

On-Line Verfahren zur Unterdrückung sinusförmiger und impulsförmiger Störgrößen in der TE-Meßtechnik

U. Köpf, Universität Stuttgart,
Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik

1. Einleitung

Die Teilentladungsmeßtechnik ist seit langer Zeit ein bewährtes Hilfsmittel zur Qualitätssicherung. Mit ihrer Hilfe können selbst sehr kleine Fehlstellen im Isolationsmaterial von Hochspannungsapparaten festgestellt werden. Bei der Endkontrolle im herstellereigenen Prüffeld herrschen 'Laborbedingungen', so daß mit ausreichender Empfindlichkeit gemessen werden kann. Dies bedeutet allerdings einen erheblichen Aufwand. Man denke hierbei nur an die aufwendigen Abschirmungen eines Labors oder an die Filterung der Versorgungsspannung.

Bei der TE-Messung vor-Ort liegen die Verhältnisse jedoch ganz anders. Hier befindet sich der Prüfkreis im allgemeinen in einem elektromagnetisch stark verseuchten Gebiet. Rundfunksender koppeln ungewollte Signale in den Meßkreis ein, und Einrichtungen der Leistungselektronik erzeugen impulsförmige Störungen. Zusätzlich belasten angeschlossene Elemente wie z. B. Kabel oder Transformatoren mit ihrer Ersatzkapazität die TE-Quelle und leiten einen Teil des durch die Teilentladung erzeugten Stroms an der Ankoppelschaltung vorbei. Beide Effekte setzen das Verhältnis von Nutzsignal (TE) zu Störsignal (die TE-Empfindlichkeit) herab. Das minimal nachweisbare Nutzsignal wird durch die Größe der Störungen beschränkt, da lediglich der Spitzenwert des gemessenen Signals zur Auswertung herangezogen wird.

Zur Unterdrückung von Störungen in der TE-Meßtechnik wurden schon mehrere Verfahren entwickelt. Diese sollen in diesem Beitrag beschrieben werden. Der Schwerpunkt liegt hierbei auf Verfahren, die am Institut entwickelt werden. Diese gestatten es, durch digitale Signalverarbeitung im Meßgerät ohne Änderung des Hochspannungsaufbaus die Meßempfindlichkeit zu steigern. Es werden die hierzu benötigten Algorithmen dargestellt und die Realisierung in on-line arbeitenden Meßgeräten beschrieben.

2. Bisherige Verfahren

Die bisher angewendeten Methoden zur Störunterdrückung beschränken sich alle auf die Ankoppelschaltung oder auf einfache Maßnahmen im TE-Meßgerät. Ihre Wirksamkeit ist eingeschränkt. Nachfolgend sollen die wichtigsten Maßnahmen mit ihren Vor- bzw. Nachteilen und ihren spezifischen Anwendungsmöglichkeiten kurz beschrieben werden.

Die **Schirmung** in Verbindung mit der **Filterung der Versorgungsspannung** ist die einfachste, aber auch die aufwendigste Methode der Störunterdrückung. Es muß hierbei der gesamte Hochspannungsaufbau gegen elektromagnetische Einstrahlung geschirmt werden. Dies ist nur bei häufig genutzten Prüffeldern sinnvoll und bei vor-Ort Messungen aus Aufwandsgründen nicht möglich.

Bei der **Brückenmethode** werden zwei möglichst identische Zweige im Hochspannungsaufbau eingerichtet (siehe Bild 1). Durch die Bildung der Differenz bei der Brückenarme im Meßgerät M werden Gleichtaktsignale unterdrückt. Dies ist z. B. bei auf der Hochspannungsversorgung eingekoppelten, leitungsgebundenen Störungen der Fall. Die Störunterdrückung kann unter günstigen Bedingungen sehr hoch sein (bis zu Faktor 1000). Die Teilentladungen, die Kreisströme im Brückenkreis (Gegentaktsignale) verursachen, fallen bei der Differenzbildung nicht heraus. Ebenso leider auch alle anderen Gegenteilssignale, wie z. B. alle magnetisch in den Brückenkreis eingekoppelten Rundfunkstörungen.

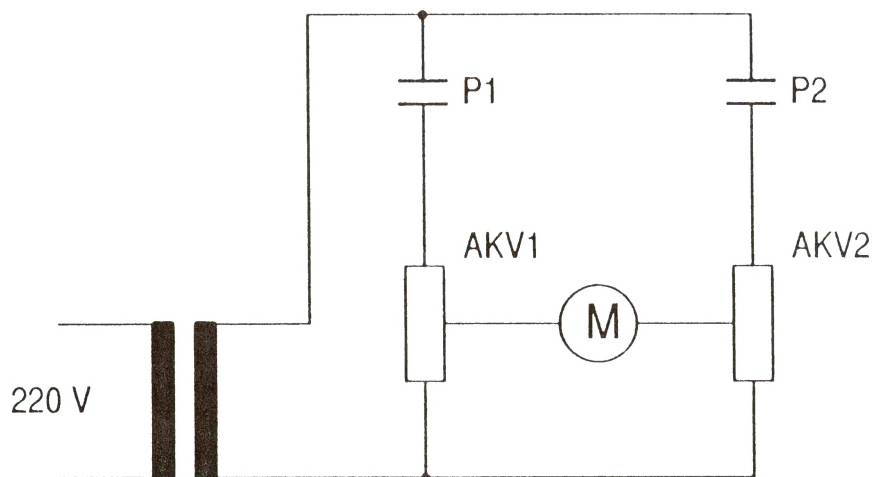


Bild 1: Prinzip der Brückenmessung zur Unterdrückung von Störungen.

*P1, P2: Prüflinge
AKV1, AKV2: Ankoppelvierpole
M: TE-Meßinstrument*

Ein weiterer Nachteil ist, daß für eine effektive Unterdrückung zwei möglichst identische Brückenzweige benötigt werden. Zwei Prüflinge stehen jedoch in den seltensten Fällen zur Verfügung und man kann nicht feststellen, in welchem der beiden Prüflinge eine festgestellte Teilentladung entsteht. Eine Abgleichmöglichkeit ist zur Steigerung der Störunterdrückung im allgemeinen vorhanden. Sie besteht z. B. aus einer einstellbaren Widerstands- und Kapazitätsdekade im Ankoppelvierpol. Damit ist aber nur ein Abgleich für eine diskrete Frequenz möglich. Breitbandige Störungen wie Impulse aus der Versorgungsspannung werden bei einer stark asymmetrischen Brücke deswegen nur gering unterdrückt.

Eine Abhilfemöglichkeit für dieses Problem ist in [1] beschrieben. Hier werden durch ein digitales Filter die Verzerrungen des Frequenzgangs der beiden Brückenzweige ausgeglichen. Es ist eine erhebliche Steigerung der Unterdrückung der breitbandigen Störungen möglich. Allerdings wurde diese Methode in der Praxis noch nicht ausführlich erprobt. Ebenso ist das Anwendungsgebiet wegen den benötigten zwei Brückenzweigen und wegen der fehlenden Unterdrückung von Gegentaktsignalen recht eingeschränkt.

Eine weitere Möglichkeit besteht in der Kombination der Hochspannungsbrücke mit dem **Vergleich des Impuls-Vorzeichens** auf beiden Zweigen der Brücke. Ist das Vorzeichen gleich, so handelt es sich um ein Gleichtaktsignal und der Impuls wird ausgeblendet. Bei unterschiedlichem Vorzeichen wird nicht ausgeblendet. Der Nachteil besteht hierbei jedoch darin, daß durch die Ausblendung Information verloren geht. Das heißt, es können auch irrtümlich Teilentladungssignale unterdrückt werden.

Ein **Impulsdiskriminator** kann auch in einem einkanaligen Meßgerät realisiert werden. Dabei wird die Tatsache ausgenutzt, daß eine Teilentladung immer einen Energieverlust bedeutet. Das heißt, daß die Spannung an einer Kapazität einbrechen muß, oder anders ausgedrückt, daß der erhaltene Spannungsimpuls das andere Vorzeichen im Vergleich zum momentanen Wert der Versorgungsspannung haben muß. Alle anderen Impulse können ausgeblendet werden. Der Nachteil besteht aber darin, daß die vereinfachte Ersatzdarstellung des Prüflings durch eine einfache Kapazität in vielen Fällen nicht ausreichend ist und deshalb Fehlunterdrückungen auftreten können.

Durch einen **Richtungskoppler** nach [2] wird der Spannungs- und der Stromimpuls am Prüfling mit möglichst hoher Bandbreite gemessen. Aus dem Produkt der Vorzeichen kann auf die Richtung des Energieflusses geschlossen werden. Nur wenn die Energie aus dem Prüfling heraus fließt, befindet sich die Quelle im Prüfling,

und es handelt sich um eine Teilentladung im Prüfling. Alle anderen Impulse werden unterdrückt.

Bei der **Fenster-Methode** werden aus der Netzperiode (0 ... 360 °) zur Unterdrückung netzsynchroner, impulsförmiger Störungen vom Benutzer festgelegte, gestörte Phasenbereiche herausgeschnitten. Dies kann natürlich auch zur Unterdrückung von TE-Impulsen führen. Meist ist an einem Meßgerät nur ein Fenster zur Unterdrückung oder zur Meßwerterfassung vorhanden. Die Phasenbereiche sind im allgemeinen fest, so daß diese Art der Unterdrückung nur für feststehende Störer verwendet werden kann.

Eine Maßnahme gegen sinusförmige Störer (z. B. Rundfunksender) ist die **schmalbandige Messung**. Da diese Signale im Frequenzbereich sehr schmalbandig sind, besteht die Möglichkeit, in einem kleinen, nur wenig gestörten Frequenzbereich zu messen. Dadurch geht aber sehr viel Signalenergie verloren. Nun ist die Signalleistung von weißem Rauschen proportional zur Bandbreite. Das Quadrat der Signalleistung des TE-Impulses ist aber proportional zur Bandbreite. Deswegen verringert sich der Störabstand gegenüber dem Rauschen beim Verkleinern der Bandbreite.

Die **extreme Breitbandmessung** mit einer Bandbreite von bis zu 100 MHz soll hierbei ein besseres Signal/Rauschverhältnis erzielen (siehe z. B. [3]).

Die **UHF-Methode** ist ein Versuch, in Frequenzbereichen zu messen, die nur wenig gestört sind. Dies ist allerdings nur bei sehr breitbandigen TE-Signalen (z. B. bei GIS) möglich. Es wird dabei im Frequenzbereich bis 1 GHz (UHF) gemessen. Dabei bringt natürlich die extrem hohe Frequenz besondere Probleme mit sich.

3. Neue Verfahren

3.1 Unterdrückung von sinusförmigen Störern im Frequenzbereich

Eine gänzlich neue Methode zur Unterdrückung sinusförmiger Störer im Frequenzbereich wurde am Institut entwickelt [4], [5], [6]. Die grundlegende Idee besteht darin, die gemessenen Daten zu digitalisieren und zur anschließenden Bearbeitung in einem Speicher abzulegen. Der Algorithmus ist nun in zwei Phasen unterteilt. Während der Kalibrierung des Meßgeräts wird für die Erkennung der Störer das Signal mit Hilfe einer Fast-Fourier-Transformation (FFT) in den Frequenzbereich transformiert. Dort sind die Störer als Spitzen erkennbar. Da ein Impuls und ein sinusförmiges Signal, die im Zeitbereich gleiche Amplituden haben, sich im Fre-

quenzbereich um mehrere Größenordnungen unterscheiden, können die gestörten Frequenzbereiche mit Hilfe einer einfachen Schwelle erkannt werden. Während der Messung wird das über eine Periode aufgezeichnete Signal laufend mit einer FFT in den Frequenzbereich transformiert. Dort werden die gestörten Frequenzbereiche zu Null gesetzt und damit unterdrückt. Anschließend wird das Signal wieder in den Zeitbereich zurücktransformiert. Man erhält so die Unterdrückung der Störsignale. Eine ausführliche Beschreibung des Algorithmus ist in [4] zu finden.

Ein off-line Simulationsbeispiel ist in Bild 2 dargestellt.

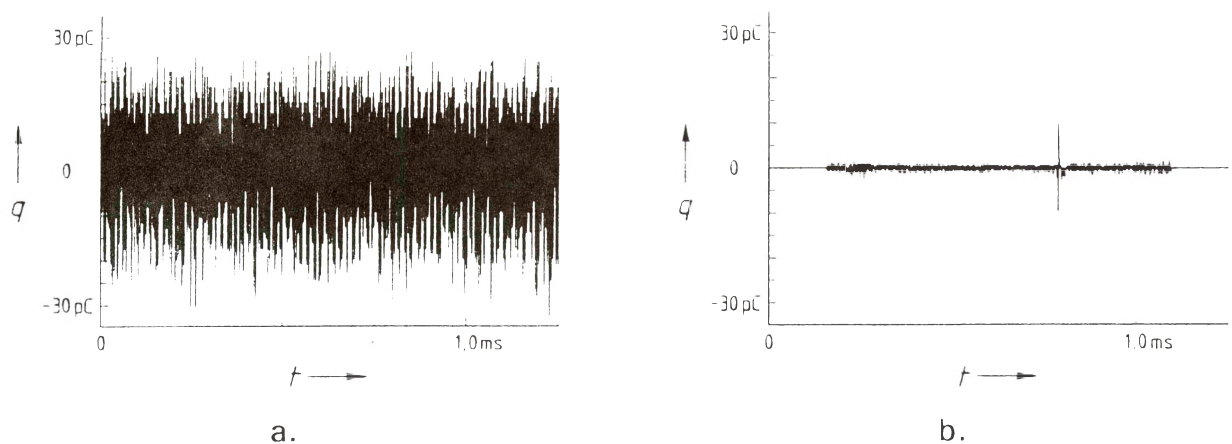


Bild 2: Unterdrückung von sinusförmigen Störern nach dem FFT-Verfahren
a.: vor der Filterung
b.: nach der Filterung

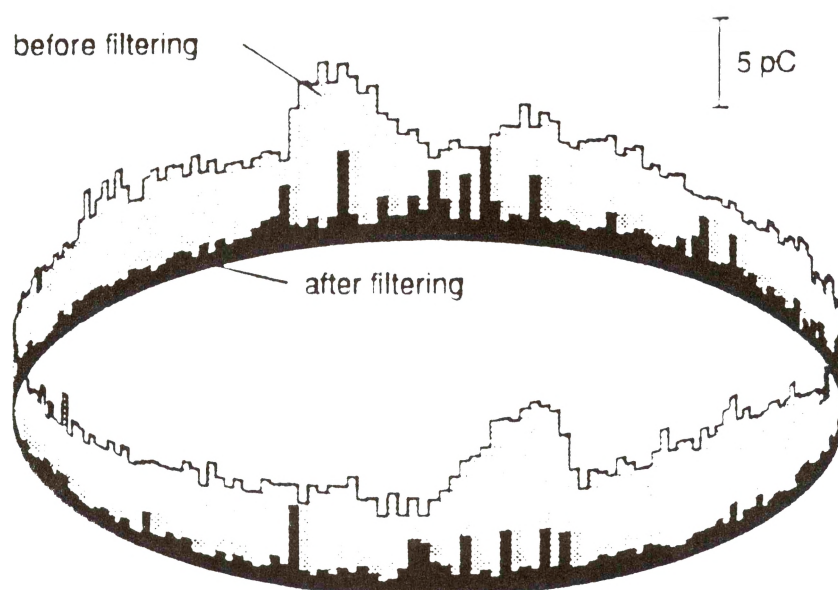


Bild 3: Messung einer kompletten Netzperiode mit dem FFT-Algorithmus

In Bild 2a ist ein gemessenes Signal dargestellt, in dem ein Impuls verborgen ist. Dieser ist nicht sichtbar, da er von den Störungen vollständig überlagert wird. In Bild 2b ist die gleiche Messung nach erfolgter Störunterdrückung dargestellt. Der Impuls ist hier deutlich zu erkennen. Die Amplitude der restlichen Störungen ist gegenüber Bild 2a um ca. 20 dB zurückgegangen. Um diesen Faktor konnte also die Meßempfindlichkeit gesteigert werden. Eine Messung einer kompletten Netzperiode ist in Bild 3 dargestellt.

Die Stärke des Verfahrens liegt in einer sehr frequenzselektiven Unterdrückung. Der Nachteil ist die aufwendige FFT, die im allgemeinen deutlich mehr Zeit in Anspruch nimmt, als zur Verarbeitung zur Verfügung steht. Deshalb beschränkt man sich auf die Auswertung einer Netzperiode. Dadurch werden natürlich einige darauffolgende Netzperioden nicht ausgewertet.

3.2 Unterdrückung von sinusförmigen Störern im Zeitbereich

3.2.1 Einleitung

Durch Verwendung eines **digitalen Filters** kann der Nachteil des unter 3.1 beschriebenen FFT-Algorithmus (zeitaufwendige FFT) vermieden werden. Dies bedeutet, daß das Signal dann kontinuierlich und ohne Verlust von Daten während ganzer Netzperioden bearbeitet wird.

Der hauptsächliche Vorteil von digitalen Filtern (siehe auch [7], [8], [9] und [10]) im Vergleich zu analogen Filtern besteht darin, daß sie jederzeit neu konfiguriert werden können. Das heißt, sie sind den jeweiligen Erfordernissen sehr flexibel anpaßbar. Nebenbei liefern sie reproduzierbare Ergebnisse (keine Drift) und benötigen keinen Abgleich. Sie ermöglichen es, in einem einzigen Baustein ein Filter mit sehr hoher Ordnung unterzubringen. Ihre allgemeine Struktur ist in Bild 4 dargestellt.

Das Filter besteht aus digitalen Verzögerern z^{-1} , die jeweils um einen Abtastschritt verzögern. Die Multiplizierer a_i und b_i multiplizieren den digitalen Wert jeweils mit der entsprechenden Konstanten. Alle Konstanten zusammen bilden die Filterkoeffizienten. Sie bestimmen den Frequenzgang und damit die Eigenschaften des Filters. Die Übertragungsfunktion des Filters N-ter Ordnung aus Bild 4 läßt sich im z-Bereich wie folgt beschreiben:

$$F(z) = \frac{\sum_{i=0}^N b_i \cdot z^{-i}}{1 - \sum_{i=1}^N a_i \cdot z^{-i}} \quad (1)$$

Dieses allgemeine Filter wird **IIR-Filter** (infinite impulse response) genannt, da es durch einen Einzelimpuls am Eingang zu einem unendlich andauernden Ausgangssignal angeregt werden kann. Dies liegt daran, daß der Ausgang über die Koeffizienten a_i wieder in das Filter zurückgeführt ist.

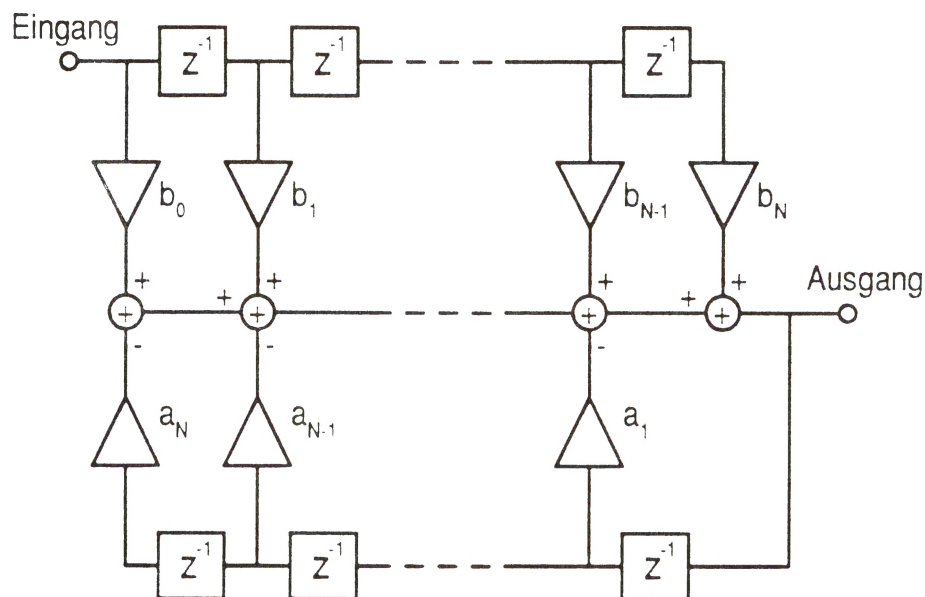


Bild 4: Allgemeine Struktur eines digitalen Filters

Mit einem solchen Filter können mit relativ kleiner Ordnung steile Frequenzübergänge realisiert werden. Wegen der Rückkopplung kann es aber sehr leicht ins Schwingen geraten. IIR-Filter reagieren sehr empfindlich auf Rundungsfehler und Überlauf in der Arithmetik, insbesondere, wenn sie steile Frequenzübergänge und damit Pole dicht am Einheitskreis haben. Sie verfügen im allgemeinen über keinen linearen Verlauf der Phase, das heißt über keine konstante Gruppenlaufzeit. Dadurch werden Impulse sehr stark verzerrt, und die Amplitude von TE-Impulsen kann verändert werden. Ebenfalls kann dann die Unterdrückung netzsynchrone Störimpulse nach Abschnitt 3.3 nicht mehr so effizient vorgenommen werden.

Wesentlich unkritischer in der Dimensionierung und im späteren Betrieb verhalten sich die **FIR-Filter** (finite impulse response), die auch transversale Filter genannt werden. Sie entstehen aus den IIR-Filtern durch Nullsetzen der Koeffizienten a_i . Es

ergibt sich durch Fehlen der Rückkopplung ein inherent stabiles Filter, d. h. es kann unter keinen Umständen schwingen. Der Phasenverlauf kann mit einfachen Mitteln linear gehalten werden. Dadurch werden z. B. netzsynchrone Impulse nur wenig verzerrt, und es kann ein Unterdrückungsalgorithmus für sie nachgeschaltet werden.

Aus den obigen Betrachtungen folgt, daß ein FIR-Filter, das sich selbständig an die gestörten Bereiche anpaßt, für eine Unterdrückung von Sinusstörern das geeignetste Filter ist. Es stellt sich nun die Frage, wie die Koeffizienten einzustellen sind, um bei einer bestimmten Verteilung von Sinusstörern die 'bestmögliche Unterdrückung' bei 'geringstmöglicher Verfälschung' der TE-Impulse zu erhalten. Es zeigt sich, daß schon die präzise Formulierung der Aufgabenstellung Schwierigkeiten bereitet. Es bieten sich hier zwei Wege an: die Dimensionierung der Koeffizienten im Frequenzbereich und die Dimensionierung im Zeitbereich.

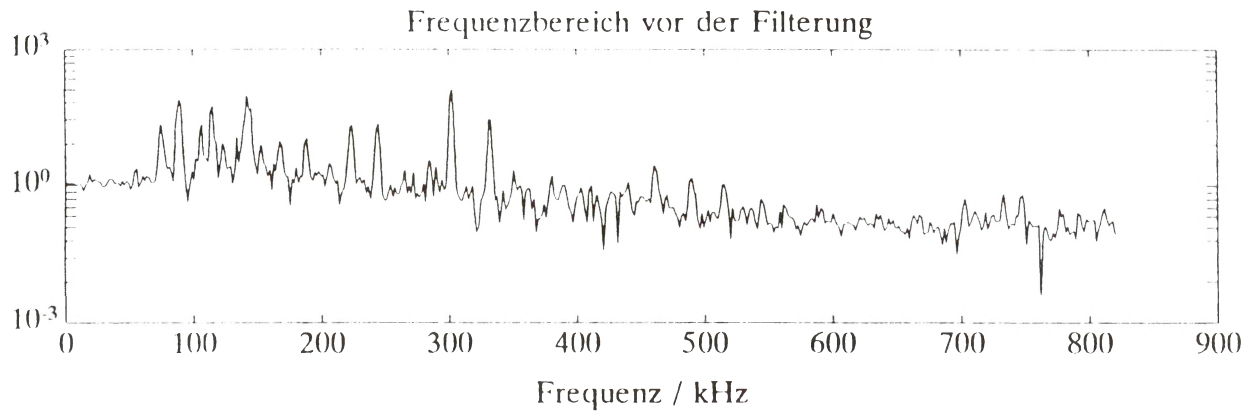
3.2.2 Dimensionierung im Frequenzbereich

Bei diesem Verfahren werden zuerst die gestörten Frequenzbereiche bestimmt. Hierzu wird das Signal aufgezeichnet. Anschließend wird es mit Hilfe einer FFT in den Frequenzbereich transformiert. Dann werden die Störfrequenzen gesucht, indem der Frequenzbereich nach Spitzen abgesucht wird. Unter Ausnützung dieser diskreten Frequenzen und der Bandbreite der einzelnen Störungen wird ein Sollfrequenzgang für das Filter definiert. Dabei ist in den gestörten Bereichen eine Transferfunktion von 0 und in den restlichen Bereichen von 1 gefordert. Es wird gleichzeitig für die zu unterdrückenden Bereiche eine Gewichtung definiert, die an die Amplitude des zugehörigen Störers angepaßt wird.

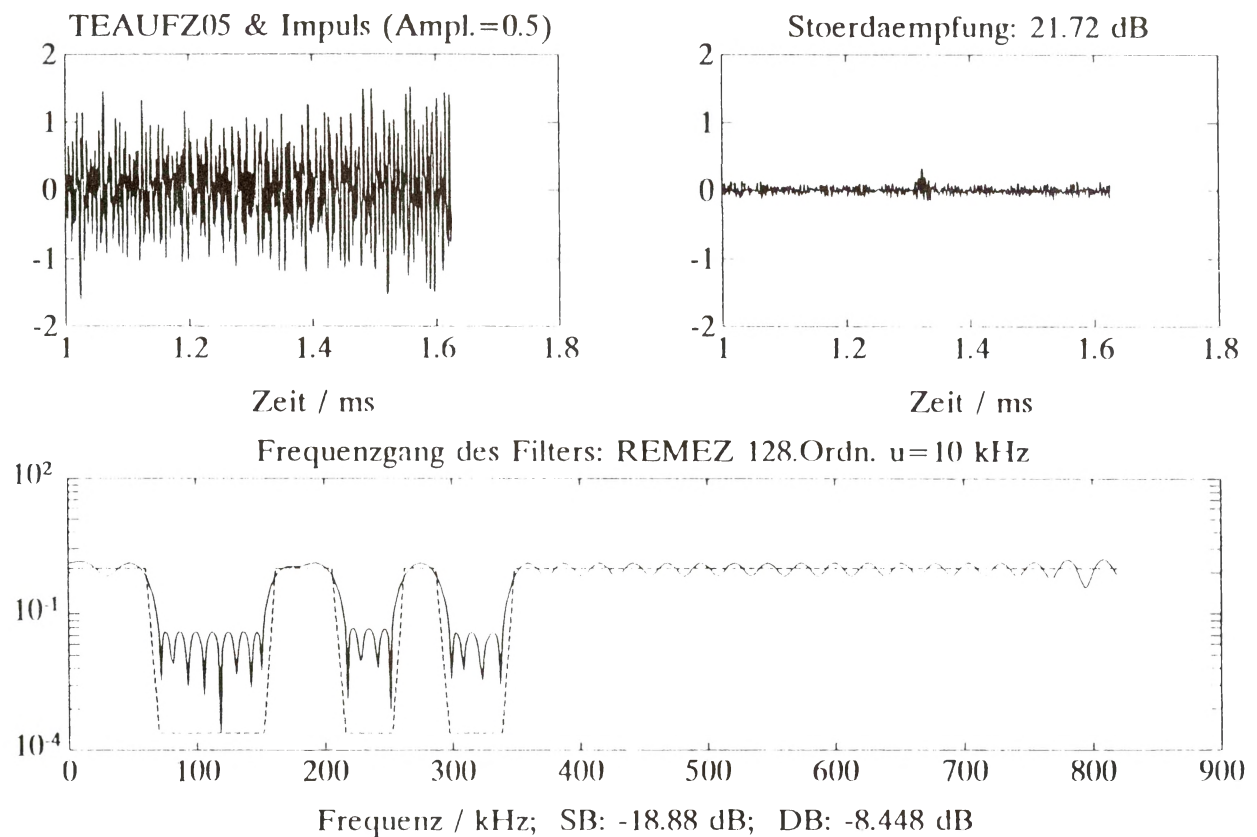
Für diesen Frequenzgang werden danach mit einem numerischen Approximationsverfahren die Koeffizienten für das Filter bestimmt. Es wurden dazu zahlreiche Algorithmen erprobt. Meist bedeutet die Dimensionierung einen erheblichen Rechenaufwand, der entsprechend viel Zeit benötigt. Dies kann jedoch in Kauf genommen werden, da die Berechnung nur einmal bei der Anpassung des Filters an die vorhandenen Störer vorgenommen werden muß. Dies ist normalerweise nur einmal pro Labor nötig, wenn am Hochspannungsaufbau keine größeren Änderungen vorgenommen werden.

Der am besten geeignete Algorithmus ist der nach **REMEZ** zur iterativen Bestimmung der gewichteten Tschebyscheff-Approximation [11]. Dieser wurde von

Parks und McClellan speziell an die Erfordernisse der digitalen Filter angepaßt [12].



a.



b.

Bild 5: Dimensionierung eines FIR-Filters nach REMEZ
a.: Spektrum des Eingangssignals
b.: Filtersimulation

Das Ergebnis einer Dimensionierung nach diesem Algorithmus ist in Bild 5 zu sehen. Es wurde ein Filter 128. Ordnung verwendet. In Bild 5a ist das Spektrum der Messung dargestellt. In Bild 5b ist die Simulation zu sehen. Links oben ist das Signal vor der Filterung dargestellt. Es sind viele Spitzen, das heißt Sinusstörer, im Spektrum zu sehen. Ein in der Mitte vorhandener Impuls ist wegen der Überlagerung durch die Störer nicht erkennbar. Rechts daneben ist das Ergebnis nach der Filterung zu sehen. Die Unterdrückung der Störungen beträgt dabei ca. 22 dB. Dadurch ist der Impuls in der Mitte deutlich zu erkennen. Es treten nur wenig Verzerrungen des Impulses auf. Ganz unten ist der erreichte (durchgezogene Linie) und der vorgegebene Frequenzgang (gestrichelte Linie) des Filters zu erkennen.

3.2.3 Dimensionierung im Zeitbereich

Bei der Dimensionierung im Zeitbereich wird im Gegensatz zu Abschnitt 3.2.2 das Signalgemisch aus Nutzsignal (TE-Impuls) und Störsignal (Sinus) nicht im Frequenzbereich beurteilt und so die Anforderung an das Filter (Frequenzgang) gefunden, sondern die Suche nach periodischen Anteilen geschieht direkt im Zeitbereich anhand der gemessenen Abtastwerte. Es wird dabei versucht, für einen bestimmten Abtastzeitpunkt den folgenden Abtastwert als eine Linearkombination der N vorausgehenden Abtastwerte vorherzusagen. Dieser ergibt sich zu

$$\tilde{x}_k = \sum_{i=1}^N c_i * x_{k-i} \quad . \quad (2)$$

Die Gewichtungsfaktoren der Linearkombination werden nun so bestimmt, daß sich für einen Beobachtungszeitraum von M Abtastwerten ein minimaler, mittlerer, quadratischer Fehler

$$E = \sum_{i=1}^M (x_i - \tilde{x}_i)^2 \quad (3)$$

zwischen vorhergesagtem und tatsächlich beim nächsten Zeitschritt gemessenen Wert ergibt. Wird nun jeweils der vorhergesagte Wert vom tatsächlich gemessenen Wert subtrahiert so erhält man das Ausgangssignal y mit

$$y_i = x_i - \tilde{x}_i \quad . \quad (4)$$

Dadurch bleibt vom Eingangssignal nur der nicht vorhersagbare Anteil (die TE-Impulse) übrig. Zur Bestimmung der Koeffizienten stehen nun mehrere rekursive bzw. nichtrekursive Algorithmen zur Verfügung. Sind einmal die Koeffizienten c_i

bestimmt, so kann die Berechnung des Ausgangssignals y mit einem FIR-Filter erfolgen. Dabei werden im Gegensatz zu den adaptiven Filtern die Koeffizienten c_i konstant gehalten. Der Nachteil all dieser Verfahren im Zeitbereich ist jedoch, daß sie einen Frequenzgang für das FIR-Filter erzeugen, der nicht vorhersagbar ist, weil das Ergebnis von den Eingangsdaten x_i abhängt. Des weiteren sind die unterdrückten Frequenzbereiche sehr schmalbandig und die Störunterdrückung ist, wenn sie mit festgehaltenen Koeffizienten c_i erfolgt, sehr empfindlich gegen Frequenzverschiebungen oder wechselnde Modulation der Störer (Rundfunksender). Der Vorteil liegt in der meist geringen Berechnungszeit. Auch muß keine Vorgabe für den Frequenzgang gemacht werden. Dies muß in schwierigen Fällen für 3.2.2 meist vom Bediener vorgenommen werden und setzt somit viel Erfahrung für ihn voraus.

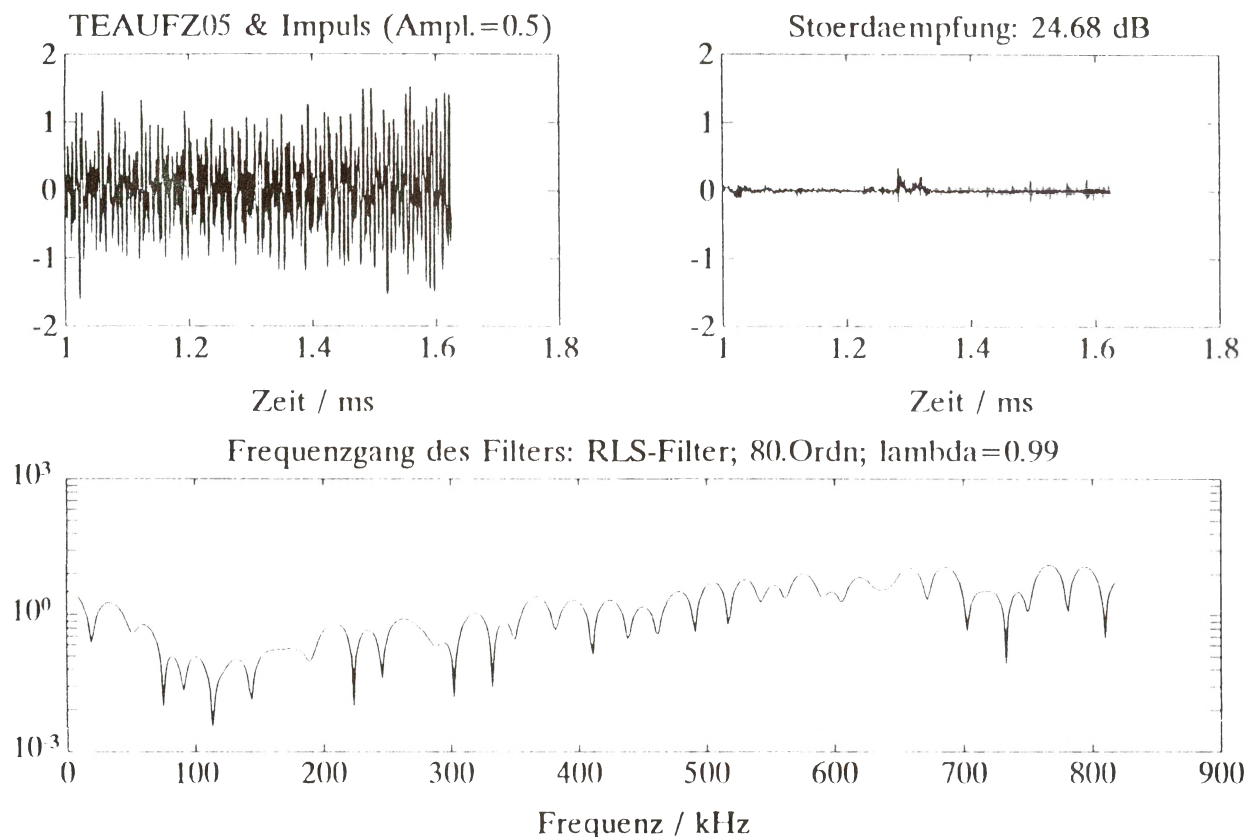


Bild 6: Simulation des RLS-Algorithmus

Es soll hier als Beispiel für ein rekursives Verfahren das Ergebnis des **RLS-Algorithmus** [9] in Bild 6 gezeigt werden. Wegen der rekursiven Berechnung der Koeffizienten ändern sich diese laufend und passen sich auch auf Veränderungen im Eingangssignal an (adaptives Filter). Dieser Effekt ist hier jedoch unerwünscht, da

so die Koeffizientenberechnung durch einen Impuls gestört wird. Deswegen werden die Faktoren zu einem günstigen Zeitpunkt festgehalten und versorgen dann ein FIR-Filter, das die weitere Verarbeitung der Eingangsdaten übernimmt. Der Fehler während des Lernvorgangs (Anpassung durch Rekursion) ist in Bild 7 dargestellt. Man sieht deutlich, wie er am Anfang stark und dann immer geringer abnimmt und wie der Lernvorgang in der Mitte durch einen Impuls erheblich gestört wird.

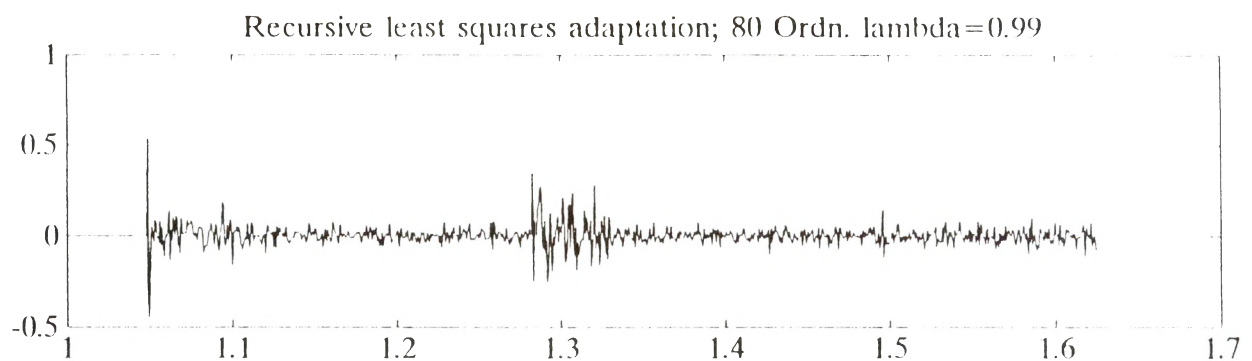


Bild 7: Fehler während des Lernvorgangs (RLS-Algorithmus)

Eine einfache Aussage darüber, welcher der vorgestellten Algorithmen 'der beste' ist, ist leider nicht möglich, da, wie die Simulationen zeigen, die Wirksamkeit eines Verfahrens von vielen Faktoren, wie Rausch- oder Impulsanteil im Eingangssignal, abhängt. Deswegen werden zur Zeit alle vorgestellten Möglichkeiten in einem on-line Meßgerät implementiert und so praxisgerecht erprobt.

3.3 Unterdrückung von netzsynchronen, impulsförmigen Störern

Wegen ihrer Ähnlichkeit können impulsförmige Störer von TE-Signalen weder im Frequenz- noch im Zeitbereich allgemeingültig unterschieden werden, wenn sie isoliert betrachtet werden. Aber die in der Praxis am häufigsten vorkommenden netzsynchronen Impulse erscheinen in jeder Netzperiode wieder an fast der gleichen Phasenlage und mit fast der gleichen Form. Dies erfolgt unabhängig von der Amplitude der Prüfspannung. Diese Tatsache kann für eine Erkennung und Unterdrückung dieser Impulse ausgenutzt werden.

Die grundlegende Idee ist es, mehrere aufeinanderfolgende Netzperioden aufzuzeichnen und miteinander zu vergleichen. Hierbei werden die einzelnen Netzperioden ähnlich einer Korrelation zeitlich gegeneinander verschoben und mitein-

ander verglichen. Erhält man an einer bestimmten Phasenlage für eine kleine Verschiebung eine große Übereinstimmung aller aufgezeichneter Perioden, so hat man an dieser Stelle eine auffällig starke Ähnlichkeit der Signale aller Netzperioden, also einen netzsynchronen Störer, gefunden. Durch das zeitliche Einpassen wird ein Timing-Jitter ausgeglichen, d. h. es werden auch Impulse erfaßt, die nicht exakt mit der gleichen Phasenlage wiederkehren.

Der Störer wird nun durch Mittelwertbildung aller aufgezeichneten Netzperioden vom Meßgerät möglichst exakt berechnet. Dazu wird natürlich der zuvor bestimmte Timing-Jitter ausgeglichen. Dadurch verringert sich der Einfluß zusätzlich überlagerter Signale wie Rauschen oder periodischer Störer auf die synthetisch nachgebildete Störfunktion, und man erhält im wesentlichen nur den Störimpuls.

Diese einzelnen Störmuster werden dann von allen aufgezeichneten Netzperioden an der gestörten Stelle subtrahiert. So erhält man die Störunterdrückung. Der Algorithmus ist in [6] ausführlich dargestellt.

Im Vergleich zur einfachen Impulsausblendung nach dem Fensterverfahren bietet dieser neue Algorithmus den Vorteil, daß ein TE-Impuls, der dem Störimpuls überlagert ist, nicht unterdrückt wird. Er bleibt nach der Subtraktion des Störers vollständig erhalten.

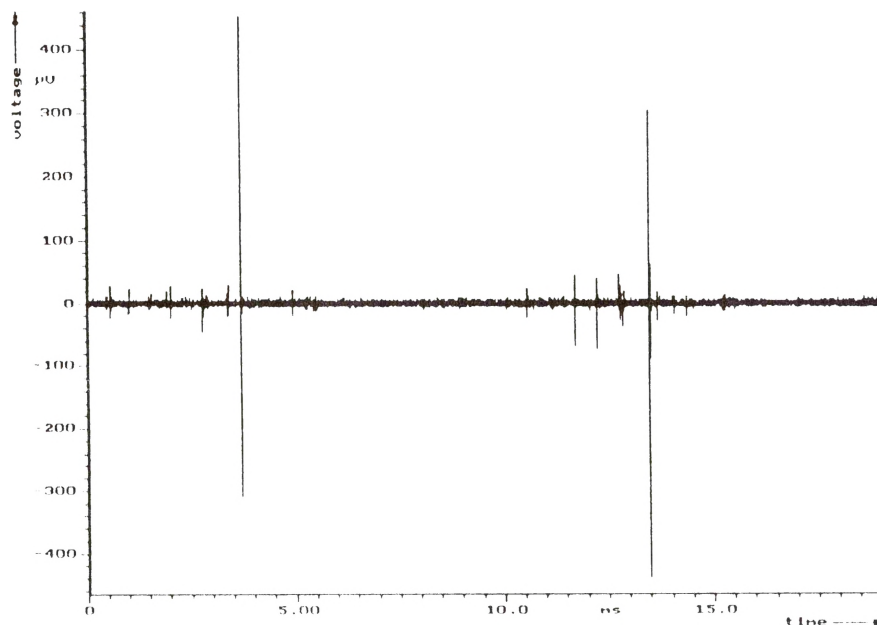


Bild 8: TE-Messung aufgezeichnet in einem ungeschirmten Labor

Die Bilder 8 bis 10 zeigen die Simulation anhand gemessener Daten. Die Bilder zeigen jeweils eine Netzperiode (20 ms) aus einer Messung in einem Hochspannungsprüffeld. In Bild 9 sind die aus der Messung automatisch extrahierten Störer zu erkennen. Es handelt sich um ein großes und ein kleines Impulspaar, die jeweils vermutlich von einer Phasenanschnittschaltung verursacht wurden.

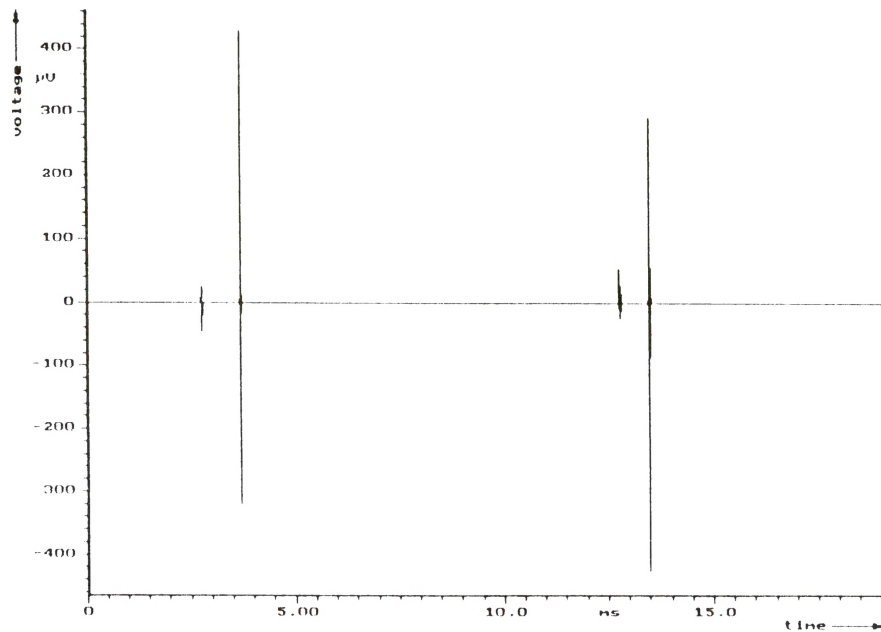


Bild 9: Die aus Bild 8 automatisch berechneten netzsynchronen Störer

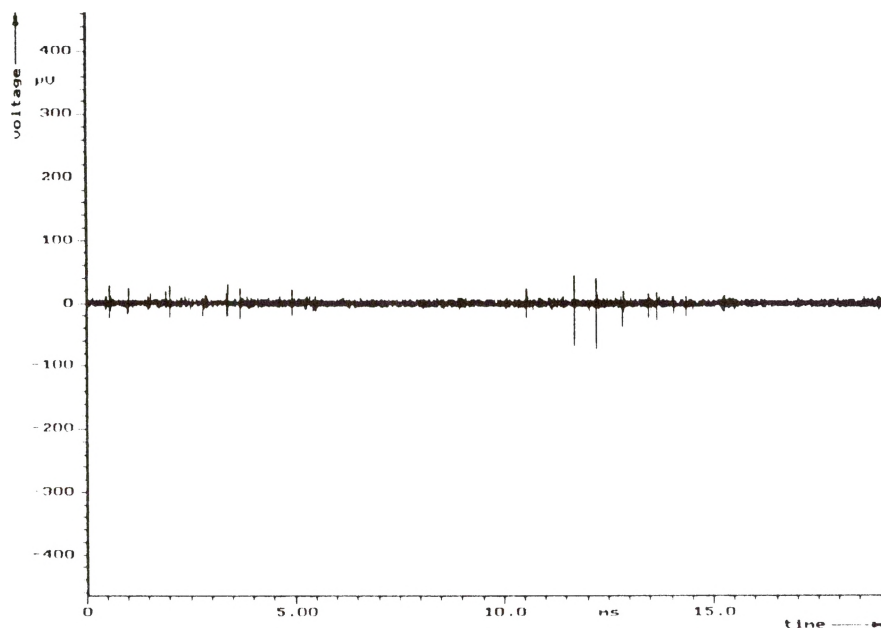


Bild 10: Das Signal nach der Störunterdrückung (Subtraktion der Störer)

4. Praktische Realisierung in on-line Meßgeräten

4.1 Das 'FFT-Meßgerät'

Das Verfahren aus Abschnitt 3.1 wurde am Institut in einem on-line Meßgerät implementiert. Es zeichnet 32768 Abtastpunkte pro Netzperiode auf. Die FFT wird mit einer Blockgröße von 1024 durchgeführt. Sie wird von einem Signalprozessor ausgeführt. Die Zeit für die komplette Korrektur einer Netzperiode beträgt ca. 400 ms. Der erreichte Unterdrückungsgrad beträgt ca. 20 dB. Das Gerät wurde schon mehrfach bei vor-Ort Messungen eingesetzt und bewies gute Unterdrückungseigenschaften.

4.2 Das 'Universal TE-Meßgerät'

Grundidee dieses TE-Detektors ist es, ein Gerät aufzubauen, das einerseits ein on-line Meßgerät mit Unterdrückung der netzsynchronen und sinusförmigen Störungen darstellt, aber andererseits auch für spätere Erweiterungen (IEC-Bus-Schnittstelle, Expertensystem, Hochgeschwindigkeitsrechner zur schnellen Datentransformation oder ein gänzlich neues Verfahren) offen steht. Es besteht deswegen aus einem IBM-kompatiblen PC als Basismodul, in das Signalerfassungs- und -verarbeitungskarten eingesteckt werden können (siehe auch Bild 11).

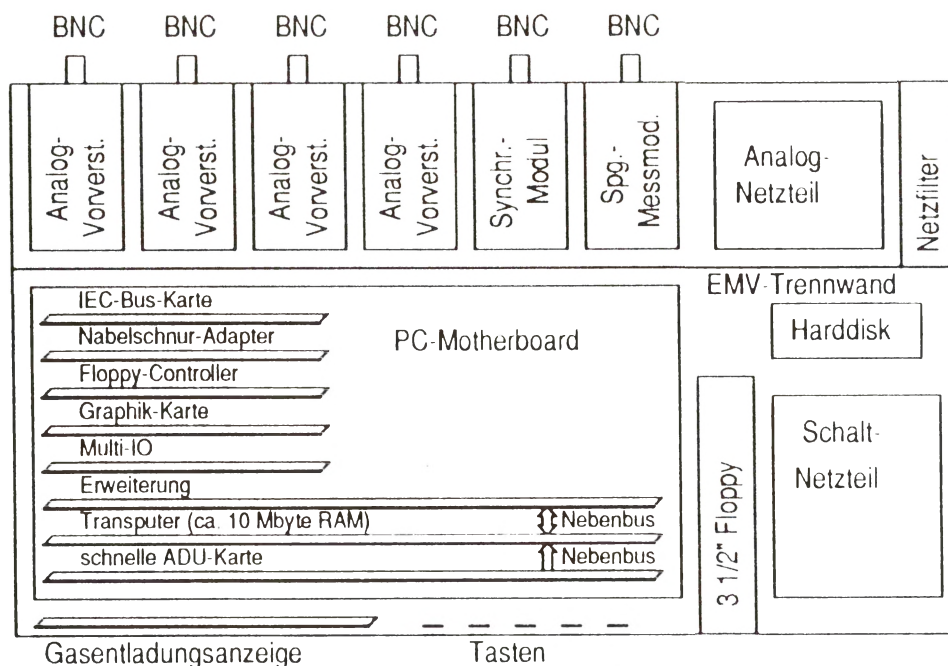


Bild 11: Universelles TE-Meßgerät auf PC-Basis

Der Analogteil besteht aus bis zu 5 analogen Vorverstärkern, einer Synchronisationsschaltung und einer Spannungsmeßkarte. Analog- und Digitalteil sind zusammen in einem 19-Zoll-Einschub eingebaut und sowohl gegeneinander als auch nach außen elektromagnetisch abgeschirmt.

Die on-line Verarbeitung der Signale geschieht mit Hilfe mehrerer parallel arbeitender Transputer (siehe Bild 12). Sie arbeiten den Algorithmus zur Unterdrückung netzsynchroner Störer ab. Die Unterdrückung von Sinusstörern geschieht mit einem Vektorprozessor, der auf einem speziellen Transputermodul untergebracht ist. Auf diesem Modul wird der FFT-Algorithmus nach 3.1 noch schneller als auf dem Signalprozessor aus 4.1 ausgeführt.

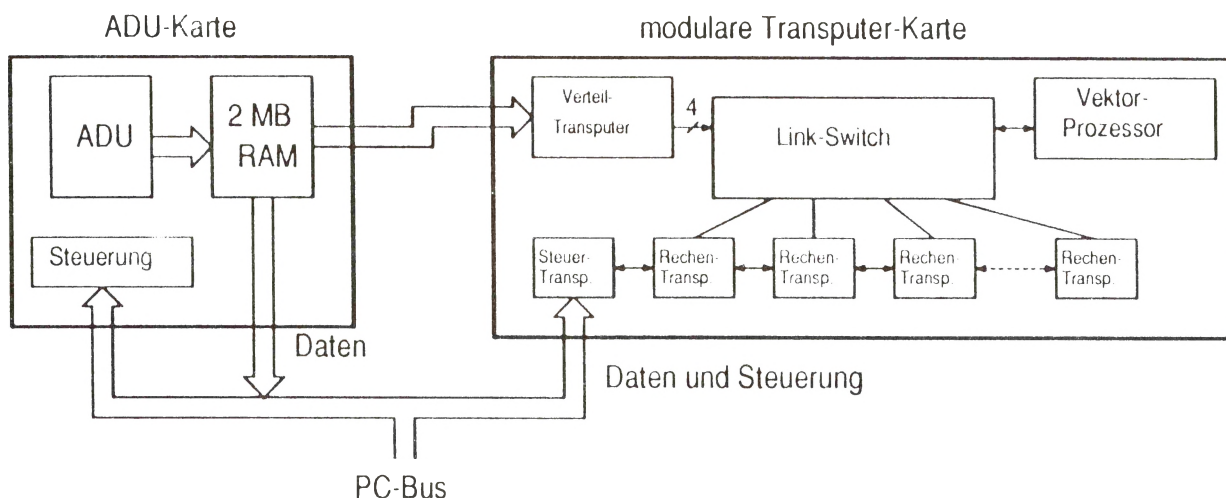


Bild 12: Störunterdrückungselektronik mit Transputern

Bei dem beschriebenen FFT-Algorithmus und dem Verfahren zur Unterdrückung netzsynchroner Störer handelt es sich jeweils um Chargen-Prozesse. Das heißt, das Eingangssignal wird für eine gewisse Zeit aufgezeichnet und anschließend bearbeitet. Da nun die Bearbeitung im allgemeinen länger dauert als die Aufzeichnung, gehen während der Bearbeitung Eingangsdaten verloren. Um dies zu verhindern wird zur Zeit daran gearbeitet, beide Störunterdrückungsverfahren als kontinuierlich arbeitende Prozesse auszubilden. Für die Sinusstörer macht dies bereits das digitale Filter (siehe 3.2.1 bis 3.2.3). Für die Erkennung der netzsynchronen Störer wird in Zukunft ein digitaler Korrelator ähnlich einem 'matched filter' eingesetzt, um die exakte Phasenlage des Störimpulses zu erkennen. Dadurch wird es möglich sein, auch diese Störer kontinuierlich ohne Verlust von Eingangsdaten zu unterdrücken. Ein Erweiterungsmodul für das Universal TE-Meßgerät wird zur Zeit aufgebaut.

4.3 Das 'Nachrüstmodul'

Zur nachträglichen Ausrüstung älterer, analoger TE-Meßgeräte wird ein Modul aufgebaut, das in den analogen Signalweg eingesetzt werden kann (siehe Bild 13). Es besteht im wesentlichen aus einem digitalen Filter, das über einen Transputer konfiguriert werden kann. Dieser nimmt bei der Initialisierung eine 'Probe' aus dem digitalen Datenstrom und bestimmt damit die Koeffizienten für das Filter. Als Algorithmen sind hierfür der REMEZ- der LMS- und der RLS-Algorithmus vorgesehen.

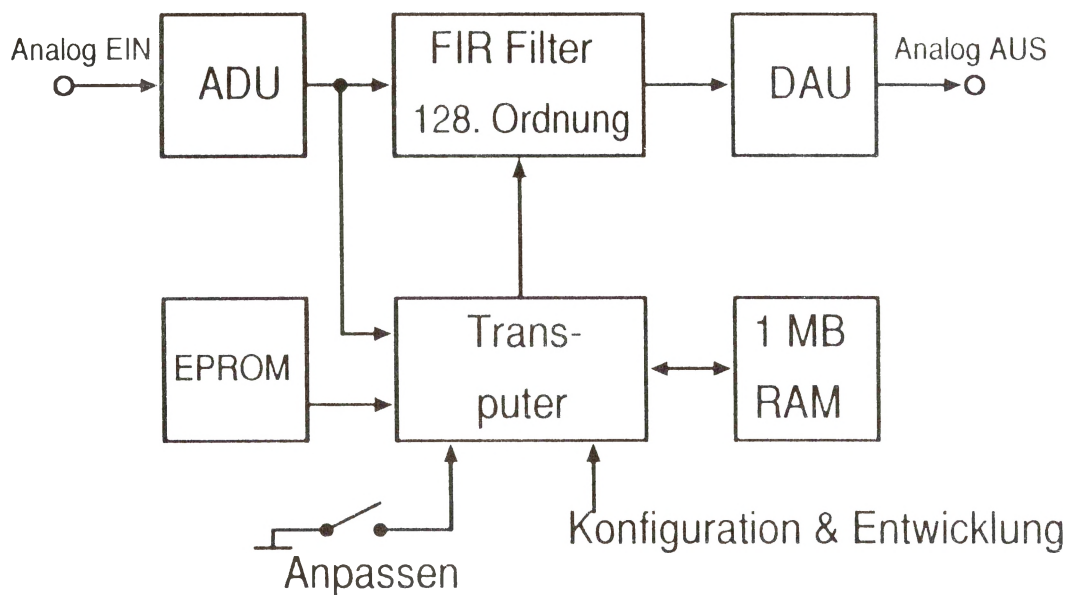


Bild 13: Nachrüstmodul für analoge TE-Meßgeräte zur Unterdrückung sinusförmiger Störer

5. Zusammenfassung

Störsignale sind ein großes Problem bei der Teilentladungsmessung unter vor-Ort Bedingungen. Die beiden wichtigsten Störarten sind sinusförmige Störungen von Rundfunksendern und netzsynchrone Störungen von Phasenanschnittsteuerungen. Verfahren zur Unterdrückung beider Störungen wurden dargestellt.

Der erste Algorithmus transformiert das gemessene Signal mit einer FFT in den Frequenzbereich und setzt dort die störenden Frequenzbereiche zu Null. Dann wird das Signal in den Zeitbereich zurücktransformiert. Als zweites Verfahren wurden digitale Filter vorgestellt, die nach verschiedenen Algorithmen dimensioniert werden können. Diese haben den Vorteil, daß sie kontinuierlich arbeiten.

Sie können ebenfalls Sinusstörer wirkungsvoll unterdrücken. Als dritter Punkt wurde eine Methode zur Unterdrückung netzsynchroner Störer vorgestellt, mit deren Hilfe die Störimpulse vom Eingangssignal subtrahiert werden können. Verschiedene Realisierungen in Hardware wurden ebenfalls beschrieben sowie deren weitere Entwicklung erläutert.

Wenn diese Verfahren kombiniert eingesetzt werden, wird es möglich sein, in den meisten Fällen die Empfindlichkeit von Teilentladungsmessungen um 20 dB oder mehr zu steigern. Dadurch kann diese Meßtechnik im weiten Feld der vor-Ort Messung und der Isolationsüberwachung im Betrieb eingesetzt werden.

6. Literatur

- [1] Steiner J.P.: Realization of the Partial Discharge Bridge Using Digital Techniques, International Symposium on Digital Techniques in High-Voltage Measurements, Toronto, Canada, October 1991.
- [2] Borsi H., Hartje M.: New Methods to reduce the Disturbance Influences on the in situ - Partial Discharge (PD) - Measurement and Monitoring. 6th ISH, New Orleans, 1989, Paper 15.10.
- [3] Lemke E.: Applikation der TE-Sonden-Meßtechnik im Rahmen der Vor-Ort-Diagnose von Hochspannungsausrüstung, VDE-ETG-Fachseminar Teilentladung (TE) in Betriebsmitteln der Energietechnik, technische Akademie Esslingen 1988.
- [4] König G., Feser K.: A New Digital Filter to Reduce Periodical Noise in Partial Discharge Measurements. 6th ISH, New Orleans, 1989, Paper 43.10.
- [5] G. König: Unterdrückung sinusförmiger Störer mit einem adaptiven Filterverfahren, HTS-Symposium 1990.
- [6] König G., Köpf U., Feser K.: Methods to Improve On-Site Partial Discharge Measuring Instruments. 7th ISH, Dresden, 1991, Paper 73.02.
- [7] Stearns S.D.: Digitale Verarbeitung analoger Signale, Digital Signal Analysis, Oldenbourg Verlag, München, 1979.
- [8] Azizi S.A.: Entwurf und Realisierung digitaler Filter. Oldenbourg, München, 1983.

- [9] Haykin S.: Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- [10] Treichler J.R., Johnson C.R., Larimore M.G.: Theory and Design of Adaptive Filters, John Wiley and Sons.
- [11] Bronstein I. N., Semendjajew K. A.: Taschenbuch der Mathematik. Verlag Harri Deutsch, Thun und Frankfurt/Main, 1981.
- [12] Rabiner L. R., McClellan J. H., Parks T. W.: FIR Digital Filter Design Techniques Using Weighted Chebyshev Approximations. Proc. IEEE 63, 595-610, 1975.