

Thomas Dischinger

Kurzfassung

Zur Messung sehr schneller transienter Vorgänge im Nanosekundenbereich werden in hochspannungstechnischen Anlagen schnelle Spannungsteiler und Sensoren zur Messung der elektrischen und magnetischen Feldstärke benötigt. Zur Aufzeichnung und Auswertung der Meßergebnisse bei diesen einmaligen Vorgängen werden schnelle Digitizer eingesetzt.

In diesem Beitrag wird ein ohmscher Spannungsteiler mit einer Bandbreite von 200 MHz und einer dementsprechenden Eigenanstiegszeit von ca. 1,5 ns vorgestellt. Zusätzlich werden potentialfreie Feldsensoren zur Messung der elektrischen und der magnetischen Feldstärke mit einer Bandbreite von 100 MHz mit Lichtwellenleiterübertragung zur störungsfreien Meßwertübertragung zum Meßgerät erläutert. Außerdem wird ein Überblick über die Technologie der derzeit auf dem Markt angebotenen schnellen Digitizer gegeben, die zur Aufzeichnung derartiger Signale geeignet sind.

1. Einführung

Bei der Erfassung schneller transienter Vorgänge ist es notwendig, der Meßaufgabe entsprechende Meßeinrichtungen einzusetzen. Dabei muß nicht nur das Meßgerät entsprechende Eigenschaften aufweisen, sondern alle im Meßkreis vorhandenen Komponenten müssen auf die zu messenden Signale abgestimmt sein. Dabei müssen die unterschiedlichen Eigenschaften der Meßmittel weitestgehend bekannt sein oder ausgemessen werden. Um einmalig auftretende Signale vernünftig bearbeiten zu können, ist es notwendig diese in einem entsprechenden Meßgerät aufzuzeichnen. Da in letzter Zeit sehr große Fortschritte im Hinblick auf die Abtastgeschwindigkeit von Analog-Digital-Umsetzern gemacht wurden, ist es mit Hilfe von sehr schnellen Digitizern möglich geworden diese Signale digital aufzuzeichnen und in einem Computer entsprechend zu bearbeiten. Dennoch sind dabei einige Einschränkungen zu beachten.

Bei sehr schnellen Vorgängen im Nanosekundenbereich ist es notwendig eine hohe Bandbreite der Meßmittel vorrauszusetzen und die in der Hoch-

spannungsprüftechnik auftretenden großen Störpegel weitestgehend aus dem Meßkreis fernzuhalten.

2. Anforderungen an Sensoren und Meßaufbauten für Messungen im ns-Bereich

An Sensoren, die zur verzerrungsfreien Messung von Impulsen mit Anstiegszeiten im Bereich von wenigen ns und Impulsdauern von einigen 100 μ s geeignet sein sollen, sind verschiedene Anforderungen in Bezug auf elektrische Eigenschaften, geometrische Ausdehnung und Aufbau sowie an den Anschluß der Meßwertübertragungseinrichtung zu stellen.

- Die analoge Bandbreite des Sensors muß größer als die höchste zu messende Signalfrequenz sein. Der Frequenzgang muß flach oder durch eine einfache mathematische Funktion beschreibbar sein.
- Die Größe des Sensors muß klein gegenüber den im zu messenden Signal auftretenden Wellenlängen sein.
- Die Impedanz des Sensors darf das zu messende Signal nicht beeinflussen; dies bedeutet, daß bei ohmschen Spannungsteilern der Primärwiderstand im Vergleich zur Impedanz der Signalquelle hochohmig sein sollte.
- Der Einfluß der Streugrößen, wie zum Beispiel die Streukapazität bei Spannungsteilern muß vernachlässigbar sein.
- Werden zur Meßwertübertragung Kabel verwendet, müssen deren Wanderwelleneigenschaften beachtet werden, d.h. je nach Anwendungsfall müssen die Anschlüsse der Sensoren und der Meßgeräte mit geeigneten Abschlußwiderständen versehen werden.
- Bei Sensoren, die in der Umgebung von hohen elektrischen Feldstärken eingesetzt werden sollen, ist auf einen entladungsfreien Aufbau zu achten.
- Die Ausgangsamplitude sollte möglichst hoch sein und Sensor und Übertragungssystem sollten einen möglichst hohen Dynamikbereich aufweisen.

3. Spannungsmessung

Zur Spannungsmessung muß die interessierende Signalspannung mit einem geeigneten Sensor aufgenommen und auf eine zur Weiterverarbeitung geeignete Signalspannung umgesetzt werden. Da die auftretenden Spannungen in Prüfgeneratoren mehrere hundert kV und die in den Prüflingen eingekoppelten Spannungen bei einigen kV liegen können, müssen die Spannungsteiler in erster Linie auf die vorgesehenen Spannungsbereiche ausgelegt werden. Aus maximal am

Meßgerät zulässigen und der maximal auftretenden Spannung ergibt sich das benötigte Übersetzungsverhältnis des Spannungsteilers. Zur Erfüllung der Anforderungen an die Bandbreite der Spannungsteiler kommen bei sehr schnellen Signalen nur niederohmige Widerstandsteiler (Primärwiderstand 1Ω...10kΩ) in Frage.

Es könnten außerdem noch kompensierte oder rein kapazitive Teiler eingesetzt werden.

3.1 Ohmscher Spannungsteiler

Der rein ohmsche Spannungsteiler (Bild 1) besteht aus einer Reihenschaltung von Widerständen, wobei sich theoretisch das frequenzunabhängige Übersetzungsverhältnis

$$\frac{u_1(t)}{u_2(t)} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (3.1)$$

ergibt.

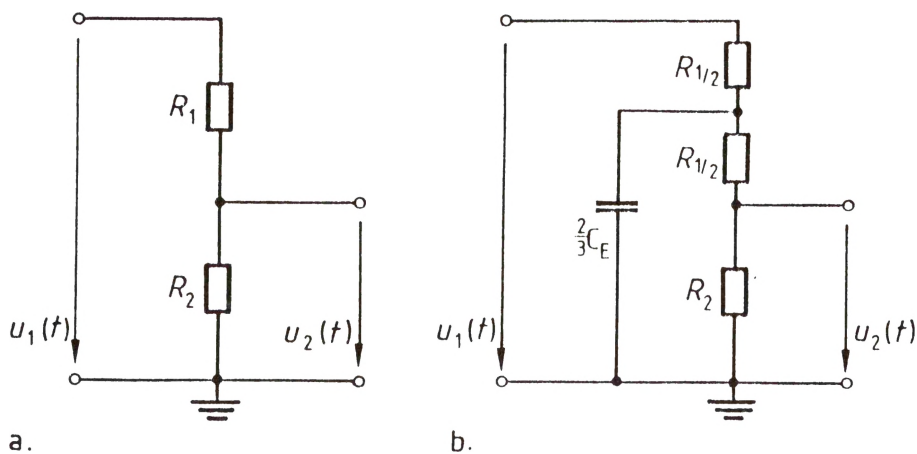


Bild 1: Ohmscher Spannungsteiler

a. ohne Erdkapazität

b. mit Erdkapazität

Durch die unvermeidbaren Erdkapazitäten des Hochspannungsteils und die Eingangskapazität des Meßkabels und des angeschlossenen Meßgerätes ist das Übersetzungsverhältnis eines realen Teilers nicht frequenzunabhängig.

Die Erdkapazität des Spannungsteilers ergibt sich nach [1] zu

$$C_E = \frac{2\pi\epsilon l}{\ln \left(\frac{2 \cdot l}{3 \cdot d} \right)} \quad (3.2)$$

mit : d: Durchmesser des Spannungsteilers
 l: Länge des Spannungsteilers

Damit ergibt sich für den aus niederohmigen Massewiderständen aufgebauten Spannungsteiler mit einer Höhe von 20 cm und einer Dicke von 20 mm näherungsweise eine Kapazität von $C_E = 5,9 \text{ pF}$.

Für die Bandbreite ohmscher Teiler ergibt sich nach [2] näherungsweise:

$$B = \frac{1,46}{R \cdot C_E} \quad (3.3)$$

Unter der Voraussetzung, daß sich der Spannungsteiler wie ein Gaußscher Tiefpaß verhält, ergibt sich daraus für die Anstiegszeit des Teilers:

$$T_a = \frac{0,35}{B} = 0,24 \cdot R \cdot C_E \quad (3.4)$$

In Tabelle 1 sind die theoretisch erreichbaren Bandbreiten für verschiedene Widerstandswerte von Spannungsteilern angegeben.

R in Ω	100	200	500	1k	2k	5k	10k
B in MHz	2487	1244	497	249	124	50	25
T _a in ns	0,14	0,28	0,56	1,41	2,82	5,63	11,2

Tabelle 1: Bandbreite und Anstiegszeit ohmscher Teiler
 mit Höhe 20 cm

Wenn der ohmsche Teiler für höhere Spannungen eingesetzt werden soll, muß er mit einer größeren Bauhöhe aufgebaut werden, was zu einer größeren Erdkapazität führt. Dies führt dann zu einer wesentlich geringeren Bandbreite.

Da für eine hohe Bandbreite eines solchen Teilers sehr kleine Widerstandswerte nötig sind, ist ein sehr breitbandiger rein ohmscher Teiler nur zu erreichen für Prüfaufbauten, die es erlauben einen so kleinen Widerstandswert in die Schaltung einzubringen. Dies ist z.B. bei der Messung von Einkopplungen in Leitungen gegeben.

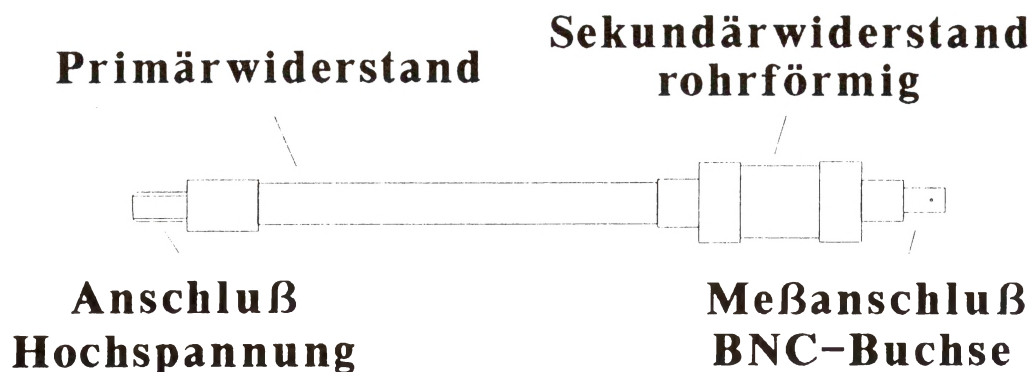


Bild 2: Schemazeichnung des Spannungsteilers

Der realisierte ohmsche Teiler hat einen Primärwiderstand von $220\ \Omega$. Mit austauschbaren Sekundärwiderständen kann dabei ein Übersetzungsverhältnis im Bereich von 100 bis 1000 erreicht werden. Die eingesetzten Widerstände sind hochbelastbare Kohlemasse-Widerstände mit einer maximal zulässigen Verlustleistung von ca. 200 W. Somit ist gewährleistet, daß auch Signale mit großen Rückenhalbwertszeiten ohne thermische Überlastung des Teilers gemessen werden können.

Der Sekundärwiderstand ist rohrförmig ausgeführt, um zu erreichen, daß auf der Meßsignalseite vom Spannungsteiler bis zum Meßgerät ein koaxialer Aufbau vorliegt. Damit wird erreicht, daß die Einkopplungen in den Teiler durch Feldkopplung weitestgehend vermieden wird.

Zudem kann der Teiler bei Auftreten von sehr hohen Feldstärken mit Hilfe eines Kupferrohres, in das der gesamte Teiler eingesteckt werden kann, abgeschirmt werden.

In Bild 3 ist eine Messung dargestellt, bei der das Frequenzverhalten des Spannungsteilers mit Abschirmung gemessen wurde. Aus diesen Messungen ergibt sich eine 3 dB-Grenzfrequenz von ca. 250 MHz.

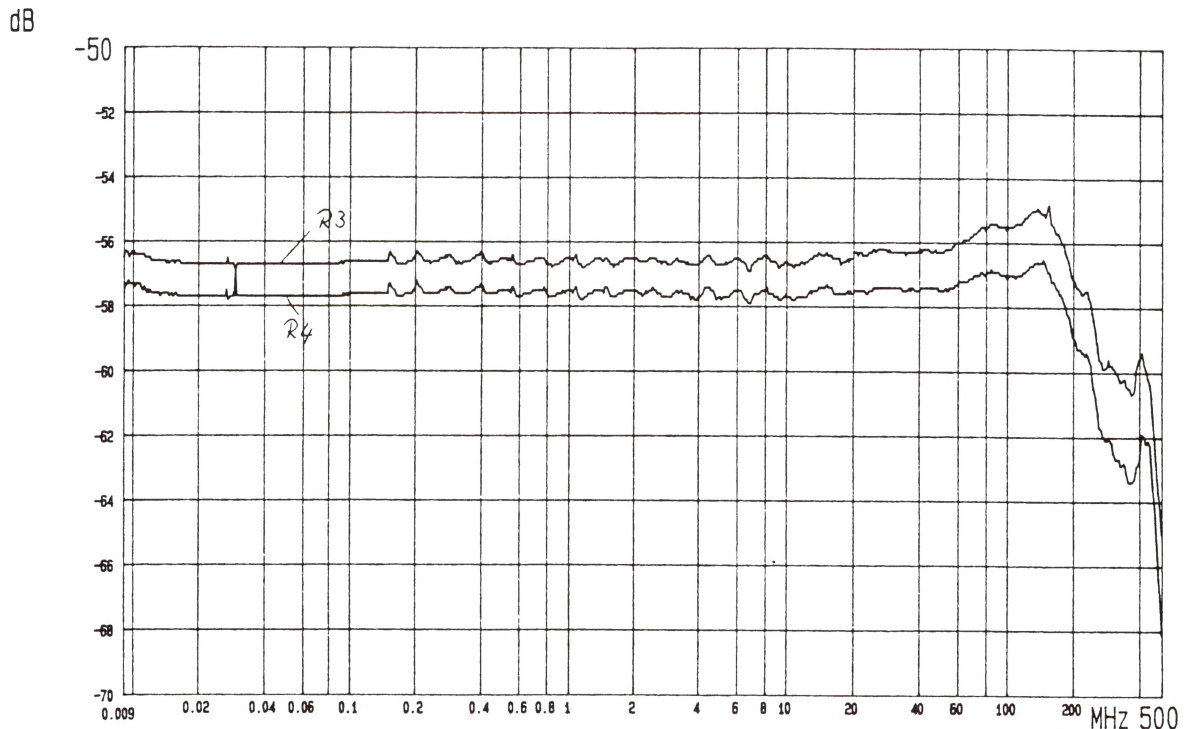


Bild 3: Frequenzgang des durch ein Kupferrohr geschirmten Spannungsteilers

Diese verglichen mit der theoretisch erreichbaren verhältnismäßig geringe Bandbreite erklärt sich aus der wesentlich größeren Kapazität des Spannungsteilers mit Abschirmung. In Bild 4 ist die Messung der Anstiegszeit des Spannungsteilers dargestellt, wobei der Impulsgenerator eine Eigenanstiegszeit von 860 ps aufweist. Die Eigenanstiegszeit des Meßgerätes liegt bei ca. 470 ps. Somit errechnet sich aus der Anstiegszeit der Messung von 2,1 ns eine Anstiegszeit des Teilers von

$$T_a = T_m^2 - T_{aM}^2 - T_{aG}^2 = 1,4 \text{ ns} \quad (3.5)$$

Dies ergibt nach Gleichung (3.4) eine Bandbreite des Teiler von 250 MHz.

Der Teiler hat eine Gesamtlänge von ca. 20 cm. Er kann bei impulsförmiger Belastung bis zu einer Spannung von ca. 20 kV benutzt werden, ohne daß es zu Entladungen kommt.

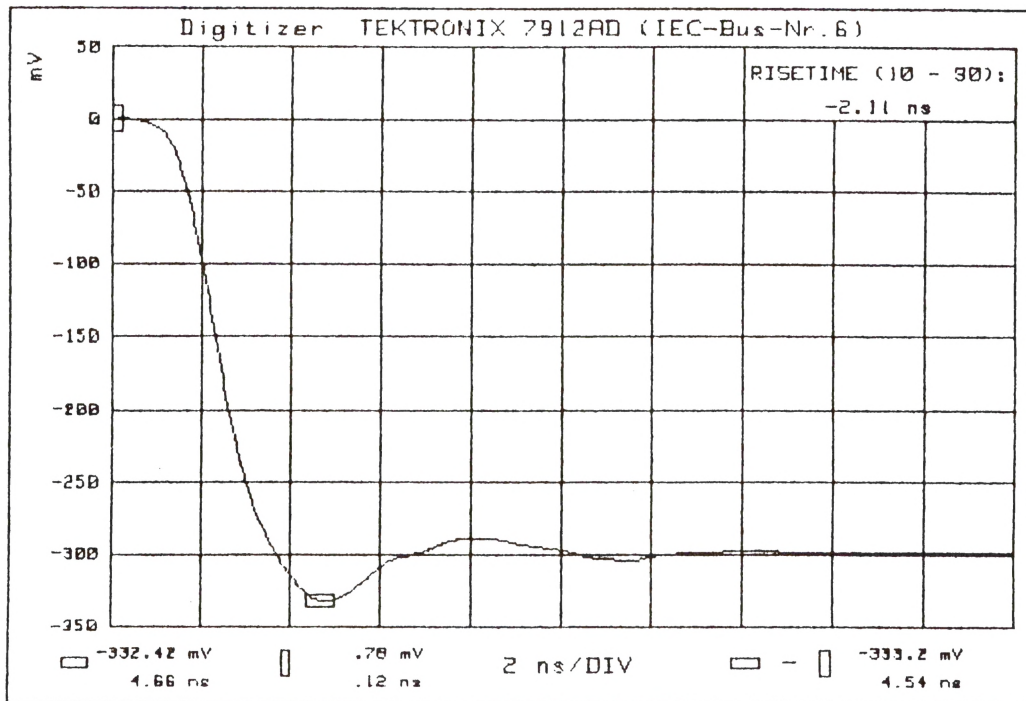


Bild 4: Messung der Anstiegszeit des Spannungsteilers

4. Messung elektrischer und magnetischer Felder

Die Feldstärken bei elektromagnetischen Impulsvorgängen können mit geeigneten Sensoren über die Influenz- und Induktionswirkung der elektromagnetischen Felder erfaßt werden. Für die Messung der elektrischen Feldstärke werden meist kapazitive Sensoren, für die Erfassung der magnetischen Feldstärke werden Schleifensensoren verwendet. Die Größe der Sensoren muß dabei jeweils sehr viel kleiner als die Wellenlängen der höchsten auftretenden Signalfrequenzen sein. Es müssen also "elektrisch kurze Sensoren" verwendet werden.

4.1 Kapazitive Sensoren zur Messung der elektrischen Feldstärke

Ein kapazitiver Sensor besteht im allgemeinen aus einer von einer Bezugsfläche isolierten Meßelektrode, die mit dieser Bezugsfläche über eine Meßimpedanz Z_M verbunden ist (Bild 5).

Das Wirkungsprinzip des kapazitiven Sensors kann aus der 1. Maxwell'schen Gleichung

$$\oint_{\vec{l}} \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_{\vec{A}} \vec{g} \cdot d\vec{A} + \int_{\vec{A}} \frac{d\vec{E}}{dt} \cdot d\vec{A}$$

abgeleitet werden.

Im Ersatzschaltbild (Bild 5b) kann das physikalische Wirkungsprinzip des Sensors als ideale Stromquelle mit Parallelkapazität berücksichtigt werden. Die Impedanz \underline{Z} im Ersatzschaltbild stellt die Zusammenfassung der Meßimpedanz und aller Streuimpedanzen dar.

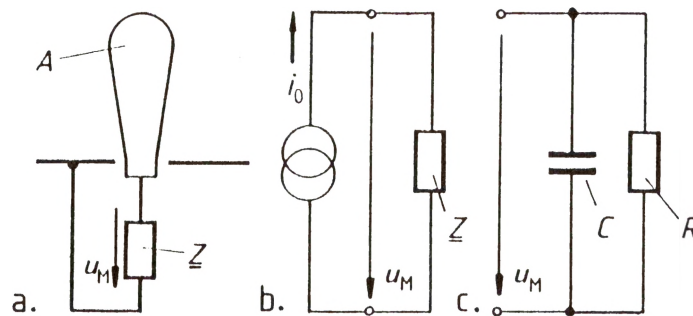


Bild 5: Kapazitiver Sensor zur Messung elektrischer Felder
a. Geometrie des Sensors
b. Ersatzschaltbild
c. Meßimpedanz

Als Meßimpedanz kann entweder eine zur Streuimpedanz des Sensors parallel geschaltete Meßkapazität $C = C_M$ (hochohmiger Abschluß des kapazitiven Sensors) oder ein ohmscher Meßwiderstand $R = R_M$ (niederohmiger Abschluß des kapazitiven Sensors) verwendet werden. Beide Elemente im Ersatzschaltbild existieren immer. Beim Abschluß mit C_M stellt R die Summe aus dem Eingangswiderstand des nachfolgenden Meßgerätes und dem Leckwiderstand des Meßkondensators dar; beim Abschluß mit R_M stellt C die Summe aus Streukapazität und Eingangskapazität der nachfolgenden Meßschaltung dar.

Unter Berücksichtigung dieser beiden Elemente und unter der Annahme, daß keine freien Ladungen auf die Meßoberfläche einströmen, kann Gleichung (4.1) als

$$\oint_{\vec{l}} \vec{H} \, d\vec{l} = \int_{\vec{A}} \vec{g} \, d\vec{A} + \epsilon \int_{\vec{A}} \frac{d\vec{E}}{dt} \, d\vec{A} = i_0 = i_C + i_R = C \frac{du}{dt} + \frac{u}{R} \quad (4.2)$$

geschrieben werden.

4.2 Schleifensensoren zur Messung der magnetischen Feldstärke

Schleifensensoren zur Messung der magnetischen Feldstärke bestehen aus einer Induktionsschleife, die mit einer Bezugsfläche eine Meßfläche einschließt (Bild 6). Die Meßschleife ist meist einseitig über eine Meßimpedanz angeschlossen. Der durch die Meßfläche hindurchtretende magnetische Fluß induziert in der Meßschleife eine Spannung, die an einem Meßwiderstand abgegriffen werden kann.

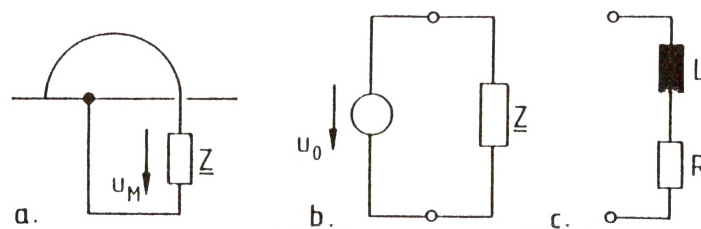


Bild 6: Schleifensensor zur Messung magnetischer Felder
a. Geometrie des Sensors
b. Ersatzschaltbild
c. Meßimpedanz

Dieses Wirkungsprinzip des Schleifensensors kann aus der 2. Maxwell'schen Gleichung

$$\oint_{\vec{l}} \vec{E}(t) \, d\vec{l} = - \frac{d}{dt} \int_{\vec{A}} \vec{B} \, d\vec{A} \quad (4.3)$$

abgeleitet werden.

Im Ersatzschaltbild (Bild 6b) wird die Wirkung des Schleifensensors als ideale Spannungsquelle mit einer Schleifeninduktivität berücksichtigt. Die Impedanz Z stellt die Zusammenfassung der Meßimpedanz und aller Streuimpe-

danzen dar. Als Meßimpedanz kann entweder eine Meßinduktivität $L = L_M$ (Eigeninduktivität der Schleife, eventuell mit Zusatzinduktivität - niederohmiger Abschluß des Schleifensensors) oder ein Meßwiderstand $R = R_M$ (hochohmiger Abschluß des Schleifensensors) verwendet werden.

Unter Berücksichtigung von L und R läßt sich (4.3) als

$$\oint_{\vec{l}} \vec{E} \, d\vec{l} = - \frac{\delta}{\delta t} \int_{\vec{A}} \vec{B} \, d\vec{A} = u_0 = L \frac{di}{dt} + R i = u_L + u_R \quad (4.4)$$

schreiben.

5. Freifeldsensoren zur Messung beliebiger Feldstärkevektoren

Zur Messung von elektromagnetischen Feldern im Feldraum wurden Feldsensoren entwickelt, mit denen jeweils gleichzeitig die drei kartesischen Komponenten des elektrischen und magnetischen Feldstärkevektors gemessen werden können. Diese Sensoren bestehen aus leitfähigen Hohlkugeln auf deren Oberfläche die eigentlichen Feldsensoren zur Messung der Feldkomponenten untergebracht sind. Durch die kugelförmige Sensorgestalt kommt es zu einer geringen Rückwirkung auf das zu messende Feld und der Sensor hat keine Vorzugsrichtung.

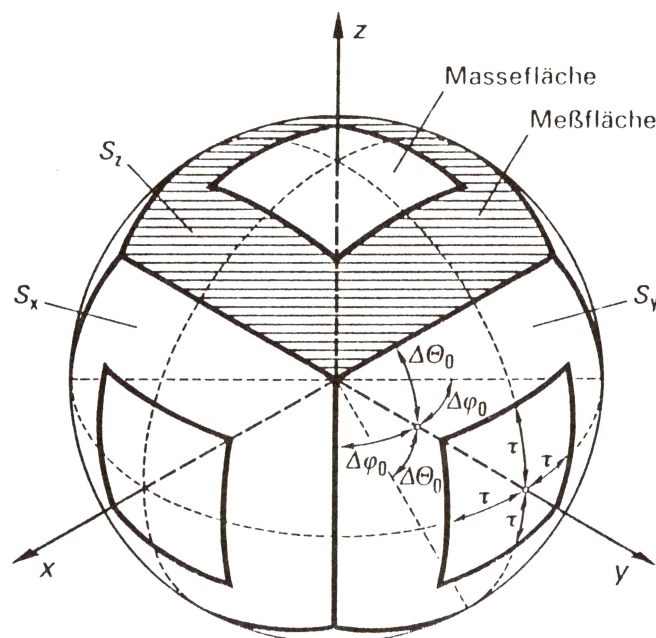


Bild 7: Kugelfeldsonde zur Messung elektrischer Felder

Dadurch, daß die Rückwirkung leitfähiger Kugeln auf homogene und idealisierte inhomogene Felder berechenbar ist, können theoretische Grenzen für die

Sondengröße und Fehlergrenzen für die Messung inhomogener Felder mit Sonden, die für homogene Felder kalibriert sind, angegeben werden. Zur Meßwertübertragung der gemessenen Werte wird eine mehrkanalige optische Meßwertübertragungsstrecke mit einer Bandbreite von 100 MHz verwendet.

5.1 E-Feldsensor - kapazitiv beschaltete Kugelfeldsonde zur Messung beliebiger dreidimensionaler elektrischer Felder

Bei dieser Feldsonde ist die leitfähige Kugeloberfläche in geeignete Teilflächen (Kugelvierecke) nach Bild 7 unterteilt.

Durch die Auswertung der Differenz der Signalspannungen von jeweils symmetrisch zum Kugelmittelpunkt angeordneten Meßflächen kann der Meßfehler im stark inhomogenen Feld (repräsentiert durch eine Punktladung) bis zu kleinen Abständen im Bereich weniger % gehalten werden.

Im Fehlerdiagramm in Bild 8 ist der Betragsfehler Δe für die Feldstärkemessung im Feld einer Punktladung, die sich im Abstand $d = D$ (Kugeldurchmesser) vom Mittelpunkt der Feldsonde befindet, in Abhängigkeit von der Richtung des Feldvektors aufgetragen.

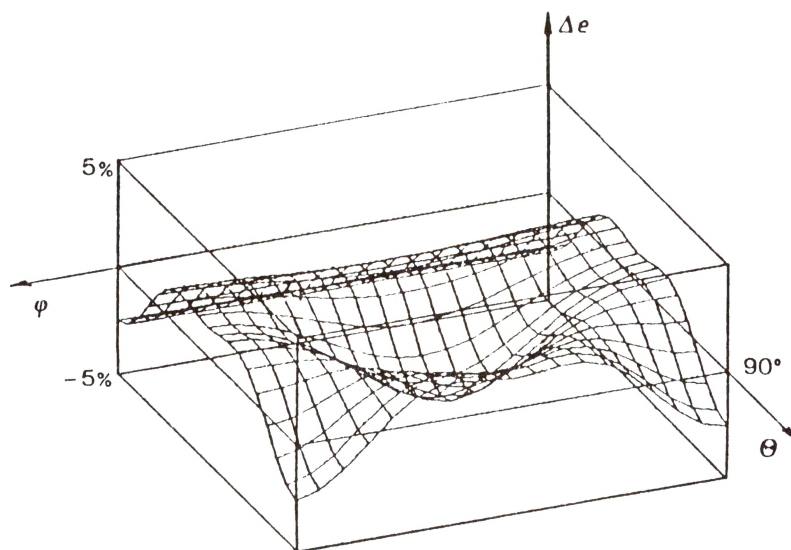


Bild 8: Betragsfehler Δe bei der Messung im inhomogenen Feld

Bild 9 zeigt den mit der Feldsonde gemessenen elektrischen Feldimpuls $E(t)$ in einer EMP-Streifenleiterantenne im Vergleich zur Messung des selben Feldes mit einem erdgebundenen Feldsensor.

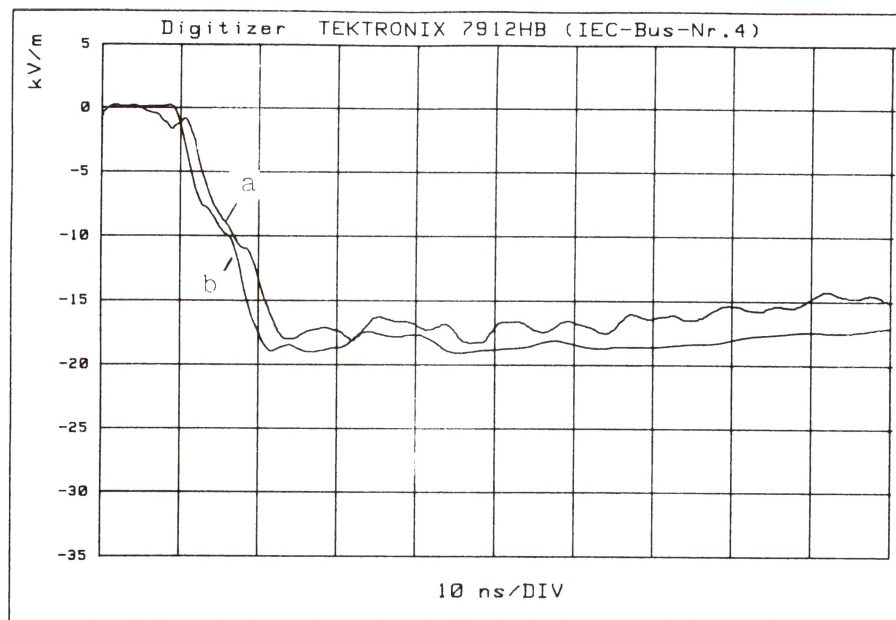


Bild 9: Vergleich der Messungen eines elektrischen Feldimpulses
a. Kugelfeldsonde
b. erdgebundener Feldsensor

Der hier beschriebene Feldsensor ist ein aktiver Feldsensor; d.h. die Meßwertübertragung erfolgt durch eine batterieversorgte optische Übertragungsstrecke. Die Übertragungsstrecke besteht aus vier einzelnen Übertragungskanälen, wobei drei Kanäle zur Meßwertübertragung vom Sensor zum Empfänger und ein Kanal zum ferngesteuerten Einschalten der Stromversorgung verwendet wird.

Bild 10 zeigt das Blockschaltbild für die Feldsonde mit Meßwertübertragungsstrecke und Empfänger. Durch die hochohmige Beschaltung der Meßflächen mit Meßkondensatoren wird jeweils direkt die elektrische Feldstärke E gemessen. Der hochohmige Abgriff der Meßspannungen erfolgt durch breitbandige Differenzverstärker mit FET-Eingang, wodurch die Auswertung der Differenz der Signale der Meßflächenpaare ermöglicht wird.

Die Bandbreite der Feldsonde beträgt 100 MHz mit einer unteren Grenzfrequenz von $f_u = 20$ Hz. Der Dynamikbereich ist 46 dB.

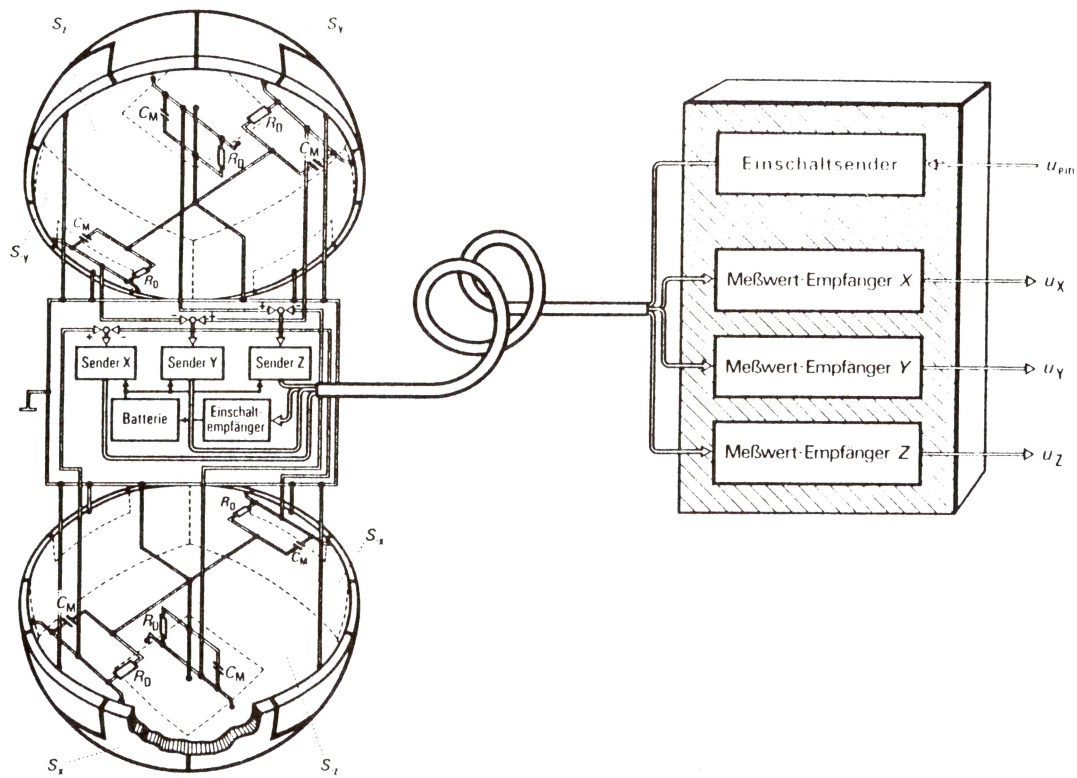


Bild 10: Blockschaltbild für die Kugelfeldsonde zur Messung der elektrischen Feldstärke

5.2 H-Feldsensor - Kugelförmige Feldsonde mit aufgesetzten Schleifensensoren zur Messung beliebiger dreidimensionaler magnetischer Felder

Diese Feldsonde besteht aus einer leitfähigen Hohlkugel auf deren Oberfläche kleine geschirmte Halbschleifen so angeordnet sind, daß jeweils zwei einander gegenüberliegende Meßschleifen eine Komponente des magnetischen Feldstärkevektors erfassen. Im Inneren der Hohlkugel sind die zusammengehörenden Schleifen so miteinander verbunden, daß an einem, dem Wellenwiderstand der geschirmten Meßschleifen entsprechenden Meßwiderstand R_M die Meßspannung U_M infolge des magnetischen Flusses in beiden Meßschleifen abgegriffen wird (Bild 11). Das Meßsignal u_M ist nach (4.4) proportional der zeitlichen Änderung B der magnetischen Induktion B . Zur Bestimmung der magnetischen Feldstärke H muß das Meßsignal u_M integriert werden. Dies erfolgt mit einem breitbandigen zweistufigen Integrator, wobei das Integrationsglied für niedrige Frequenzen (1 kHz - 2 MHz) mit Hilfe eines invertierenden aktiven Integrators und das Integrationsglied für die hohen Frequenzen (2 MHz - 100 MHz)

mit einem passiven RC-Integrator aufgebaut ist. Die beiden Signalausgänge werden über einen breitbandigen Differenzverstärker zusammengeschaltet.

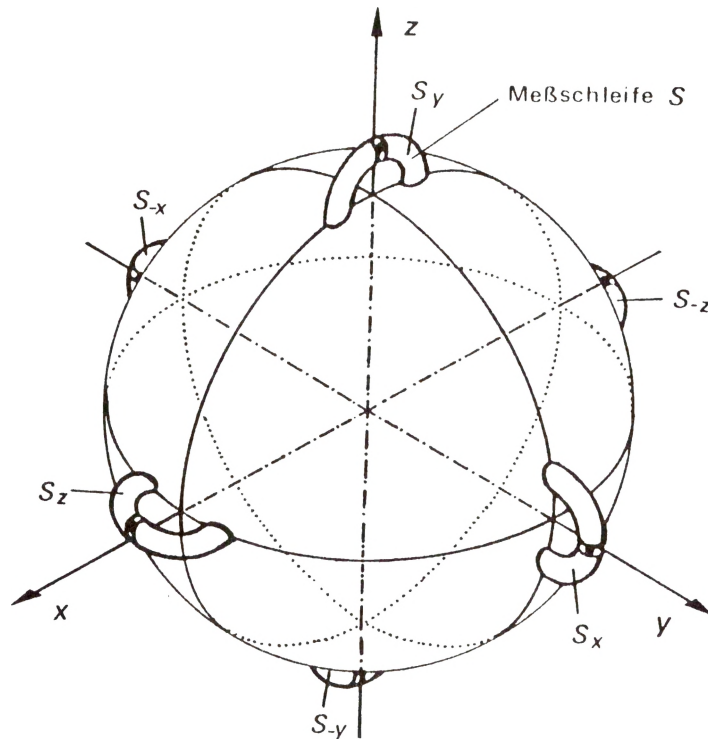


Bild 11: Kugelfeldsonde zur Messung magnetischer Felder

Die analoge Integration in der Feldsonde mit anschließender Meßwertübertragung ist wesentlich günstiger als die Übertragung des differenzierten Signals mit anschließender Integration, da jede Lichtwellenleiterübertragungsstrecke einen auf einige 10 dB begrenzten Dynamikbereich hat. (Für breitbandige LWL-Übertragungsstrecken mit Bandbreiten bis 100 MHz ist höchstens ein Dynamikbereich von 50 - 60 dB erreichbar).

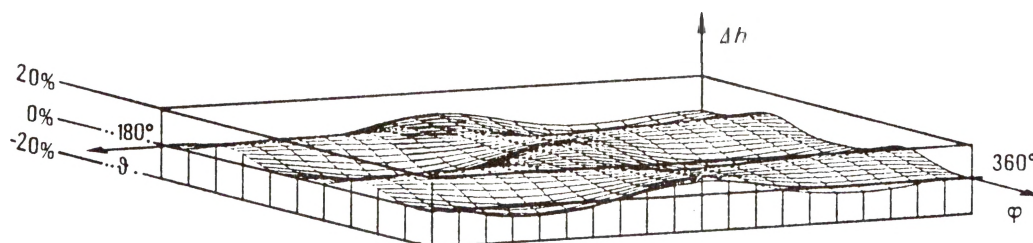


Bild 12: Betragsfehler Δh für die Kugelfeldsonde bei der Messung der magnetischen Feldstärke im inhomogenen Feld eines stromdurchflossenen Leiters

Der begrenzte Dynamikbereich hat zur Folge, daß maximal 2 - 3 Frequenzdekaden des differenzierten Meßsignals übertragen werden können; dadurch können

Impulse mit langer Impulsdauer und kurzen Anstiegszeiten nicht richtig gemessen werden.

Die Meßwertübertragung der H-Feldsonde erfolgt mit der unter 5.1 bereits beschriebenen LWL-Übertragungsstrecke mit einer Bandbreite von 100 MHz. Durch die Auswertung der Signale der Meßschleifenpaare ist der maximal auftretende Meßfehler bei der Bestimmung des magnetischen Feldstärkevektors H im inhomogenen Feld eines stromdurchflossenen Leiters kleiner 10 %, wenn der Abstand des Meßortes vom stromdurchflossenen Leiter nicht kleiner als der doppelte Kugeldurchmesser D wird. Bild 13 zeigt den Vergleich eines mit der Feldsonde und mit einem erdgebundenen Sensor gemessenen in der EMP-Streifenleiterantenne erzeugten Feldimpulses.

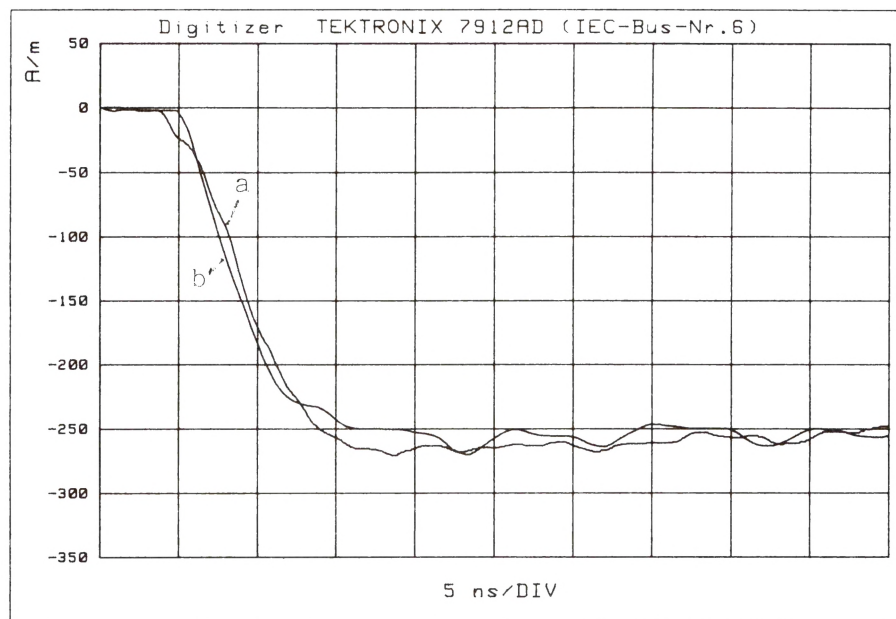


Bild 13: Vergleich der Messungen des magnetischen Feldimpulses in einer EMP-Streifenleiterantenne gemessen mit

- a. Kugelfeldsonde
- b. erdgebundenem Feldsensor

6. Digitale Speicheroszilloskope

Digitale Speicheroszilloskope haben in letzter Zeit einen großen Wandel in der Meßtechnik gebracht. Mühsames Auswerten von Fotos wurde durch elegantes Auswerten gemessener Signale mit Hilfe des Computers ersetzt. Das einzige Problem bei der Handhabung der Speicheroszilloskope zusammen mit einem Rechner besteht darin, daß es noch keine genormte Sprache gibt um Speicher-

oszilloskope anzusprechen. Das bedeutet, daß bei jedem Wechsel des Meßgerätes ein neuer Treiber erstellt werden muß, mit dem das Oszilloskop bedient und ausgelesen werden kann.

Bei der Auswahl eines Digitizers ist jeweils zu beachten, daß für den geforderten Anwendungsfall die entsprechende Analogbandbreite und Abtastrate beim Meßgerät vorliegt. Außerdem ist der Bedarf an Speichertiefe von der jeweiligen Meßaufgabe abhängig.

Durch die Sampling-Betriebsart, die bei den meisten Digitaloszilloskopen möglich ist, ist meist die Analogbandbreite größer als es auf Grund der Abtastrate des Gerätes zu erwarten wäre. Diese Bandbreite kann jedoch nur bei repetierenden Signalen ausgenutzt werden, da nur in diesem Fall mit dem Sampling-Verfahren eine derart hohe Signalfrequenz erfaßt werden kann.

Bei einmalig auftretenden Signalen können auf Grund der Nyquist-Bedingung nur Signale erfaßt werden, deren höchste im Spektrum des Signales vorhandene Frequenz die halbe Abtastfrequenz nicht überschreitet. Diese theoretische Grenze kann, wenn die Messung einigermaßen mit der Wirklichkeit übereinstimmen soll bei weitem nicht erreicht werden.

6.1 Erforderliche Analogbandbreite

Um transiente Impulse sinnvoll aufzeichnen zu können ist es notwendig, die Bandbreite des Meßsignales zu kennen und daraus die beim Meßgerät erforderliche Bandbreite zu berechnen. Bei impulsförmigen Vorgängen kann die Bandbreite des Signales näherungsweise durch die Gleichung

$$B = \frac{0,35}{T_r} \quad (6.1)$$

mit T_r : schnellste im Signal vorkommende Anstiegszeit ermittelt werden.

Diese Bandbreite des Meßsignales sollte vom Meßgerät wesentlich überschritten werden, um zu erreichen, daß die im Meßsignal vorkommenden Flanken nicht unzulässig stark verändert werden.

So berechnet sich der Fehler in der Anstiegszeit eines Signales durch Bandbreitenbegrenzung im Meßgerät zu

$$f = \frac{B_S}{B_M} \sqrt{\left(\frac{B_S}{B_M}\right)^2 + 1} - 1 \quad (6.2)$$

mit B_S = Signalbandbreite
 B_M = Bandbreite des Meßgerätes

Daraus ergibt sich bei einer Bandbreite des Meßgerätes, die doppelt so groß ist wie die des Impulses, ein Fehler in der Anstiegszeit des aufgezeichneten Impulses von ca. 12 %.

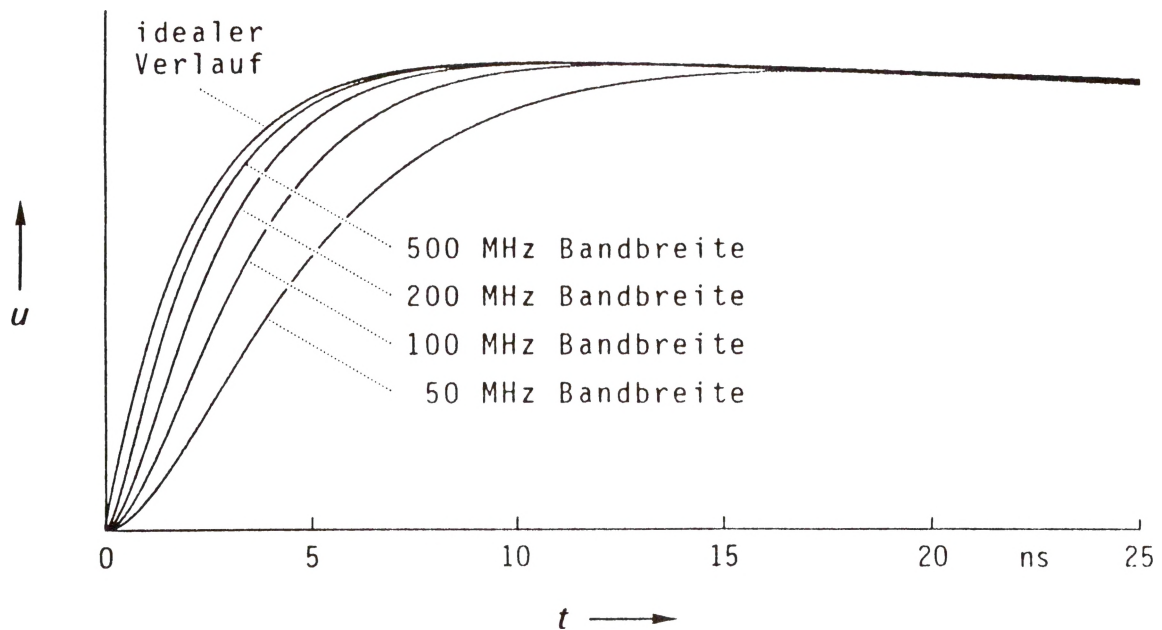


Bild 14: Veränderung der Anstiegszeit eines Impulses mit 5 ns Anstiegszeit durch Messung mit geringer Bandbreite

Bei einer derart geringen Bandbreite des Meßgerätes muß eine Korrektur der Anstiegszeit durchgeführt werden um zu erreichen, daß der Fehler kleiner 10 % wird. Derartig Korrekturen sind jedoch bei unbekannten Signalverläufen sehr mit Vorsicht zu genießen.

6.2 Zur Messung erforderliche Abtastrate

Die Festlegung der benötigten Abtastrate ergibt sich bei transienten Vorgängen theoretisch nach der Nyquist-Abtastbedingung

$$f_A \geq 2 B_S \quad (6.3)$$

Diese Grenze ist jedoch in der Praxis um ein Wesentliches zu überschreiten, da die Signale auch Frequenzanteile enthalten, die oberhalb der 3 dB-Bandbreite liegen. Durch die mit der Abtastung durchgeführte Faltung des Spektrums des gemessenen Signales mit der Abtastfrequenz ergibt sich ein Überlappungsbereich, wenn die Abtastfrequenz nicht wesentlich oberhalb der doppelten 3 dB-Bandbreite liegt.

Bei der Rekonstruktion eines mit der Nyquist-Frequenz abgetasteten Signales gehen somit wesentliche Bestandteile oberhalb der 3 dB-Frequenz verloren oder

werden verfälscht. Dies führt dazu, daß die Anstiegszeit verändert wird und eventuell Überschwinger eingebaut werden, die beim Meßsignal nicht vorhanden oder nicht so stark ausgeprägt waren.

Unter Berücksichtigung der Entscheidungskriterien in 6.1 und 6.2 ist es für die Aufzeichnung transienter Signale notwendig folgende Anforderungen an die Meßtechnik zu stellen:

- Bandbreite des Analogteils des Meßsystem mehr als doppelt so groß wie die Bandbreite des zu messenden Signales.
- Abtastrate in der Größenordnung der 10fachen erforderlichen Bandbreite.
- Speichertiefe in Abhängigkeit der Abtastrate und der Dauer des zu messenden Vorganges.
- Vertikale Auflösung des Meßgerätes entsprechend der erforderlichen Meßgenauigkeit was die Amplitude betrifft. Dabei sind in der Hochspannungstechnik auch die durch Meßfehler verursachten Abweichungen zu berücksichtigen.

6.3 Derzeit schnellste Aufzeichnungsmethoden

Die derzeit auf dem Markt befindlichen schnellen Digitaloszilloskope arbeiten nach folgenden Analog-Digital-Umsetzungsverfahren:

- CCD-Speicherelemente
- Flash-Converter
- Scan-Converter-Röhre

6.3.1 Geräte mit CCD-Speicherelementen

In diesen Geräten wird das zu messende Signal in CCD's (charge coupled devices) analog zwischengespeichert und können aus diesem Speicher relativ langsam ausgelesen und A/D-Umsetzern zugeführt werden. Dabei hat die analoge Zwischenspeicherung den Nachteil, daß dabei ein relativ hoher Rauschanteil entsteht. Somit wird die Auflösung mit der gewandelt wird effektiv um etwa 2 Bit verringert.

Vorteil dieser Methode ist der auch bei hohen Abtastfrequenzen relativ geringe Preis solcher Geräte.

Dieses Verfahren wird z.B. in folgenden Geräten verwendet:

Gerät	Abtastrate	Bandbreite
Gould DSO 4080	800 MS/s	300 MHz
Philips PM 3323	500 MS/s	300 MHz
Tektronix 2440	500 MS/s	300 MHz

6.3.2 Geräte mit Flash-Convertern

In diesen Geräten sind sehr schnell arbeitende Analog-Digital-Umsetzer eingesetzt, die das Meßsignal direkt mit Abtastraten von bis zu 500 MHz umsetzen. Dabei kann durch entsprechendes Parallelschalten solcher Wandler eine wesentlich höhere Abtastrate erreicht werden. Diese Oszilloskope weisen teilweise sehr tiefe Speicher auf, die es ermöglichen auch relativ lang dauernde Ereignisse mit hoher Abtastrate aufzuzeichnen. Durch den hohen Preis der schnellen A/D-Umsetzer und den dazu erforderlichen ebenfalls sehr schnellen Speicher sind diese Geräte relativ teuer.

Beispiele dieser Geräte sind:

Gerät	Abtastrate	Bandbreite
HP 54111	1 GS/s	500 MHz
LeCroy 7200	1 GS/s	400 MHz
Tektronix DSA 602	2 GS/s	1 GHz

6.3.3 Geräte mit Scan-Converter-Röhre

Diese Digitaloszilloskope arbeiten mit einer Röhre in der ein Elektronenstrahl auf ein Siliziumtarget gelenkt wird, auf dem eine Matrix aus Dioden realisiert ist. Durch den in diesen Dioden vorhandenen Speicherladungseffekt bleibt die Information ob eine Diode 'belichtet' wurde oder nicht relativ lange erhalten. Diese Zeit kann ausgenutzt werden die Information aus den Dioden auszulesen und in digitaler Form abzuspeichern. Dies kann relativ langsam durchgeführt werden.

Geräte dieser Art sind derzeit die schnellsten digital arbeitenden Meßgeräte überhaupt. Es wird dabei eine äquivalente Abtastrate von 1000 GHz erreicht.

Geräte, die mit diesem Verfahren arbeiten sind relativ teuer.

Beispiele:

Gerät	Abtastrate	Bandbreite
Iwatsu TS8253	25 GS/s	100 MHz
Tektronix 7912 HB	100 GS/s	750 MHz
Tektronix 7250	1000 GS/s	6 GHz

7. Literaturhinweise

- [1] Akhunlar, A. Kapazität eines Zylinders gegen Ebene und gegen senkrecht aufeinander stehende Ebenen (ATM) Archiv für technisches Messen, Blatt Z 130-4 (Juli 1973), 131-132
- [2] Zaengl, W. Das Messen hoher raschveränderlicher Stoßspannungen, Diss. München 1964
- [3] Schwab, A. Hochspannungsmeßtechnik, Meßgeräte und Meßverfahren. Berlin, Heidelberg, New York Springer 1981
- [4] Pfaff, W. Sensoren für den ns-Bereich, EMV/EMP in der Luftfahrt Symposium '88, Haefely Test Systems
- [5] Köhler, W. Registrierung und Weiterverarbeitung der Meßgrößen, EMV/EMP in der Luftfahrt Symposium '88, Haefely Test Systems