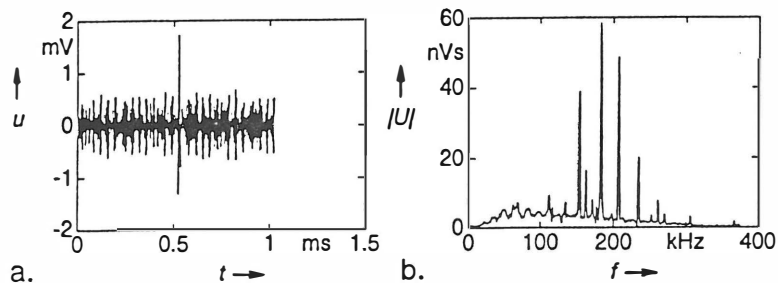


Fig. 2.1:

TE-Impuls mit  
schmalbandigen  
Störungen

a. Zeitverlauf  
b. Spektrum

Der Impuls ist im Zeitsignal deutlich von den Störungen zu unterscheiden. Um die Meßempfindlichkeit zu steigern und damit auch kleinere Impulse erkennen zu können, liegt es nahe, nur ein einziges, sehr schmales Frequenzband zwischen den Störfrequenzen zur Impulsauswertung zu verwenden (Schmalbandmessung). Doch geht bei einer Schmalbandmessung einerseits das Vorzeichen eines TE-Impulses verloren [2], andererseits nimmt das Verhältnis von Signal- zu Rauschenenergie mit sinkender Bandbreite ab. Um eine Breitbandfilterung mit einer Unterdrückung von schmalbandigen Störungen realisieren zu können, wurden Verfahren entwickelt, um den TE-Impuls (das Nutzsignal) von den schmalbandigen Störsignalen zu trennen [3] [5]. Alle beruhen auf einer frequenzselektiven, adaptiven Multibandsperrung.

### 2.1 Unterdrückung von Schmalbandstörern im Frequenzbereich ("FFT-Filterung")

Das in einem Meßgerät realisierte Verfahren von König, das die anfallenden Daten **nahezu kontinuierlich** verarbeiten kann, ist in [3] beschrieben. Dabei wird das vom Ankoppelvierpol gelieferte Signal zunächst mit einer Abtastfrequenz von 1,6 MHz während einer Netzperiode digitalisiert und anschließend von einem schnellen Signalprozessor mit Hilfe der Fast-Fourier-Transformation (FFT) in den Frequenzbereich transformiert. Dann werden die gestörten **Frequenzbereiche durch Nullsetzen** unterdrückt. Nach der anschließenden Rücktransformation in den Zeitbereich sind die schmalbandigen Signale um bis zu 26 dB unterdrückt. Das Problem dabei ist die zeitaufwendige FFT, die hier zwar mit einem für die FFT spezialisierten Signalprozessor durchgeführt wird, aber immer noch ca. 400 ms für eine Netzperiode dauert.

Es wurde deswegen nach geeigneten Verfahren gesucht, um die schmalbandigen Störungen mit geringem Aufwand in Echtzeit durch eine Multibandsperrung unterdrücken zu können. Als echtzeitfähige Möglichkeit bot sich hierfür ein digitales Filter hoher Ordnung an. Mit ihm sind nahezu beliebige Frequenzgänge realisierbar. Der große Vorteil gegenüber analogen Filtern besteht darin, daß es durch einen Rechner programmierbar ist und somit einfach an die spektrale Zusammensetzung des Meßsignals angepaßt werden kann. Weiterhin ist sein Verhalten sehr genau vorhersagbar, d. h. Drift und Toleranzen spielen im Vergleich zu analogen Filtern eine nur unwesentliche Rolle.

## 2.2 Kontinuierliche Unterdrückung von Schmalbandstörern

Durch Verwendung eines digitalen Filters, bei dem das Signal kontinuierlich ohne Datenverlust verarbeitet werden kann, vermeidet man den unter 2.1 beschriebenen Nachteil der rechenintensiven FFT.

Im Gegensatz zu rückgekoppelten Filtern verhalten sich sogenannte Transversalfilter, auch **FIR-Filter** (Finite Impulse Response) genannt, unkritisch in der Dimensionierung und im späteren Betrieb [18]. Die Übertragungsfunktion ist gegeben durch:

$$H(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N} = \sum_{k=0}^N b_k z^{-k} \quad (2.1)$$

Das Filter ist robust gegen Rechenungenauigkeiten. Außerdem sind die meisten verfügbaren digitalen Filter-IC's als FIR-Filter realisiert und schränken die Wahl der anzuwendenden Filterstrukturen ein. Für Anwendungen zur Störunterdrückung sollen im folgenden deshalb nur Verfahren zur Dimensionierung von FIR-Filtern betrachtet werden.

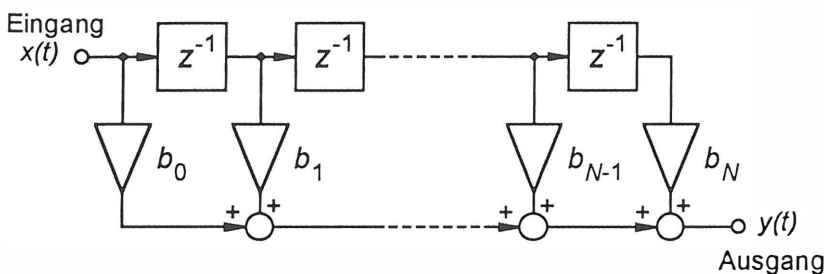


Fig. 2.2

Allgemeine Struktur eines FIR-Filters

## 2.3 Dimensionierung eines FIR-Filters

Das Problem bei der Anwendung eines FIR-Filters ist die Bestimmung der Koeffizienten  $b_k$  derart, daß man einen "günstigen Frequenzgang" des Filters erreicht. Es soll im folgenden ein Weg gezeigt werden, wie man zu den gesuchten Filterkoeffizienten gelangen kann. Eine detaillierte Beschreibung weiterer Möglichkeiten der Filterdimensionierung kann in [4] nachgelesen werden.

### 2.3.1 Dimensionierung des Filters im Frequenzbereich

Diese Variante der Filterdimensionierung geht von einem **Sollfrequenzgang** aus, der sich durch Analyse des Eingangssignals im Frequenzbereich ergibt. Er ist in den Bereichen Null, in denen Störungen festgestellt werden. In allen anderen Frequenzbereichen soll das Eingangssignal unverändert durchgelassen werden. Die Koeffizienten des Filters werden anschließend so bestimmt, daß sich eine optimale Annäherung des Frequenzgangs des Filters an den geforderten Sollfrequenzgang ergibt. Für diesen Vorgang wird die Theorie der gewichteten Tschebyscheff-Approximation verwendet, welche wiederum durch das **REMEZ-Verfahren** [19] angenähert wird. Die Anpassung auf die Besonderheiten der digitalen Filter haben Parks und McClellan [19] durchgeführt. Für die Vorgabe eines Sollfrequenzgangs durch Festlegung der gestörten Frequenzbereiche wird eine komplette Netzperiode aufgezeichnet und blockweise mit Hilfe der FFT in den Frequenzbereich transformiert. Eine Frequenzlinie eines Blockes wird jeweils als gestört betrachtet, wenn ihre Amplitude um einen konstanten Faktor größer ist als die mittlere Amplitude in diesem Block.

Da beispielsweise die Frequenzlinien (Träger) von Rundfunksendern noch benachbarte Seitenlinien im Spektrum aufweisen, ist es bei der Filterdimensionierung notwendig, ausreichend breite Unterdrückungsbereiche für den Sollfrequenzgang vorzugeben. Für eine optimale Dimensionierung mit dem REMEZ-Verfahren ist es sinnvoll, **Übergangsbereiche** zwischen Sperr- und Durchlaßbereich einzuführen (Fig. 2.3). Die **Breite dieser Übergangsbereiche** sowie die **Anzahl und Verteilung der vorgegebenen Sperrbereiche**

Übergangsbereiche sowie die Anzahl und Verteilung der vorgegebenen Sperrbereiche haben einen erheblichen Einfluß auf die resultierende Welligkeit im Durchlaßbereich und die Sperrdämpfung des Filters.

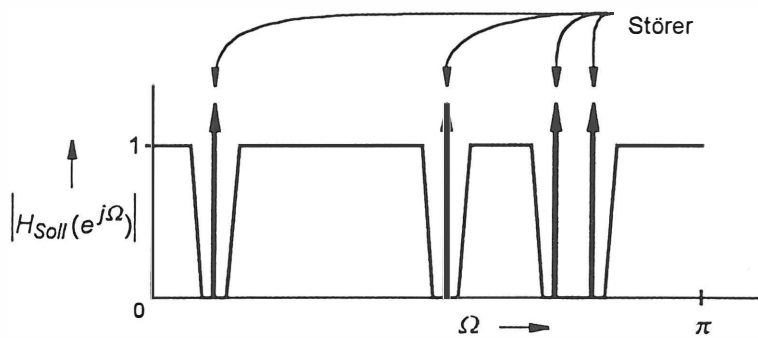


Fig. 2.3

Vorgegebener Sollfrequenzgang mit Übergangsbereichen zur Filterdimensionierung mit Hilfe des REMEZ-Verfahrens

Bei vorgegebener Filterordnung ist die Tendenz ersichtlich, daß mit zunehmender Zahl der Sperrbereiche auch die Anzahl der Iterationen und damit die Rechenzeit bei der Approximation zunimmt.

Fig. 2.5 zeigt das Beispiel der Aufzeichnung einer TE-Messung vor Ort. Der zu diesem Signal ermittelte Sollfrequenzgang ist in Fig. 2.4a und der daraus errechnete **approximierte Frequenzgang** für ein digitales Filter 255. Ordnung in Fig. 2.4b zu sehen. In Fig. 2.6 wird das mit der Charakteristik aus Fig. 2.4 gefilterte Signal dargestellt.

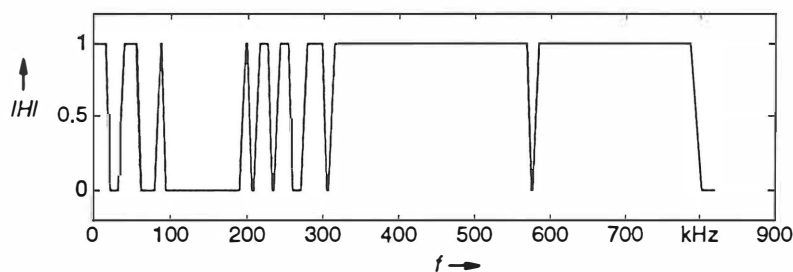
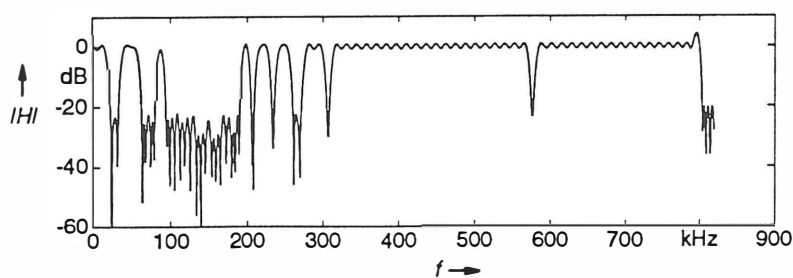


Fig. 2.4

a. Ermittelte Vorgabe für den Sollfrequenzgang



b. Erreichter Frequenzgang für ein digitales Filter 255. Ordnung ermittelt nach dem REMEZ-Verfahren

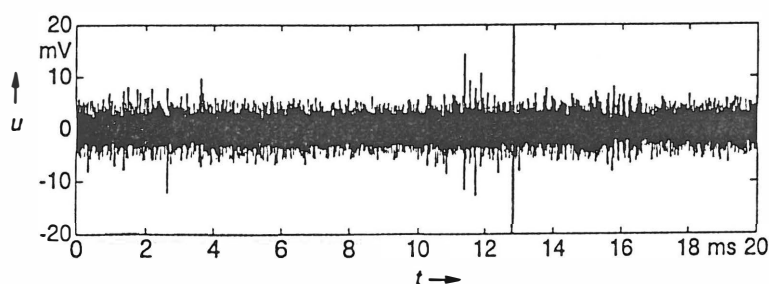


Fig. 2.5

Aufzeichnung einer TE-Messung

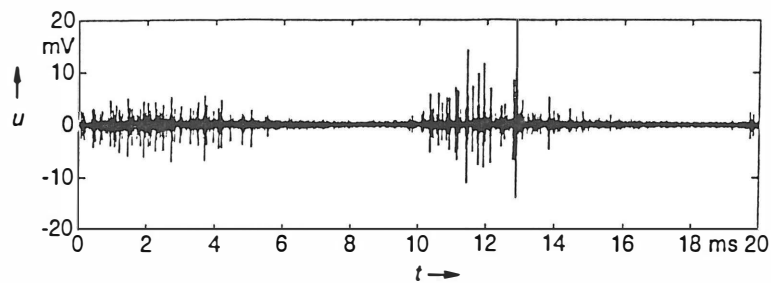


Fig. 2.6

Unterdrückung der  
schmalbandigen Störer aus  
Fig. 2.5 mit der Filter-  
Dimensionierung aus  
Fig. 2.4

Mit dem **REMEZ-Algorithmus** zur Dimensionierung eines FIR-Filters im Frequenzbereich erreicht man gegenüber anderen Dimensionierungsalgorithmen (in [4] werden noch Möglichkeiten der Koeffizientenberechnung im Zeitbereich beschrieben) vereinigt neben der Echtzeitfähigkeit die meisten Vorteile auf sich und kann daher als bester Kompromiß für die Unterdrückung schmalbandiger Störsignale bei der Teilentladungsmessung betrachtet werden. Von der Möglichkeit der Echtzeitverarbeitung abgesehen ist die Güte der Störunterdrückung des REMEZ-Verfahrens vergleichbar mit der Störunterdrückung der FFT-Filterung.

### 3. Kontinuierliche Unterdrückung von netzsynchronen Impulsstörungen

Im Gegensatz zu den Rundfunksendern verursachen Anlagen der Leistungselektronik impulsförmige Störungen, die relativ breitbandig sind und sich über den gesamten gemessenen Frequenzbereich erstrecken können. Sie erscheinen dann als zusätzliche Impulse bei der Messung. Die meisten in der Praxis auftretenden Impulsstörungen werden von Schaltungen verursacht, die synchron mit dem Versorgungsnetz arbeiten. Dies bedeutet, daß die Impulse im allgemeinen auch synchron zur Netzspannung auftreten. Mit anderen Worten ausgedrückt bleibt ihre Phasenlage nahezu konstant. Der in diesem Kapitel beschriebene Algorithmus beschäftigt sich mit der Unterdrückung dieser netzsynchronen Störer. Er teilt sich in die zwei Phasen **Erkennung** und **Unterdrückung** auf.

#### 3.1 Erkennung von netzsynchronen Störimpulsen

Bei der Erkennung gilt es, in einem beliebigen Eingangssignal diejenigen Impulse herauszufinden, die synchron zur verwendeten Prüfspannung immer wieder auftreten. Für diese komplexe Aufgabe kommt nur ein programmierbarer Prozessor in Frage. Eine Realisierung in Hardware und damit eine Echtzeitverarbeitung dieser Erkennung erscheint zum gegenwärtigen Zeitpunkt nicht realisierbar. Zur Bearbeitung wird zuerst das Meßsignal über mehrere, unmittelbar aufeinanderfolgende Perioden der Prüfspannung erfaßt und in einem Speicher hinterlegt, so daß jederzeit unabhängig voneinander auf alle Bereiche zugegriffen werden kann. Sobald die Abtastwerte im Speicher verfügbar sind, werden in einer Periode, der sogenannten **Referenzperiode**, alle Impulse gesucht, die als netzsynchrone Störimpulse in Frage kommen. Als Referenzperiode wird im allgemeinen die erste Periode benutzt. Die Impulserkennung hat nun die Aufgabe, die Anfangs- und Endpunkte aller in der Referenzperiode vorkommenden Impulse zu finden. Dafür wird zunächst die Hüllkurve des Eingangssignals bestimmt (s. Fig. 3.1) indem die Abtastwerte durch die Bildung des Betrages gleichgerichtet und auf einen Tiefpaß (= FIR-Filter) gegeben werden. Ein Bereich aus der Referenzperiode gilt nun als Impuls, wenn

- die **Impulshüllkurve** und die **Steigung dieser Hüllkurve** über einem jeweils definierten Schwellwert liegt

Alle so gefundenen Impulsbereiche werden dann mit allen folgenden Perioden der Aufzeichnung verglichen. Eine Erweiterung des betrachteten Zeitausschnitts des Meßsignals läßt ein **Jittern** des Impulses zu.

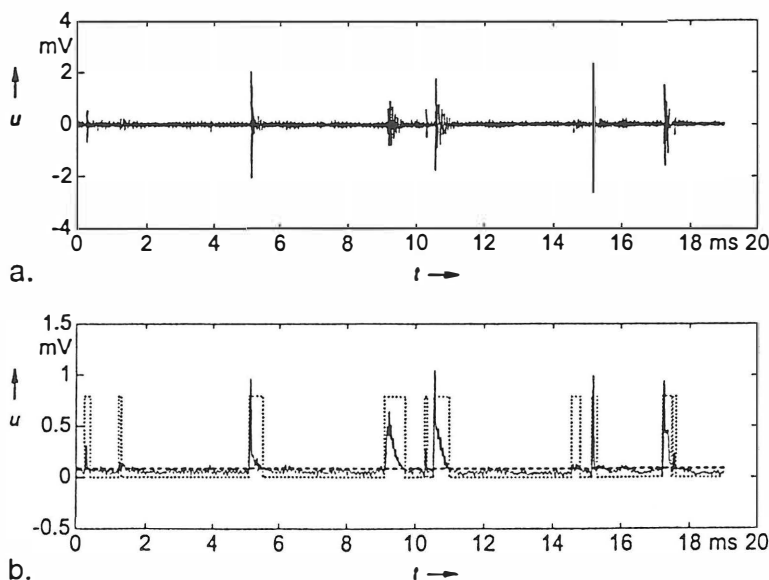


Fig. 3.1

Erkennung der Impulse in der Referenzperiode durch Ermittlung der Impulshüllkurven

a. Gemessenes Signal der Referenzperiode mit 12 kHz unterer, analoger Grenzfrequenz

b. Berechnete Hüllkurve (—) mit Schwelle (---) und erkannten Impulsbereichen (···) Grenzfrequenz des Tiefpasses für die Hüllkurve: 20 kHz

Eine einfache Möglichkeit der Erkennung netzsynchroner Störimpulse ergibt sich in der Praxis oft schon beim Kalibriervorgang ohne angelegte Prüfspannung, oder bei reduzierter Spannung und damit erheblich reduziertem TE-Pegel.

### 3.2 Unterdrückung der Störimpulse

Für die Unterdrückung der Impulsstörer wird eine komplette Netzperiode abgetastet und in einem Speicher abgelegt. Dann werden die erkannten netzsynchronen Störimpulse an den Stellen gesucht, an denen sie zuletzt aufgetreten sind. Wenn sie erkannt wurden, werden sie an den gefundenen Stellen subtrahiert und ihre neue Position wird für die nächste zu unterdrückende Periode abgespeichert. Für die **Positionsbestimmung** wird im einfachsten Fall aus Gründen der hohen Flexibilität ein **Mikroprozessor** verwendet. Allerdings muß damit eine Rechenzeit in Kauf genommen werden, die **keine Echtzeitverarbeitung** erlaubt. Eine Alternative für eine kontinuierliche Signalverarbeitung mit einer Abtastfrequenz von bis zu 3 MHz, bietet ein in Hardware realisiertes **Korrelationsmodul** (s. Fig. 3.2). Das Kernstück bildet ein Korrelator. Durch ihn ist es möglich, die Position von bekannten, netzsynchronen Störimpulsen in einem kontinuierlichen Datenstrom zu erkennen und sie dann durch Subtraktion zu unterdrücken.

Der anschließende Spitzenwertdetektor hat nur noch die Aufgabe, in dem Ausgangssignal des Korrelators das absolute Maximum und damit den Zeitpunkt des Störers zu finden.

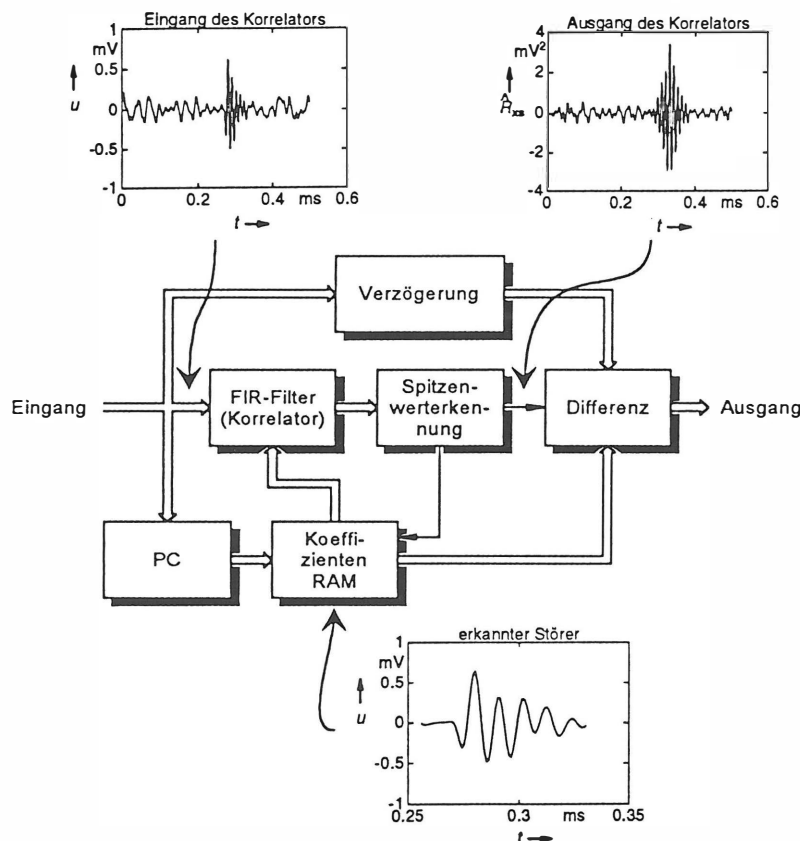


Fig. 3.2

Blockschaltbild des Korrelationsfilters zur Erkennung der Position und Subtraktion von bekannten, netzsynchronen Störimpulsen

Das zweite Problem bei der Unterdrückung von bekannten Störimpulsen besteht darin, daß die Impulse vor ihrer Subtraktion vom Eingangssignal nur um **ganzzahlig Vielfache der Abtastzeit** verschoben werden können. Dadurch kann der Störimpuls gelegentlich nicht optimal vom Eingangssignal subtrahiert werden. Abhilfe schafft hier eine Verschiebung des gefundenen Störimpulses um weniger als einen Abtastschritt. Dadurch kommt er vor der Subtraktion mit dem im Eingangssignal vorhandenen **Impuls optimal zur Deckung** wodurch dann die maximal mögliche Störunterdrückung erreicht wird. Eine solche Umtastung läßt sich elegant im Frequenzbereich realisieren und beruht auf dem Zeitverschiebungssatz

$$s(t) \longleftrightarrow S(f) \quad s(t - T_v) \longleftrightarrow S(f) \cdot e^{-j2\pi f T_v} \quad (3.1)$$



Hierfür werden die voneinander zu subtrahierenden Impulssignale  $s_1$  und  $s_2$  mit Hilfe der Fast-Fourier-Transformation (FFT) in den Frequenzbereich überführt. Danach wird die Verschiebungszeit  $T_v$  aus

$$S_2(f) = S_1(f) \cdot e^{-j2\pi f T_v}, \quad (3.2)$$

berechnet. Nach der Zeitverschiebungsberechnung wird das um  $T_v$  verschobene Signal über die inverse FFT wieder in den Zeitbereich transformiert. Fig. 3.3. zeigt den Unterschied der Störunterdrückung mit und ohne diese Interpolationsrechnung, mit der im übrigen eine kontinuierliche Impulsunterdrückung aufgrund der nötigen Rechenzeit nicht mehr möglich ist.

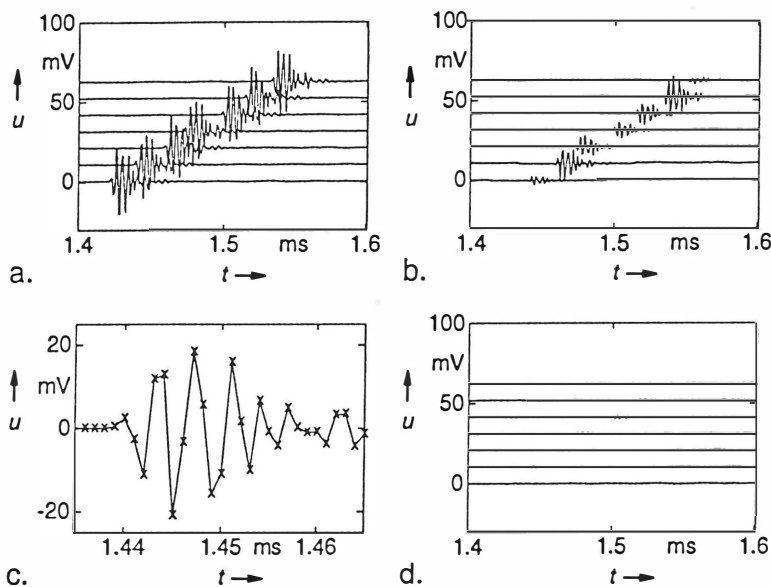


Fig. 3.3

Unterdrückung von netz-synchronen Störimpulsen

a. Ausschnitt aus 7 aufeinanderfolgenden Prüfperioden

b. Störunterdrückung ohne die Umtastung der Abtastwerte des Störers

c. Gefundener Störimpuls mit großer Flankensteilheit

d. Störunterdrückung mit der Umtastung der Abtastwerte des Störers

### 3.3 Beispiel einer Messung

Zur Demonstration der Steigerung der Meßempfindlichkeit wurden mit den beschriebenen Verfahren zahlreiche Messungen durchgeführt. Ein Anwendungsbeispiel wird im folgenden gezeigt. Die netzsynchronen Impulse wurden durch den beschriebenen Algorithmus im Meßsignal gesucht und unterdrückt. Dabei wurde jeweils die Impulsverschiebung nach Kap. 3.2 eingesetzt. Zunächst wurden die schmalbandigen Störungen vor der Impulsunterdrückung durch ein FIR-Filter reduziert. Die Auswertungen erfolgten off-line auf einer Workstation und sind zu den Ergebnissen der Prozessorlösung des UNITEMUS (siehe Kap. 4.) für die Impulsunterdrückung **absolut gleichwertig**.

Die Fig. 3.4 bzw. Fig. 3.5 zeigen das Ergebnis einer Messung an einem Generator eines 1300 MW Kraftwerks. Die Messung blieb unkalibriert, da der Generator nicht abgeschaltet werden konnte. Die Ankopplung erfolgte über eine kapazitive Meßsonde am Generatorlager. Bei der aufgezeichneten Spannung war ein merklicher Anteil von TFH-Signalen (Trägerfrequenzsignale auf Hochspannungsleitungen) zu verzeichnen. Zur Reduktion dieser Störungen wurde das Meßsignal zuerst mit einer Schmalbandfilterung von den TFH-Resten befreit (siehe Fig. 3.4). Durch die Gleichrichtung für den Erregerstrom des Generators entstanden Impulsstörungen mit großer Amplitude, die in den Meßaufbau einkoppelten. Mehrere, aufeinanderfolgende Netzperioden des Meßsignals nach der Schmalbandfilterung sind in Fig. 3.5a dargestellt. Zur besseren zeitlichen Auflösung ist nur der Zeitbereich von 2 ms bis 6 ms der Aufzeichnung gezeigt.

Bemerkenswert ist der Impuls bei 5,3 ms. Sein zeitlicher Verlauf ist zwischen den einzelnen dargestellten Perioden recht unterschiedlich. Dies fällt besonders bei den Perioden Nr. 2 und Nr. 3 auf. Diese Unterschiede bleiben nach der Störunterdrückung erhalten. Weiterhin ist dem

Störimpuls bei 4,5 ms in der Periode Nr. 3 am Ende ein kleiner zusätzlicher Impuls überlagert. Dieser bleibt nach der Filterung ebenfalls erhalten und kann ausgewertet werden.

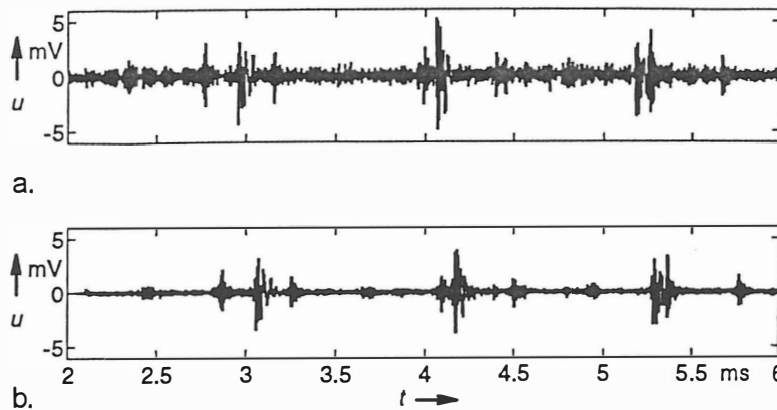


Fig. 3.4

Störspannungsmessung  
am Generator eines  
1300 MW Kraftwerkes

a. Gemessenes,  
unbearbeitetes Signal

b. Signal nach der Schmal-  
bandunterdrückung

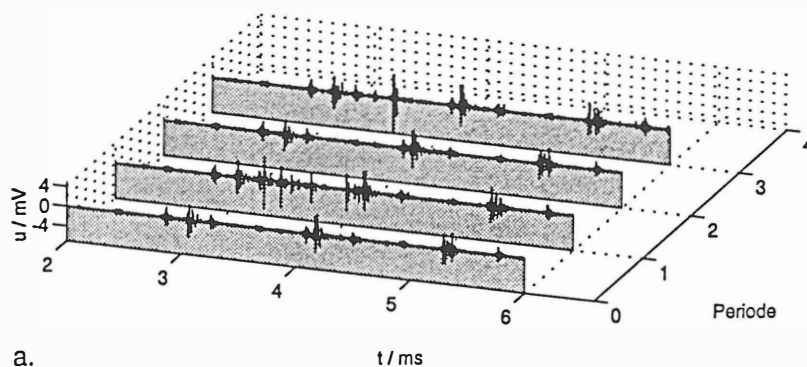
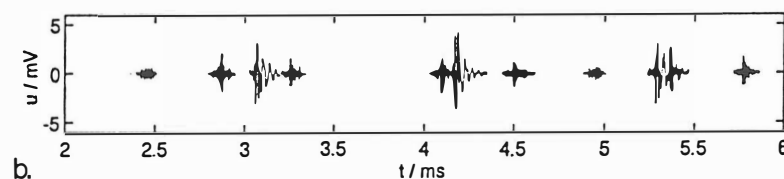


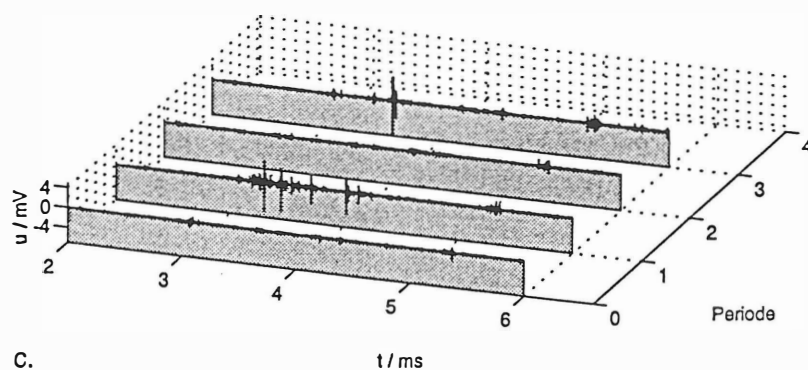
Fig. 3.5

Die ersten vier gemessenen  
Perioden

a. Vor der Unterdrückung der  
netzsynchronen Impulse  
(schmalbandige Störungen  
bereits entfernt)



b. Erkannte netzsynchrone  
Störimpulse



c. Nach der Unterdrückung  
der netzsynchronen Impulse

Generell kann zusammengefaßt werden, daß für eine gute Unterdrückung die Impulse in den einzelnen Perioden möglichst genau reproduziert auftreten müssen. Kleine Unterschiede der Impulse wie auch z.B. TE-Impulse, bleiben nach der Filterung erhalten.

## 4. Aufgebaute Meßgeräte zur kontinuierlichen Signalfilterung

Zur Demonstration der Anwendungsmöglichkeiten der neu entwickelten kontinuierlich arbeitenden Störunterdrückungsverfahren und ihrer Tauglichkeit für die Praxis wurden zwei Meßgeräte aufgebaut. Das erste ist ein eigenständiges, abgeschlossenes Gerät mit analogen Schnittstellen und verwirklicht die Schmalbandunterdrückung (ADF=Adaptives Digitalfilter). Das zweite ist ein universelles Gerät auf PC-Basis (UNITEMUS) mit vollständig digitaler Signalverarbeitung.

### 4.1 Adaptives Digitalfilter (ADF)

Dieses Gerät verfügt über einen analogen Ein- und einen analogen Ausgang und ist als Erweiterung für einen handelsüblichen, analogen TE-Detektor vorgesehen. Es wird in den internen Signalweg des Meßgerätes eingeschleift und kann somit das verarbeitete Signal zusätzlich filtern. Ein Blockschaltbild dieses adaptiven Digitalfilters (ADF) ist in Bild 4.1 zu sehen.

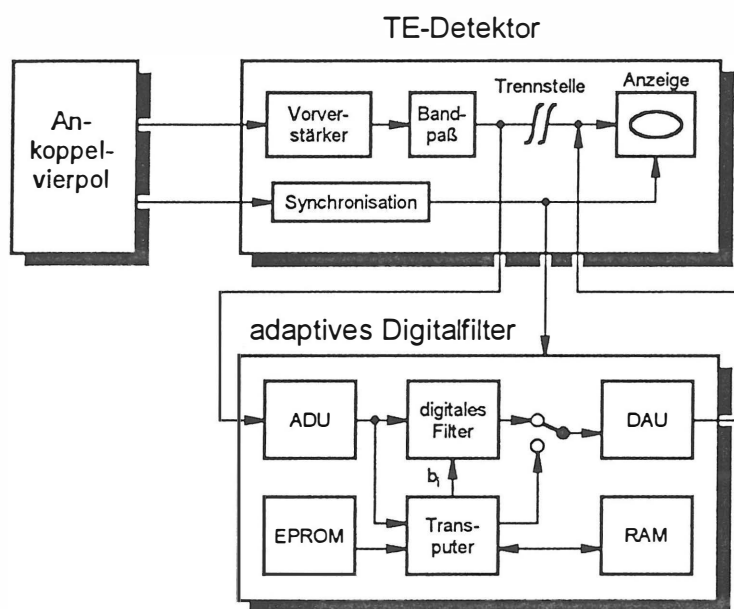


Fig. 4.1

Blockschaltbild des adaptiven Digitalfilters mit Anschluß an einen TE-Detektor

In Fig. 4.2 ist das Spektrum einer Messung mit dem ADF an einer 420 kV SF<sub>6</sub>-isolierten Schaltanlage zu sehen.

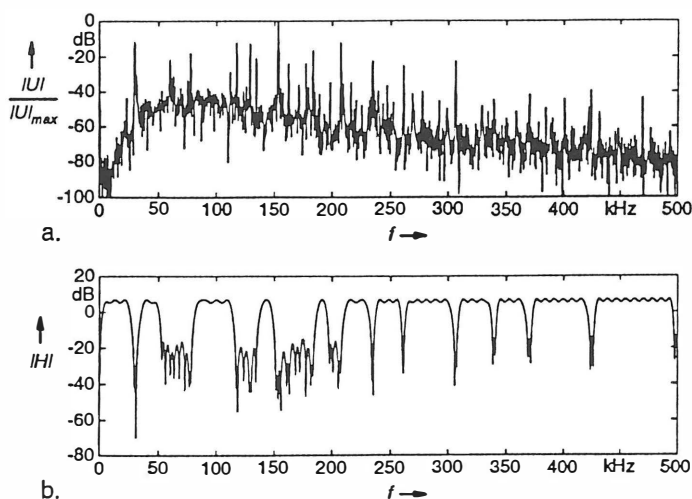


Fig. 4.2

Messung an einer SF<sub>6</sub>-Schaltanlage mit 7 m hoher Durchführung

a. Spektrum des Eingangssignals des ADF

b. Betragsfrequenzgang des vom ADF entworfene Filters

Zur Erzeugung von Teilentladungen wurde eine Spitze auf dem Innenleiter angebracht. Das Gasabteil mit der Spitze war dabei mit Luft unter Umgebungsdruck gefüllt. Die Einsetzspannung lag bei 10,5 kV. Die Störungen koppelten über eine angeschlossene Freiluftdurchführung mit 7 m Höhe ein. Der Grundstörpegel lag dadurch bei 19 pC. Zur Berechnung der Filterkoeffizienten für die **zehn Sperrbereiche** wurde der REMEZ-Algorithmus verwendet.

Fig. 4.3 zeigt die Filterwirkung des ADF. Die Reststörungen nach der Unterdrückung haben noch eine Amplitude von 1,2 pC. Das entspricht einer Dämpfung von 24 dB.

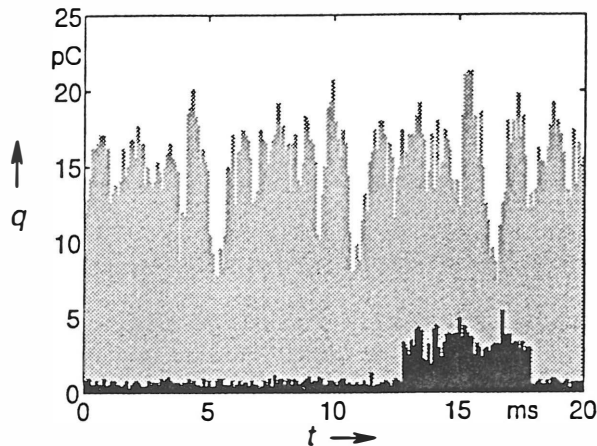


Fig. 4.3

Filterwirkung des ADF. Signal vor der Filterung (grau) und nach der Filterung (schwarz) mit deutlich zu erkennenden Vorentladungsimpulsen

## 4.2 Meßgerät UNITEMUS

Dieses Gerät wurde als universeller TE-Detektor konzipiert. Hieraus leitet sich auch der Name **universelles Teilentladungsmeßgerät der Universität Stuttgart** oder auch **UNITEMUS** ab. Seine Basis ist ein handelsüblicher Personalcomputer. Der Analogteil wurde so konzipiert, daß er vollständig durch den PC fernsteuerbar ist und das Signal danach gleich durch einen ADU in einen digitalen Datenstrom umgesetzt wird. Dadurch kann das Gerät auf einfache Weise mit neuen Baugruppen erweitert werden.

Um eine Verarbeitung in **Echtzeit** zu ermöglichen, wurde das Meßgerät mit einem entsprechenden Filtermodul erweitert. Fig. 4.4 zeigt das gesamte Blockschaltbild des UNITEMUS.

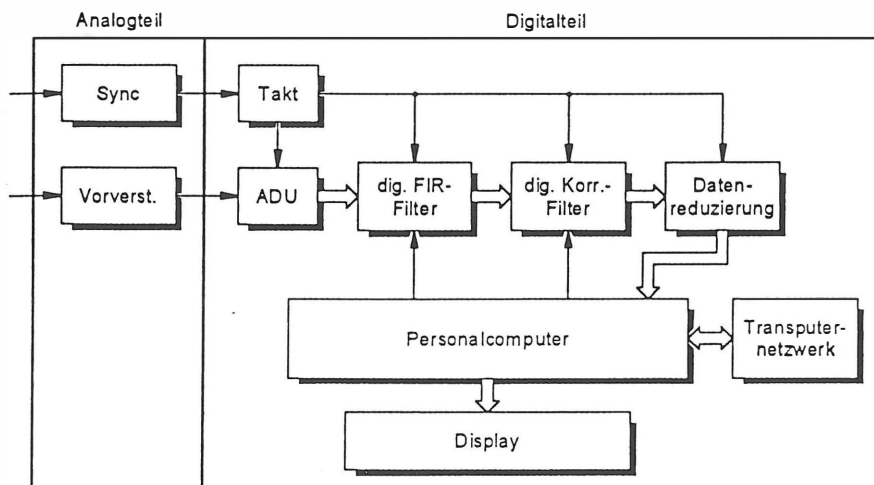


Fig. 4.4

Blockschaltbild des UNITEMUS zur kontinuierlichen Meßdatenverarbeitung

In Fig. 4.5 bzw. Fig. 4.6 wird das Beispiel einer Messung mit dem UNITEMUS an einer SF<sub>6</sub>-isolierten Schaltanlage (s. auch Kap. 2) gezeigt. Man erreichte bei dieser Messung eine Unterdrückung der eingekoppelten Sinusstörer um ca. 24 dB. Die netzsynchronen Impulse konnten ohne Impulsverschiebung um 12 dB (Fig. 4.6a) mit interpolativer Impulsverschiebung um ca. 26 dB (Fig. 4.6b) unterdrückt werden.

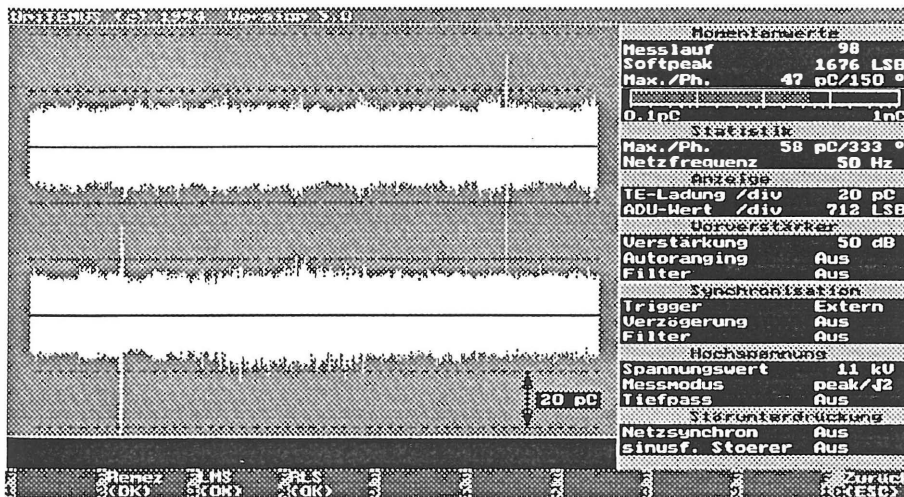
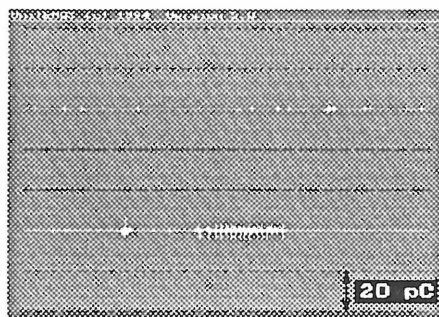


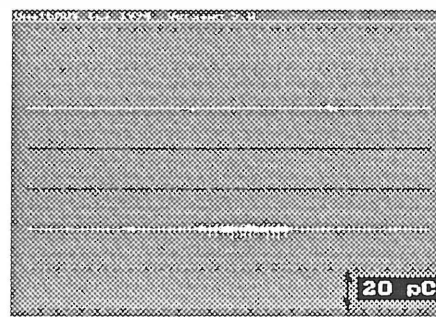
Fig. 4.5

Bildschirmlayout des UNITEMUS

Zu sehen ist eine Messung an einer SF<sub>6</sub>-isolierten Schaltanlage. Grundstörspegel ohne Störunterdrückung



a.



b.

Fig. 4.6

Unterdrückung der Störsignale aus Fig. 4.5 mit dem Transputernetz

a. FFT-Algorithmus zur Schmalbandunterdrückung und Impulsunterdrückung ohne Impulsverschiebung nach Kapitel 4

b. gleiche Unterdrückung jedoch mit Impulsverschiebung

## 5. Erkennung und Unterdrückung von Koronastörern

Ein weitere Störgröße bei der TE-Messung stellen die unter höheren Spannungen häufig auftretenden Koronaentladungen dar. Koronaentladungen entstehen ab einem bestimmten Spannungsniveau an rauen Stellen von Hochspannungselektroden oder an Leitungen aufgrund der auftretenden lokalen Feldstärke. Bei der TE-Messung vor Ort hat man verstärkt mit Koronastörern zu rechnen, welche nicht unbedingt nur an Elektroden der zu untersuchenden Phase des TE-Meßkreises entstehen, sondern in häufigen Fällen auch von benachbarten Leitern herrühren und in die Meßanordnung elektromagnetisch einkoppeln. Im Gegensatz zu den bereits genannten Störgrößen haben die Koronastörer die ungünstige Eigenschaft, daß sie bei begrenzt breitbandiger Messung ein nahezu gleiches Frequenzspektrum erzeugen wie die zu messenden Teilentladungsimpulse selbst. Ein konventionelles Filterverfahren kann deshalb nicht zur Trennung der Koronastörer vom Nutzsignal eingesetzt werden. Die Koronaentladungen sollen im folgenden allgemeiner ausgedrückt auch als **"äußere" Entladungen** bezeichnet werden, um deren Wirkung bezüglich der Stromverteilung im Meßkreis der Wirkung der zu messenden **"inneren" Teilentladungen** des Prüfobjekts gegenüberzustellen. In den im folgenden beschriebenen Störunterdrückungsmethoden sollen im wesentlichen nur **leitungsgebundene** und nicht elektromagnetisch einkoppelnde, von benachbarten Stromkreisen (Nachbarleiter) herrührende Koronastörer, berücksichtigt werden.

### 5.1 Bisherige Methoden zur Erkennung von Koronastörern

#### 5.1.1 Auswertung des aufgezeichneten TE-Musters

Inzwischen etablierte Verfahren zur Beschreibung und Klassifizierung von TE-Mustern [12] [13] [14] erlauben bedingt die Aussage ob dem meßbaren TE-Signal noch zusätzlich Koronastörer überlagert sind. Dabei haben bei vor-Ort-Messungen sich ändernde äußere Bedingungen noch einen entscheidenden Einfluß auf die Stärke der überlagernden Störer. Sind bei einem Signal einmal alle musterbeschreibenden Parameter bestimmt, kann mit Hilfe eines Klassifikators (beispielsweise Expertensysteme, Neuronale Netze, oder auch Fuzzy-Logik-Tools) entschieden werden, ob und wieviel Störanteile im TE-Signal enthalten sind. Ein solches Erkennungsverfahren erlaubt nur eine **qualitative Aussage** über das **TE-Verhalten** und bewertet nur über die **"Musteränderung"** eine Überlagerung der Störanteile. Da das über eine längere Zeit erfaßte Signalmuster zur Auswertung kommt und Einzelimpulse nicht beurteilt werden können, ist mit einem solchen Verfahren **keine Störunterdrückung** möglich.

#### 5.1.2 Auswertung der mit einer Antenne erfaßten elektromagnetischen Abstrahlung

Eine in [10] beschriebene Methode zur Erkennung von Koronaentladungen basiert auf der Erkenntnis, daß Entladungsvorgänge stets auf zweierlei Arten eine elektromagnetische (e.m.) Abstrahlung hervorrufen. Zum einen stellen die Entladungen selbst eine Art Hertz-Dipol dar und strahlen fast kugelförmig **E- und H-Wellen** ab. Zum anderen erzeugen sie je nach Entstehungsort unterschiedlich gerichtete Impulsströme im Meßkreis. Diese Ströme ihrerseits strahlen ebenfalls ein e.m. Feld ab. Es lassen sich die Entladungsvorgänge also dann voneinander unterscheiden, wenn sie unterschiedliche Kreisströme erzeugen bzw. wenn eine direkte Abstrahlung durch Abschirmung verhindert wird. Im Falle einer inneren TE beispielsweise wird die direkte Abstrahlung meist durch das Prüflingsgehäuse, wie im Falle eines Transformators, abgeschirmt. Auch die Stromverteilung im Meßkreis ist bei inneren und äußeren Entladungen in der Regel unterscheidbar. In Frequenzbereichen bis ca. 100 MHz können deshalb meist eindeutige Zuordnungen bezüglich der e.m. Abstrahlung der Entladungsarten gemacht werden. Mit einer empfindlichen Breitbandantenne und einem speziellen abstimmbaren Empfänger, der das HF-Signal in das Niederfrequenz-Basisband umsetzt, wird ein Hilfsignal generiert, welches ausschließlich Impulse äußerer Entladungsvorgänge enthält. Vergleicht man das auf konventionelle Weise ausgekoppelte TE-Signal mit diesem Hilfsignal, können die erfaßten Koronastörer aus dem TE-Signal ausgeblendet werden. Eine geeignete Wahl des **Antennenaufstellortes** sowie einer geeigneten **Meßfrequenz** sind dabei Voraussetzung. Wenngleich diese Methode prinzipiell bei

Einphasensystemen eine z.T. sehr gute Störunterdrückung, eventuell auch in Echtzeit, erlauben würde, hat dieses Prinzip der Störerkennung den für vor-Ort-Anwendungen entscheidenden Nachteil, daß bei Mehrphasensystemen, dies ist eben die Regel, die Einkopplungen der äußeren Entladungen benachbarter Leiter nur sehr schlecht korrelierbar sind. Außerdem ist die Wahl des Aufstellungsortes der Antenne bei vor-Ort-Messungen schwierig da der TE-Meßkreis meist sehr ausgedehnt ist und auch die Entladungen auf einem größeren räumlichen Bereich (s. Leiterseile) entstehen.

### 5.1.3. Störunterdrückungsverfahren auf der Basis einer Impulsrichtungserfassung

Bezüglich der resultierenden Ströme von Entladungsvorgängen innerhalb eines TE-Meßkreises sind prinzipiell die "inneren" Teilentladungen des Prüflings von den "äußeren" Entladungen (z.B. Koronaentladungen) an den Hochspannungselektroden bzw. -leitungen zu unterscheiden. In den Bildern 5.1a bzw. 5.1b wird das Prinzip des Entladungsvorgangs einer inneren TE im Prüfling dem Prinzip der Entladung einer äußeren TE (Koronaentladung) gegenübergestellt. Impulsstromquellen repräsentieren dabei jeweils den Entladungsvorgang. Solche Ersatzdarstellungen sind für Messungen im unteren Frequenzbereich ( $< 1$  MHz nach IEC 270, [1]) durchaus gerechtfertigt, wenn angenommen wird, daß selbst bei ausgedehnten Anordnungen, die Verbindung zwischen dem Prüfling ( $C_p$ ) und einem Koppelnebenzweig ( $C_k$ ) kurz genug ist, sodaß die Wirkung der elektrischen Verbindung als "Leitung" bzw. der Einfluß von parasitären Impedanzen vernachlässigbar ist. Aus den Polaritäten der aus den Entladungsvorgängen resultierenden Ströme in den beiden Stromzweigen läßt sich dann eine Aussage über die Entladungsart treffen.

Bei der **herkömmlichen Brückenmethode** [1] [11] ist es notwendig, die Meßimpedanzen beider Stromzweige so abzugleichen, daß sie für den Fall äußerer TE einen exakt gleichen Frequenzgang aufweisen, damit durch Differenzbildung der beiden meßbaren Spannungen eine Gleichtaktunterdrückung erreicht werden kann.

Bei einem **Impulsdiskriminator** [1] [11] werden nur die Polaritäten der Entladungsströme ausgewertet. Bei einem TE-Impuls wird in den Meßimpedanzen jeweils ein Stromimpuls mit unterschiedlichem Vorzeichen erzeugt. Nur in diesem Fall wird der Impuls zur Auswerteeinheit weitergeleitet. Im Gegensatz zur Brückenmethode ist bei diesem Verfahren ein exakter Abgleich der Meßimpedanzen nicht unbedingt erforderlich. Die Bestimmung der Impulspolaritäten ist jedoch nicht in jedem Fall fehlerfrei, sodaß nicht selten Fehlerkennungen vor allem bei Impulsüberlagerungen entstehen.

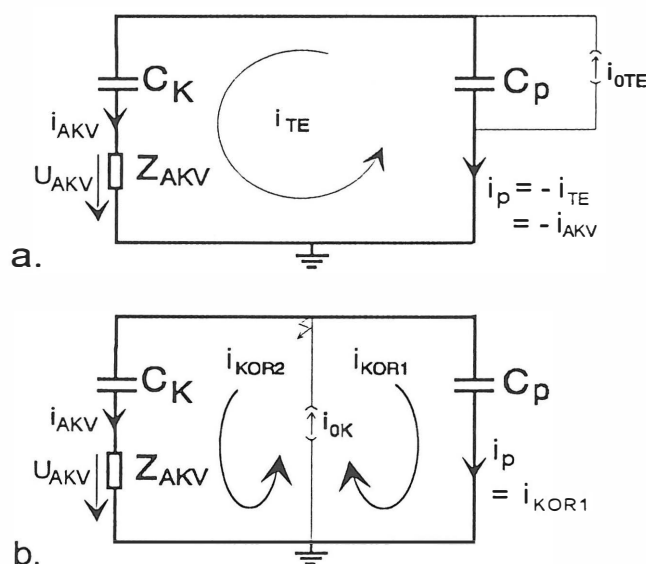


Fig. 5.1

a. Ersatzdarstellung für eine innere Teilentladung. Ein einziger Kreisstrom erzeugt einen Strom im Prüflingszweig mit entgegengesetzter Polarität zum Strom im Koppelnebenzweig.

b. Ersatzdarstellung für eine äußere Entladung. Es bilden sich Ströme gleicher Polarität in den beiden Stromzweigen aus



## 5.2 Impulserfassung über zwei Meßzweige und numerische Verfahren zur Unterdrückung äußerer TE

Wie schon aus vorigem Unterkapitel ersichtlich, sind zur Impulsrichtungserfassung mindestens zwei Meßzweige erforderlich. Den Hauptzweig stellt der Prüflingszweig selbst dar, während es sich beim Nebenzweig meist um eine prüflingsähnliche Kapazität mit entsprechendem Ankoppelvierpol handelt.

Zwei Stromzweige ergeben sich bei vor-Ort-Messungen, beispielsweise im Falle eines Transformators, durch gleichzeitige Messung des kapazitiven Stromes des Meßbelags der Durchführung einer Phase als Nebenzweig und des Stromes des geerdeten Sternpunktes als Prüflingszweig. In [15] wurde eine Schaltungsrealisierung eines sog. "Richtkopplers" vorgestellt, was allerdings aufgrund der linearen Superposition eines Haupt- und Nebenzweigsignals prinzipiell nichts anderes als eine modifizierte Brückenschaltung darstellt und zum Zwecke einer ausreichenden Störunterdrückung ebenfalls abgeglichen werden sollte.

Bei **vor-Ort-Messungen**, ist es in vielen Fällen nicht möglich, für eine Brückenmessung abgleichbare Meßvierpole einzusetzen.

Um die Vorteile des Brückenmeßprinzips auszunützen, wurde mit Mitteln der digitalen Signalverarbeitung eine Art "**numerischer Brückenabgleich**" realisiert, um in Anlehnung an die analoge Brückenmessung durch **Differenzbildung** eine Gleichtaktunterdrückung und damit eine Unterdrückung der äußeren Entladungen des Meßkreises zu erreichen.

Ein **numerischer Impulsdiskriminator** kann durch **Bildung des Produktes** aus beiden Stromsignalen realisiert werden. Die Polaritäten der einzelnen Impulse des Produktsignals geben dann direkt die Art der Entladung an.

Zur Erklärung des Prinzips zur Unterdrückung äußerer Entladungen wird in Fig. 5.2 das Schema der Signalauskopplung über **zwei Meßkreiszeige** mit der danach erfolgenden Signalverarbeitung gezeigt.

### 5.2.1 Numerische Kompensation und Kalibrierung bei der Impulsrichtungserfassung

Nach Erfassung und Digitalisierung der Vierpol-Ausgangsspannungen beider Meßzweige (Fig. 5.2) erfolgt eine digitale Filterung bevor die beiden Signale zur Störererfassung weiterverarbeitet werden können. Diese digitale Filterung bewirkt einen "**numerischen Brückenabgleich**" derart, daß im Falle äußerer Entladungen eine Angleichung der Impulsübertragungscharakteristiken zwischen beiden Meßzweigen erfolgt. Die Dimensionierung dieses Digitalfilters kann mit Hilfe eines Kalibriervorganges erreicht werden.

Für die Auskopplung der Ströme zweier Meßzweige teilt sich der Kalibriervorgang in zwei Etappen auf. Es wird zum einen bezüglich äußerer TE kalibriert, d.h. es wird ein breitbandiger Kalibrierimpuls parallel zu den beiden Zweigen eingespeist und gleichzeitig die Impulsantworten der beiden Meßzweige erfaßt. Andererseits wird zusätzlich bezüglich der scheinbaren inneren TE kalibriert und ebenfalls jeweils die Impulsantwort der Stromzweige gemessen (s. Fig. 5.2). Man erhält so 4 Kalibriersignale, die entsprechend ausgewertet werden können. Für die Bestimmung der wahren TE-Amplitude kann über die **4 Kalibriersignale** ein Faktor  $k_{TE}$  ermittelt werden, der z.B. nach numerischem Brückenabgleich und Differenzbildung die "Verstärkung" der TE-Amplitude angibt.

### 5.2.2 Differenzbildung zur Gleichtaktunterdrückung

Bei der Berechnung der Differenz aus beiden Meßzweigsignalen, Kalibrierbarkeit vorausgesetzt, gelten die unter 5.2.1 gemachten Bedingungen. Mit dem ermittelten Korrekturfaktor  $k_{TE}$  läßt sich dann die "korrekte" TE-Amplitude recht genau abschätzen. Und bei **Differenzbildung** gilt dann für das korrigierte TE-Signal:



$$u_{akvTE}(t) \approx \frac{(u_{mTE}^* - u_{akvTE})}{k_{TE}} = \frac{u_D(t)}{k_{TE}}; \quad (5.1)$$

Damit wird nicht nur die Impulsamplitude, sondern mit guter Näherung auch der zeitliche Verlauf eines TE-Impulses zurückgewonnen. Bei idealer Kompensation erhält man eine vollständige Störunterdrückung.

Da es sich bei der Differenzbildung, um eine lineare Signalverknüpfung handelt, haben Impulsüberlagerungen prinzipiell keinen Einfluß auf die Güte der Störunterdrückung. Außerdem lassen sich die Impulsamplituden stets nach Gl. (5.1) zurückrechnen. Trotzdem treten aufgrund der Digitalisierung der Signale systematische Fehler auf, die zusätzliche Reststörungen erzeugen.

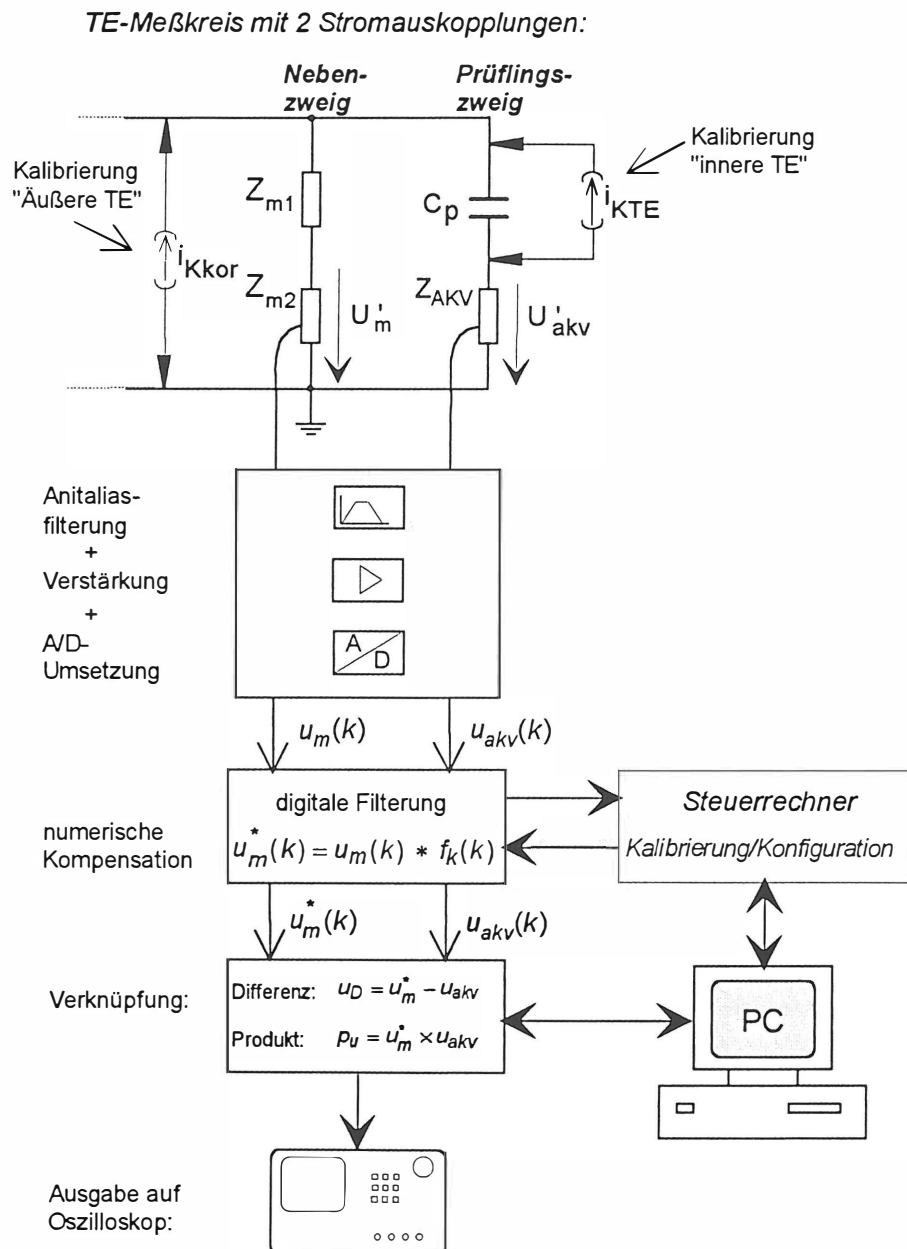


Fig. 5.2

### 5.2.3 Produktbildung zur Erkennung der Entladungsrichtung

Die Grundidee, daß durch die Bildung des Signalproduktes der stromproportionalen Signale beider Meßkreiszeige auf einfache Weise die Impulsrichtung bestimmt werden kann, resultiert aus der Erkenntnis, daß bei einer elektromagnetischen Welle im allgemeinen Fall durch die Bildung des Kreuzproduktes eines elektrischen Feldvektors und dem dazugehörigen magnetischen Feldvektor ein "**Leistungsvektor**" (= **Poynting-Vektor**) ermittelt werden kann. Dieser gibt die Richtung an, aus der die "elektromagnetische Leistung" kommt. Übertragen auf die "eindimensionale" TE-Meßtechnik kann dies so interpretiert werden, daß einerseits die Spannung am Prüfling und andererseits der Strom durch den Prüfling zur Bestimmung einer "Impulsleistungsrichtung" gemessen werden muß. Dabei erfaßt der Vierpol des Nebenzweigs des TE-Meßkreises eine Impulsspannung, der Vierpol des Prüflingszweigs einen dazugehörigen Impulsstrom (Fig. 5.2). Die Polarität des Produktes aus beiden Größen gibt die Impulsleistung an. Im Falle einer äußeren Entladung ist diese Leistungsgröße dann positiv ("Impulsleistung fließt in den Prüfling hinein"), bei einer inneren TE entsprechend negativ ("Impulsleistung kommt vom Prüfling").

Durch Auswertung der Produktpolarität  $u_m^*(kT) \cdot u_{akv}(kT)$  lassen sich die Entladungsarten voneinander unterscheiden. Bei der Messung wird der genaue TE-Amplitudenwert mit Hilfe der Kompensationsfunktion bezüglich äußerer TE ermittelt. Auch hier läßt sich ausgehend vom ermittelten Faktor  $k_{TE}$  die Amplitude eines TE-Impulses ausgehend vom Signalprodukt der beiden Meßkanäle annähern:

$$\max(|u_{akvTE}|) \approx \sqrt{\frac{\max(|p_{uTE}^*(t)|)}{|(k_{TE} + 1)|}}; \quad (5.2)$$

Es läßt sich so ausschließlich der kalibrierte Ladungswert (TE-Amplitude) zurückrechnen, **nicht** jedoch der Impulsverlauf.

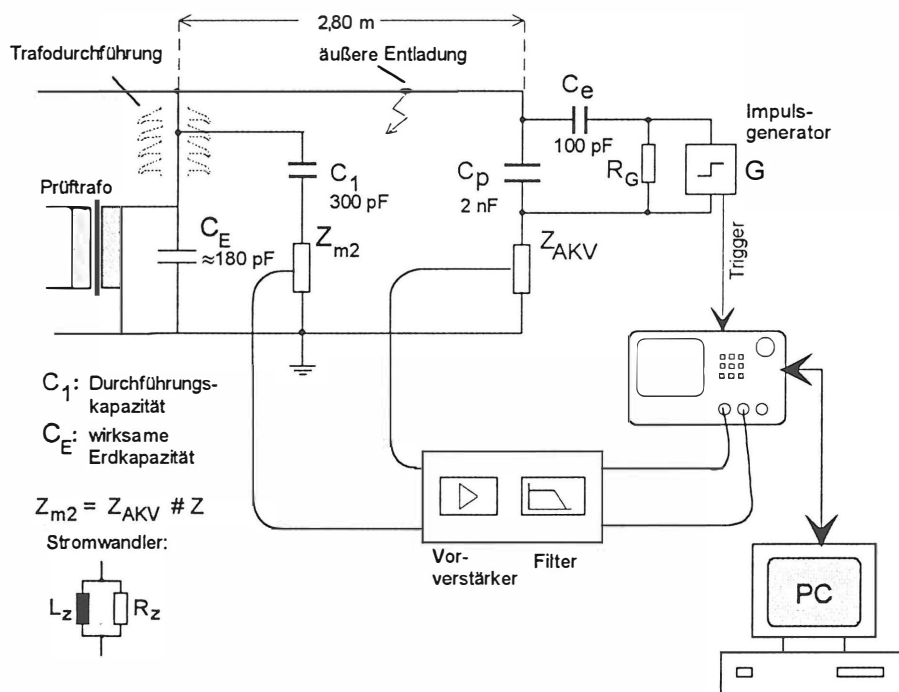
In vielen Labormessungen (Kap. 5.3) wurde die Wirksamkeit des Erkennungsverfahrens bestätigt. Nutzt man bei dieser Methode die Möglichkeit, daß im Falle einer inneren TE nur jeweils die negativen Anteile zur Auswertung herangezogen werden, so können mit (5.10) die "wahren" Impulsamplituden errechnet werden. Durch diese "Gleichrichtung" können die Störanteile aus dem Produktsignal subtrahiert werden.

### 5.3 Beispiele aus Labormessungen

Zur Verifikation der Methoden zur Impulsrichtungserkennung wurden Labormessungen durchgeführt. Voraussetzung für empfindliche Messungen war die Anwendung niederohmiger, empfindlicher **Ringkernstromwandler** (Durchmesser 50 mm), die direkt in die Erdverbindung eingeschleift werden konnten. Um die Wirksamkeit der Verfahren zu zeigen, wurden bei einer Anlage gemäß Fig. 5.3 in einen (TE-freien) Prüfling  $C_p$  von 2 nF Kapazität über einen Hochspannungskondensator  $C_e$  definiert Stromimpulse in den Prüfling eingespeist. Gleichzeitig konnten über eine Länge von bis zu 3 m an einer verdrehten Kupferleitung Koronastörer erzeugt werden (Einsatzspannung bei ca. 50 kV). Der Meßkreis-Nebenzweig wird hier durch den kapazitiven Meßbelag der Durchführung des speisenden Prüftransformators gebildet, wobei der kapazitive Strom mit Hilfe eines am Meßanschluß angebrachten Stromwandlers ausgekoppelt wird. Nach Kalibrierung kann der Korrekturfaktor und die Kompensationsfunktion ermittelt werden. Der Korrekturfaktor  $k_{TE}$  läßt sich bei dieser Anordnung ohne den Einspeiseteil ( $C_e$  mit Generator) durch Kalibrierung oder hier durch analytische Bestimmung der Impulsübertragungsfunktionen ermitteln. Für den Meßfrequenzbereich gilt dann:

$$k_{TE} \approx -\frac{C_p}{C_1 + C_F} + 1 \quad (5.3)$$

Die Fig. 5.4 zeigt das Meßergebnis nach Kalibrierung und Messung mit **On-line-Einspeisung** eines "TE-Impulses" von 100 pC. Die Koronastörer (bei 60 kV) wurden mit Hilfe der Differenzbildung um ca **27 dB** unterdrückt (Fig. 5.4d). Das nach Gl. (5.2) bewertete Ergebnis nach Bildung des Signalproduktes zeigt die Selektion der Störer aufgrund des Polaritätsunterschiedes (Fig. 5.4e).



**Fig. 5.3**

# Laboranordnung zur Verifikation der verschiedenen Verfahren zur numerischen Impulsrichtungserkennung und Gleichtaktunterdrückung

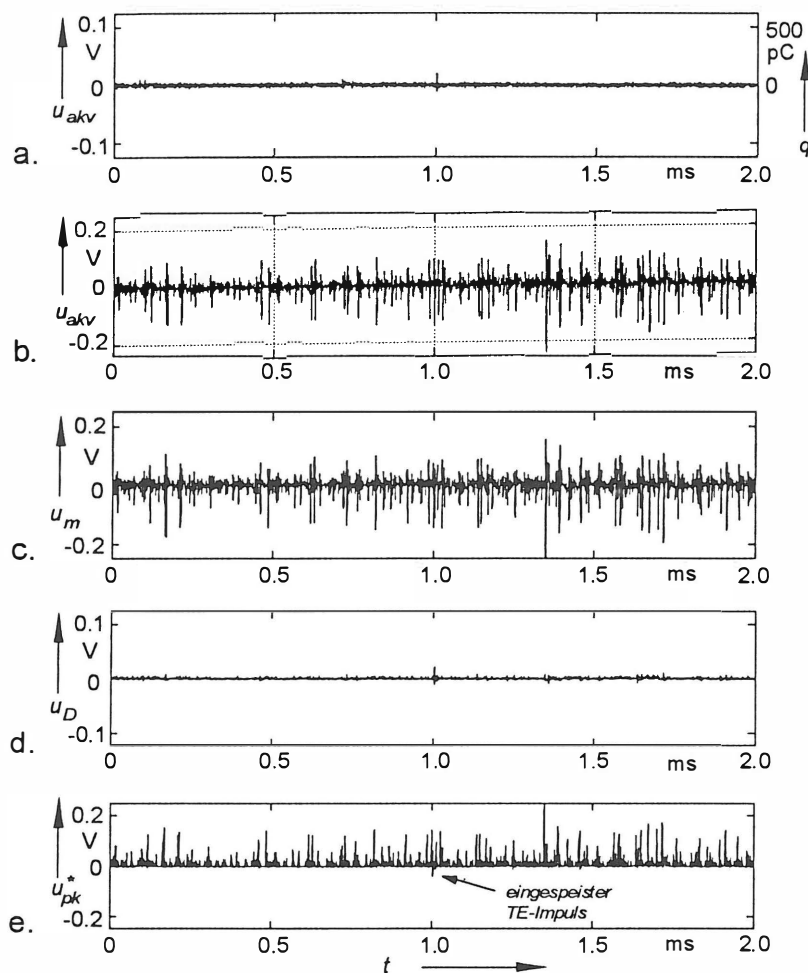


Fig. 5.4

Messung ohne TE-behafteten Prüfling

a. Eingespeister TE-Impuls, 100 pC, Messung des Prüflingsstromes bei ca. 30 kV

b. Messung des Prüflingsstroms unter Spannung (60 kV) mit Koronastörern

c. Messung an der Trafo-durchführung (=Z<sub>m</sub>) nach num. Kompensation

d. Unterdrückung der Koronastörer nach Kompensation und Differenzbildung (26,6 dB)

e. Korrigiertes Produktsignal: äußere TE = positiv, innere TE = negativ

In Fig. 5.5 wird ein Beispiel aus einer Messung gezeigt, bei der ein TE-behafteter Prüfling zum Einsatz kam. Bei diesem Prüfling handelt es sich um einen 100-kV-Gießharztransformator, der schon bei 30 kV merkliche TE aufweist. Der TE-Meßkreis hatte den gleichen Aufbau wie in Fig. 5.3 schematisch dargestellt. Die Messung erfolgte hier bei 70 kV.

Zu Vergleichszwecken wurde ein TE-Impuls (zu sehen an der Stelle bei 1500 µs) bei dieser Messung gleichzeitig eingespeist. Zu sehen ist in Fig. 5.5 ein Teil des Zeitbereichs der negativen Halbwelle der Prüfspannung. Das Störerniveau lag bei ca. 900 pC. Fig. 5.5a zeigt zunächst das Ausgangssignal des Meßvierpols im Prüflingszweig. Nach Kalibrierung und Bestimmung der Kompensationsfunktion wurde das Signal des Koppelnebenzweiges korrigiert. Die Meßempfindlichkeit verbesserte sich mit der Störunterdrückung hier auf ca. 50 pC.

Während die Differenzbildung eine lineare Signalverknüpfung darstellt und eine eindeutige Rückrechnung der Impulsamplituden erlaubt, können bei der nichtlinearen Produktbildung die Amplitudenwerte aufgrund von mehr oder weniger starken Impulsüberlagerungen nicht immer eindeutig zurückgewonnen werden. Dies wird beim Vergleich der Impulsamplituden von Fig. 5.5b und Fig. 5.5d bestätigt.

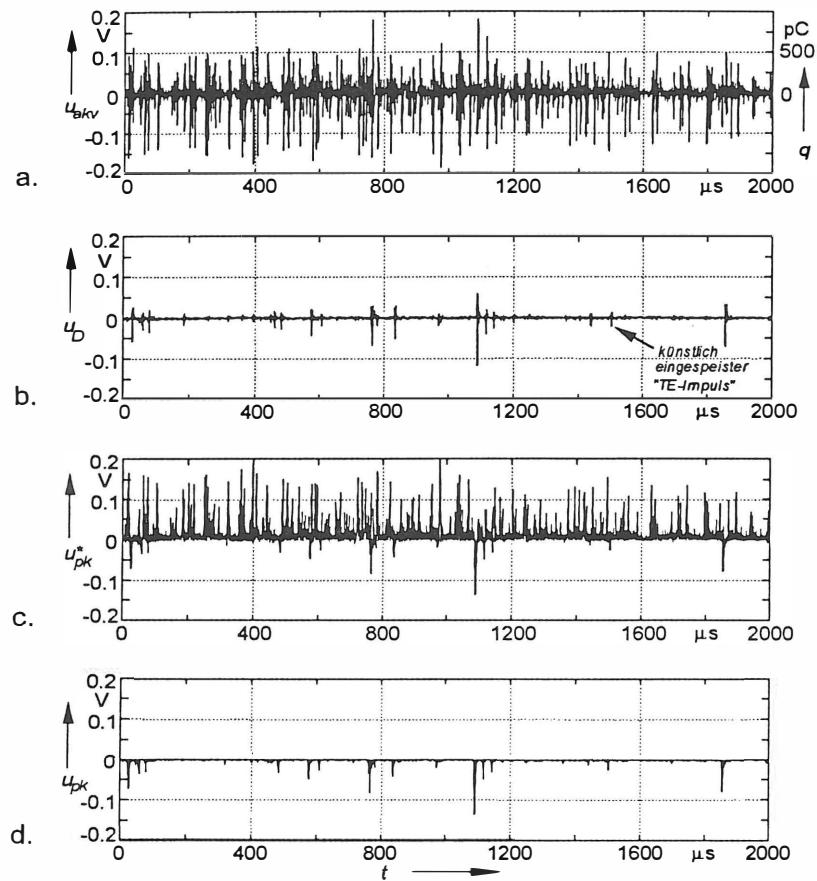


Fig. 5.5

Messung mit TE-behaftetem Prüfling.

a. Signal am Meßvierpol des Prüflingszweiges, Koronastörer mit Teilentladungen des Prüflings (70 kV).

b. Nach Kalibrierung und Kompensation ermitteltes Differenzsignal

c. Korrigiertes Produktsignal

d. Selektierte TE-Impulse (neg. Anteil des Produktsignals)

## 6. Zusammenfassung und Ausblick

Die gezeigten und auch die zukünftig entwickelten Verfahren zur Störunterdrückung bei der Teilentladungsmeßtechnik basieren auf einem gemeinsamen Prinzip. Es wird nach einem Unterscheidungskriterium zwischen dem **Nutzsignal (TE-Impulse)** und dem **Störsignal** gesucht. Als häufigste Merkmale werden die spektrale Zusammensetzung oder der Amplitudenverlauf der Impulse, die statistischen Eigenschaften der Impulse und die Spannungsabhängigkeit verwendet. Solange mindestens eines dieser Kriterien vorhanden ist und auch in der Allgemeinheit unter verschiedenen Meßbedingungen und Meßanordnungen reproduzierbar ist, ist eine Erkennung der Störungen und damit deren Unterdrückung prinzipiell möglich. Mit den heute zur Verfügung stehenden Mitteln der digitalen Signalverarbeitung kann dann der gefundene Algorithmus, zumindest off-line, auch ausgeführt werden.

Aufgrund der theoretischen Betrachtungen und der Verfügbarkeit kleiner, parallelisierbarer Recheneinheiten, digitaler Signalprozessoren und digitaler Filterbausteine konnten zwei On-Line Meßgeräte entwickelt werden, die die auftretenden Störsignale selbständig erkennen und mit einer Antwortzeit von wenigen 100 ms unterdrücken. Die Verarbeitung der Signale geschieht ausschließlich digital. Dadurch tritt keinerlei Drift oder Toleranz der Filter auf. Es wurde dabei großer Wert auf die automatische Erkennung der Störungen ohne die Hilfe eines Experten gelegt. Die erreichbare Unterdrückung der schmalbandigen und der netzsynchronen, impulsförmigen Störer liegt bei 20 dB, in Einzelfällen sogar bei 30 dB und darüber.

Für die Unterdrückung der leitungsgebundenen Koronastörer wurde ein allgemeines digitales Konzept entwickelt, mit dem das Prinzip der Gleichtaktunterdrückung auf der Basis der analogen Brückenmethode erweitert werden konnte. Dabei sind auch hier in der Praxis Unterdrückungsgrade zwischen 20 dB und 30 dB erreichbar. Das Prinzip erlaubt gleichermaßen, schnelle numerische Verfahren zur kontinuierlichen Störunterdrückung einzusetzen. Das Konzept kann auch für dreiphasige Anordnungen erfolgreich angewendet werden.

## 7. Literatur

- [1] IEC Publikation 270 (1981)  
Partial Discharge Measurements.
- [2] K. Schon  
Konzept der Impulsladungsmessung bei Teilentladungsprüfungen. etz-Archiv, Band 8 (1986), Heft 9, Seite 319-324.
- [3] G. König  
Ein adaptives digitales Filterverfahren zur Unterdrückung hochfrequenter periodischer Störungen bei Teilentladungsmessungen. Dissertation Universität Stuttgart 1991.
- [4] U. Köpf  
Kontinuierliche Unterdrückung von schmalbandigen, periodischen und breitbandigen, impulsförmigen Störern bei der Teilentladungsmessung. Dissertation Universität Stuttgart 1994.
- [5] H. Borsi  
New Method for Partial Discharges (PD) location in high Voltage Cables under noisy condition. 7. Internationales Symposium Hochspannungstechnik, Paper Nr. 75.05, Dresden 1991.
- [9] L. B. Loeb  
Electrical Coronas. University of California Press. Berkeley and Los Angeles 1965.
- [10] M. Lauersdorf, K. Feser  
Detection and Suppression of Corona Discharges During PD-Measurement by Means of RI-Reception. IEEE International Symposium on Electrical Insulation. Pittsburgh, Pennsylvania, U.S.A 1994.
- [11] M. Beyer, W. Boeck, K. Möller, W. Zaengl  
Hochspannungstechnik. Theoretische und praktische Grundlagen für die Anwendung. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg 1986.
- [12] E. Gulski and F. H. Kreuger  
Computer-aided Recognition of Discharge Sources. IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 27, 1992.
- [13] B. Fruth and J. Fuhr  
Partial Discharge Pattern Recognition - A Tool for Diagnosis and Monitoring of Ageing. Cigré 15/33-12, Session Aug./Sept. 1990.
- [14] H.-G. Kranz, R. Krump  
Expertensystem für die TE-Messung an SF<sub>6</sub> -isolierten Anlagen. Haefely Test Systems, Symposium März 1990.
- [15] M. Hartije  
Erfassung von Teilentladungen an Leistungstransformatoren im Netzbetrieb. Dissertation Universität Hannover 1989.
- [16] Q. Su, R.E. James  
Analysis of partial discharge pulse distribution along transformer windings using digital filtering techniques. IEE Proceedings, Vol. 139, No. 5, September 1992, pp 402-410.

- [17] R.E. James, F.E. Trick, B.T. Phung, P.A. White  
Interpretation of Partial Discharge Quantities as Measured at the Terminals of H.V. Power Transformers. IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. EI-21, No. 4, August 1986, pp 629-638.
- [18] R. A. Haddad, T. W. Parsons  
Digital Signal Processing, Theory, Applications and Hardware. Computer Science Press New York and Oxford 1991.
- [19] J. H. McClellan, T. W. Parks, L. R. Rabiner  
A Computer Program for Designing Optimum FIR Linear Phase Digital Filters. IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, Vol. AU-21, No. 6, December 1973.